



**HAL**  
open science

# Machines à commutateur mécanique pour traction automobile : modélisation et optimisation

Baptiste Ristagno

► **To cite this version:**

Baptiste Ristagno. Machines à commutateur mécanique pour traction automobile : modélisation et optimisation. Energie électrique. Université de Lorraine, 2020. Français. NNT : 2020LORR0122 . tel-03023000

**HAL Id: tel-03023000**

**<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-03023000v1>**

Submitted on 25 Nov 2020

**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.



## AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : [ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr](mailto:ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr)

## LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

[http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg\\_droi.php](http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php)

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

# THÈSE

présentée pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LORRAINE

Spécialité : Génie Électrique

par

**Baptiste RISTAGNO**

Ingénieur de l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique

---

---

## **Machines à commutateur mécanique pour traction automobile : modélisation et optimisation**

---

---

Soutenue le 5 Octobre 2020 devant le jury composé de :

Abdelmounaïm	TOUNZI	Professeur – Université de Lille	Président
Carole	HENAU	Maître de Conf. HDR – Université de Toulouse	Rapporteur
Olivier	CHADEBEC	Directeur de recherche CNRS – Grenoble	Rapporteur
Christophe	GEUZAIN	Professeur – Université de Liège	Examineur
Nicolas	LABBE	Master Expert Électrotechnique – Valeo	Examineur
Denis	NETTER	Professeur – Université de Lorraine	Invité
Geoffrey	DEVORNIQUE	Ingénieur de recherche – Valeo	Invité
Noureddine	TAKORABET	Professeur – Université de Lorraine	Directeur de thèse
Julien	FONTCHASTAGNER	Maître de Conf. – Université de Lorraine	Codirecteur de thèse



# Résumé

Les travaux de recherches menés dans cette thèse s’inscrivent dans un contexte d’électrification du secteur automobile en réponse aux préoccupations environnementales. Cette thèse concerne la modélisation et l’optimisation de machines à commutateur mécanique pour la motorisation électrique de petits véhicules mono- ou bi- place. Les machines à collecteur représentent une alternative crédible par leur compétitivité, leur robustesse et leur fiabilité principalement dues à l’absence d’électronique de puissance. Néanmoins, elles nécessitent des dispositifs de compensation et d’aide à la commutation dont l’absence peuvent dégrader leurs performances.

L’alimentation par commutateur mécanique rend nécessaire la prise en compte de la dynamique électrique dans la modélisation numérique par éléments finis. C’est pourquoi il est crucial de développer un modèle permettant un couplage fort au sens de la formulation variationnelle du problème magnétique, du circuit électrique externe et enfin du problème électrocinétique de circulation des courants à l’interface du commutateur.

Dans ce contexte, l’utilisation d’une plateforme de modélisation ouverte ONELAB a abouti au développement d’un modèle original de projection des propriétés physiques et des sources sur un maillage fixe. Cette méthode permet de s’affranchir du remaillage lors de processus itératifs tels que l’optimisation géométrique ou encore la prise en compte du mouvement. Cette méthode a abouti au couplage dynamique du problème magnétique et du circuit électrique externe à la formulation électrocinétique de l’ensemble balais-collecteur ainsi qu’à des perspectives de simulations multi-physiques à cette interface.

Enfin, le choix d’un algorithme d’optimisation adapté aux modèles numériques (boîte noire à fort coût d’évaluation) a permis de développer un outil de dimensionnement des machines à commutateur mécanique adapté à une grande variété de structures en réponse à un cahier des charges industriel.

---

---

Mots-clés :

---

---

- Machines électriques
  - Commutateur mécanique
  - Contact électrique glissant
  - Conception
  - Éléments finis
  - Optimisation
  - Couplage multi-physique
  - Simulation dynamique
- 
-



# Abstract

The research work carried out in this thesis is part of a context of vehicle electrification in response to environmental concerns. This thesis focuses on the modeling and optimization of commutator machines used in powertrains of small electric vehicles. This kind of machines represents an alternate solution due to their competitiveness, robustness and reliability mainly due to the absence of power electronics. Nevertheless, they require compensation windings and commutation poles to improve their performances.

Commutator power supply makes it necessary to take into account electrical dynamics in numerical magnetic modeling by finite elements. That is why, it is crucial to develop a model allowing a strong coupling in the sense of the variational formulation, of magnetic problem, external electrical circuit and finally current flow problem at the commutator interface.

In this context, the use of a modeling opensource platform ONELAB has led to the development of an original model that performs projection of physical properties and sources on a fixed mesh. This method avoids remeshing during iterative processes such as geometric optimization or movement modeling. This method has led to the dynamic coupling of the magnetic problem and the external electrical circuit to the current flow formulation at the commutator interface as well as to prospects for multi-physical simulations at this interface.

Finally, the choice of an optimization algorithm adapted to the numerical models (black box with a high evaluation cost) allowed the development of a tool for the design of commutator machines adapted to many topologies in order to fulfill industrial requirements.

---

---

Keywords :

---

---

- Electrical machines
  - Mechanical commutation
  - Sliding electrical contact
  - Design
  - Finite elements
  - Optimization
  - Mutliphysics coupling
  - Dynamic simulation
- 
-



# Remerciements

Le travail résumé dans ce manuscrit est le fruit de trois années de thèse effectuées au sein du laboratoire du Groupe de Recherche en Énergie Électrique de Nancy, en collaboration CIFRE avec la société Valeo, Équipements Électriques Moteurs basée à l'Isle d'Abeau.

Je tiens à adresser, dans un premier temps, mes respectueux remerciements à l'ensemble des membres du jury. Je remercie Dr. Abdelmounaïm Tounzi qui m'a fait honneur en acceptant de présider le jury et qui a su instauré un dialogue scientifique enrichissant lors de la soutenance. J'adresse mes sincères remerciements à Dr. Olivier Chadebec et à Dr. Carole Henaux pour avoir accepté de rapporter cette thèse, merci pour la qualité et le soin de leurs observations, remarques et critiques. Enfin je remercie chaleureusement Dr. Christophe Geuzaine pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux de recherches ainsi que pour les échanges et les éclaircissements pertinents lors de la soutenance.

J'adresse mes sincères remerciements à mon directeur Nouredine Takorabet pour m'avoir encouragé à me lancer dans une thèse. Je le remercie pour la qualité de son encadrement durant ces trois années mais aussi pour les nombreux échanges scientifiques sans oublier ses remarquables qualités humaines.

Je remercie infiniment mon codirecteur Julien Fontchastagner dont l'humilité, la simplicité et les compétences m'ont véritablement inspiré tout au long de cette thèse. Je ne saurais assez le remercier.

Je n'oublie bien évidemment pas mon second codirecteur officieux Denis Netter dont les nombreuses heures de discussion et de pause café ont certainement permis d'aboutir à la plupart des résultats de cette thèse. Je le remercie pour sa disponibilité, sa curiosité et sa créativité.

Je tiens aussi à remercier chaleureusement tous les membres du laboratoire du GREEN pour leurs qualités humaines et leur disponibilité. Merci également à toute l'équipe de doctorants notamment pour les séances de badminton et de ping-pong avec Thibaud, François, Jean-Baptiste, Maxime, Adrien, mais aussi tous les autres pour leur sympathie et leur bonne humeur. Je remercie particulièrement mon incroyable cobureau Dominique Giraud à la fois mentor et padawan sans qui ces trois années n'auraient indéniablement pas eu la même saveur. Enfin, merci à mon ex cobureau devenu par la suite collègue au sein de Valeo, Geoffrey Devornique, pour sa simplicité, sa gentillesse et les nombreuses heures d'échange téléphonique.

Mon amitié va également vers Nicolas Labbe. Je lui fais part de toute ma gratitude pour m'avoir donné ma chance en tant que doctorant Valeo. Je le remercie pour ses qualités humaines et pour les nombreux et riches échanges scientifiques tout au long de cette thèse. Je remercie enfin toute l'équipe de Valeo de l'Isle d'Abeau et particulièrement les membres de l'équipe simulation, Jordan, Gautier et José, sans oublier l'équipe projet de Créteil, Khadija et Svetislav, qui ont su donner vie aux maquettes de faisabilité issues de cette présente thèse.

Enfin, je tiens à exprimer toute ma gratitude envers mes grand-parents, mes parents et ma grande sœur qui ont toujours été présents pour moi. Je ne serais pas arrivé là sans leurs encouragements et leur soutien. Merci.

Pour terminer, merci à ma fiancée, Claire, qui a su me supporter pendant ces trois années. Merci pour son soutien, sa patience et ses encouragements qui m'ont poussé et motivé tout au long de cette thèse.

# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Chapitre 1 : Contextualisation et problématique</b>	<b>3</b>
Introduction . . . . .	4
1.1 Électrification des véhicules . . . . .	5
1.1.1 La voiture électrique dans l’histoire . . . . .	5
1.1.2 Les problématiques de l’électrification . . . . .	8
1.1.3 Les enjeux actuels . . . . .	10
1.2 Du démarreur automobile vers la chaîne de traction électrique . . . . .	12
1.2.1 Le système démarreur . . . . .	12
1.2.2 Le tout électrique . . . . .	16
1.3 Modélisation électromagnétique . . . . .	17
1.3.1 Les modèles analytiques . . . . .	18
1.3.2 Les réseaux de réductances . . . . .	18
1.3.3 Les méthodes numériques . . . . .	19
1.3.4 Les méthodes hybrides . . . . .	20
1.4 Problématique et plan de réponse . . . . .	21
1.5 Conclusion . . . . .	22
<b>2 Chapitre 2 : Une modélisation adaptée à la conception des machines tournantes</b>	<b>23</b>
Introduction . . . . .	24
2.1 Modélisation éléments finis adaptée aux machines électriques . . . . .	25
2.1.1 Choix de l’outil . . . . .	25
2.1.2 Formulation variationnelle . . . . .	25
2.1.3 Grandeurs du post-processeur . . . . .	32
2.2 Développement de la méthode de projection . . . . .	34
2.2.1 Notions sur la méthode des éléments finis . . . . .	34
2.2.2 Principe d’un modèle sans remaillage . . . . .	35
2.2.3 Inconvénient de la méthode de projection . . . . .	37
2.3 Application à un exemple classique : la MSAP . . . . .	39
2.3.1 Implémentation et résultats préliminaires . . . . .	39
2.3.2 Validation statistique . . . . .	41
2.3.3 Processus d’optimisation . . . . .	46
2.3.4 Calcul des flux . . . . .	49
2.4 Vers une réduction des imprécisions par un modèle hybride . . . . .	49

2.4.1	Principe de l'hybridation . . . . .	49
2.4.2	Validation sur un exemple type tridimensionnel . . . . .	50
2.5	Conclusion . . . . .	53
<b>3</b>	<b>Chapitre 3 : Étude du commutateur mécanique</b>	<b>55</b>
	Introduction . . . . .	56
3.1	Description du système balai-collecteur . . . . .	57
3.1.1	Historique et principe de fonctionnement . . . . .	57
3.1.2	La machine à courant continu . . . . .	60
3.1.3	Le contact électrique glissant . . . . .	65
3.1.4	Modèles analytiques usuels de la commutation . . . . .	67
3.2	Prise en compte de la commutation en élément finis . . . . .	70
3.2.1	Les modèles numériques existants . . . . .	70
3.2.2	Modélisation éléments finis du système balai-collecteur . . . . .	72
3.2.3	Validation du modèle EF . . . . .	75
3.2.4	Phénomène de circulation locale du courant . . . . .	78
3.2.5	Chute de tension saturable au contact électrique . . . . .	78
3.3	Étude analytique de la commutation . . . . .	80
3.3.1	Extension aux machines synchrones . . . . .	80
3.3.2	Conception du nouveau commutateur . . . . .	82
3.3.3	Développement analytique sur un cas d'étude . . . . .	85
3.3.4	Limite géométrique . . . . .	98
3.3.5	Équivalence avec la commande classique . . . . .	99
3.4	Conclusion . . . . .	100
<b>4</b>	<b>Chapitre 4 : Applications industrielles pour traction automobile</b>	<b>107</b>
	Introduction . . . . .	108
4.1	Présentation du système industriel . . . . .	108
4.1.1	Description du système étudié . . . . .	108
4.1.2	Cahier des charges . . . . .	109
4.1.3	Processus d'optimisation . . . . .	110
4.2	Possibilité d'une machine à effet Vernier . . . . .	111
4.2.1	Théorie de l'effet de moiré . . . . .	112
4.2.2	Application aux machines à commutateur mécanique . . . . .	114
4.2.3	Comparaison couplage polaire et couplage dentaire . . . . .	114
4.2.4	Conclusion . . . . .	116
4.3	Structures de machine et paramétrisation du problème d'optimisation . . . . .	117
4.3.1	Phase de pré-conception . . . . .	117
4.3.2	Topologie du rotor . . . . .	118
4.3.3	Catégorie de bobinage . . . . .	119
4.3.4	Topologies de stator . . . . .	120
4.3.5	Résultats du processus d'optimisation . . . . .	125
4.3.6	Mise en place d'une machine à pôles bobinés . . . . .	129
4.4	Validations expérimentales, analyse et perspectives . . . . .	134
4.4.1	Essais sur maquettes . . . . .	134

4.4.2	Regard sur le cahier des charges . . . . .	137
4.4.3	Compromis performances - comportement . . . . .	138
4.4.4	Perspectives . . . . .	139
4.5	Conclusion . . . . .	140
	<b>Conclusion générale</b>	<b>143</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>152</b>
	<b>A Étude analytique de la commutation simple</b>	<b>153</b>
	<b>B Interférences de moiré</b>	<b>159</b>



# Table des figures

1.1	Prévision mondiale sur l'offre et la demande de Cobalt, en jaune la demande de Cobalt dans l'industrie automobile [McK18] . . . . .	4
1.2	Le comte Chasseloup-Laubat sur une Jeantaud Duc profilée [DN13] . . . . .	5
1.3	La Jamais Contente de Camille Jenatzy [DN13] . . . . .	6
1.4	Évolution de la production de voitures électriques entre 1893 et 1956 [PV09] . . . . .	6
1.5	Occurrence des expressions "moteur thermique" et "voiture électrique" entre 1840 et 2010 dans un corpus de la littérature française numérisé sur GoogleBooks grâce à l'outil Ngram Viewer de Google [ngr20] . . . . .	7
1.6	Carte des bornes de recharge Tesla en France en 2018 [All18] . . . . .	8
1.7	Colonne de charge pour voiture électrique [Fra14] . . . . .	9
1.8	Évolution du prix du Néodyme et du Dysprosium [Wid15] . . . . .	10
1.9	Évolution des valeurs limites d'émissions des voitures particulières, essence à gauche et diesel à droite [Lep01] . . . . .	11
1.10	Renault Twizy et Porsche Taycan visant deux marchés différents . . . . .	12
1.11	Vue écorchée du système démarreur [And13] . . . . .	13
1.12	Acyclismes dûs à la variation de charge du moteur thermique [And13] . . . . .	13
1.13	Structure de l'induit d'une MCC [Vau10] . . . . .	14
1.14	Structure de l'inducteur d'une MCC [Vau10] . . . . .	14
1.15	Caractéristiques d'une MCC de démarreur renforcé [And13] . . . . .	15
1.16	Vue éclatée d'un moteur synchrone de Renault Zoé [Dar18] . . . . .	17
1.17	Caractéristiques du cahier des charges . . . . .	18
1.18	Réseau de réluctances de L. Albert pour une machine à griffes [Alb04] . . . . .	19
1.19	Modèle EF d'une MCC en 2D à gauche et en 3D à droite . . . . .	21
1.20	Modèle hybride EF-réluctance d'un alternateur à griffes [Dev17] . . . . .	21
2.1	Exemple de loi de comportement de matériaux ferromagnétiques . . . . .	27
2.2	Réprésentation de l'asservissement sous forme de schéma-bloc . . . . .	30
2.3	Illustration du flux magnétique embrassé par une spire . . . . .	33
2.4	Utilisation usuelle de la méthode des éléments finis . . . . .	34
2.5	Principe de la méthode de projection . . . . .	36
2.6	Interpolation linéaire nodale de la frontière entre matériaux. . . . .	38
2.7	Interpolation linéaire nodale dans le cas d'un maillage structuré . . . . .	38
2.8	Interpolation linéaire nodale avec un maillage contrôlé . . . . .	39
2.9	Comparaison de cartes 2D de l'induction magnétique en (T) entre modèle classique (gauche) et modèle par projection (droite) . . . . .	40

2.10	Comparaison de cartes 3D de l'induction magnétique en (T) entre modèle classique (gauche) et modèle par projection (droite) . . . . .	41
2.11	Comparaison des couples multistatiques en 2D entre modèle par projection et modèle classique . . . . .	42
2.12	Comparaison des couples multistatiques en 3D entre modèle par projection et modèle classique . . . . .	42
2.13	Histogramme des écarts relatifs sur le couple moyen du modèle par projection par rapport au modèle classique pour 500 machines à 130 000 Dofs . . . . .	44
2.14	Histogramme des écarts relatifs sur le couple moyen du modèle par projection par rapport au modèle classique pour 500 machines à 260 000 Dofs . . . . .	44
2.15	Extremum des épaisseurs de dents pour le modèle complet (gauche) et le modèle projeté (droite) . . . . .	45
2.16	Intervalle de confiance sur l'écart relatif moyen sur le couple moyen du modèle par projection par rapport au modèle classique . . . . .	45
2.17	Représentation du problème de boîte noire . . . . .	47
2.18	Calcul des flux entre le méthode de projection en 3D et la méthode classique en 2D . . . . .	50
2.19	Schéma de principe du modèle hybride . . . . .	51
2.20	Comparaison des histogrammes des écarts relatifs sur le couple moyen pour 500 machines entre modèle hybride et modèle par projection par rapport au modèle classique . . . . .	52
2.21	Comparaison des intervalles de confiance sur l'écart relatif moyen sur le couple moyen entre modèle hybride et modèle par projection par rapport au modèle classique . . . . .	52
2.22	Comparaison des intervalles de confiance sur le gain de temps CPU moyen entre modèle hybride et modèle par projection par rapport au modèle classique . . . . .	53
3.1	Occurrence des expressions "onduleur" et "commutateur tournant" entre 1840 et 2010 dans un corpus de la littérature française numérisé sur GoogleBooks grâce à l'outil Ngram Viewer de Google [ngr20] . . . . .	56
3.2	Dispositif tournant utilisé notamment à l'ENSEM inspiré du collecteur de Jedlik [Sim98] . . . . .	57
3.3	Générateur de courant continu conçu par H. Pixii et A-M. Ampère [Des91] . . . . .	58
3.4	Machine Gramme [Bre73] . . . . .	58
3.5	Machine Schrage-Richter . . . . .	59
3.6	Machine de Scherbius [Adk11] . . . . .	59
3.7	Représentation des structures inverses de MCC et de MS [Mul10] . . . . .	60
3.8	Illustration de la réaction magnétique d'induit [Mul10] . . . . .	61
3.9	Schéma externe de la MCC à excitation séparée . . . . .	62
3.10	Schéma externe de la MCC à excitation série . . . . .	63
3.11	Courbes caractéristiques d'un démarreur à inducteur bobiné représentant la vitesse, le couple et la puissance mécanique mesurés au pignon en fonction du courant absorbé, pour une source de tension donnée . . . . .	64
3.12	Bobinage imbriqué non croisé (à gauche) et croisé (à droite) [And13] . . . . .	65
3.13	Bobinage ondulé progressif (à gauche) et rétrograde (à droite) [And13] . . . . .	65

3.14	Chute de tension du contact balai-collecteur d'une MCC [KR34]	66
3.15	Balai appuyant sur les lames d'un collecteur de démarreur automobile	67
3.16	Schéma d'une commutation en cours	68
3.17	Forme d'onde des courants d'encoches lors de la commutation	70
3.18	Forme d'onde de conductance et de résistance des interrupteurs	71
3.19	Modélisation électrocinétique du commutateur présentée dans [And13]	72
3.20	Principe du modèle proposé pour le commutateur mécanique	73
3.21	Description de l'implémentation des deux modèles	76
3.22	Simulation à une vitesse de $1 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$	77
3.23	Simulation à une vitesse de $10\,000 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$	77
3.24	Striction des lignes de courant des balais vers les lames.	79
3.25	Loi de comportement non linéaire sur la conductivité (droite) modélisant la chute de tension saturable (gauche)	79
3.26	Résultats des simulations non linéaires couplées	80
3.27	Machine synchrone triphasée 2 pôles 6 encoches	81
3.28	Schéma de bobinage diamétral à 6 encoches	83
3.29	Schéma de bobinage diamétral avec phases non couplées	83
3.30	Schéma de bobinage diamétral à phases couplées en étoile	83
3.31	Schéma de bobinage diamétral à phases couplées en triangle	84
3.32	Schéma de bobinage diamétral à phases couplées en étoile	85
3.33	Représentation schématique de la position des balais et des lames	85
3.34	Schéma de position des balais et des lames lors de la séquence 1	86
3.35	Schéma de position des balais et des lames lors de la séquence 2	87
3.36	Schéma de position des balais et des lames lors de la séquence 3	87
3.37	Schéma de position des balais et des lames lors de la séquence 4	88
3.38	Schéma de position des balais et des lames lors de la séquence 5	88
3.39	Circuit équivalent de la séquence 1 en commutation résistive	89
3.40	Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 1 de la commutation résistive	90
3.41	Circuit équivalent de la séquence 2 en commutation résistive	90
3.42	Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 2 de la commutation résistive	91
3.43	Circuit équivalent de la séquence 3 en commutation résistive	91
3.44	Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 3 de la commutation résistive	93
3.45	Circuit équivalent de la séquence 4 en commutation résistive	94
3.46	Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 4 de la commutation résistive	94
3.47	Chronogramme des courants de phase analytique lors de la commutation résistive	95
3.48	Circuit équivalent de la séquence 1 en commutation inductive	95
3.49	Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 1 de la commutation inductive	96
3.50	Circuit équivalent de la séquence 2 en commutation inductive	97

3.51	Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 2 de la commutation inductive . . . . .	98
3.52	Chronogramme des courants de phase analytique lors de la commutation inductive	98
3.53	Variation paramétrique de $\Theta_{balai}$ et $\Theta_{lame}$ en commutation simple. . . . .	102
3.54	Variation paramétrique de $\Theta_{balai}$ et $\Theta_{lame}$ en commutation résistive. . . . .	103
3.55	Variation paramétrique de $\Theta_{balai}$ , $\Theta_{lame}$ et du rapport des résistances $\gamma_r$ . . . . .	104
3.56	Variation paramétrique de $\Theta_{balai}$ , $\Theta_{lame}$ et de la vitesse $\Omega$ pour un rapport des résistances $\gamma_r$ constant. . . . .	105
4.1	Chaîne de traction avec réducteur (gauche) et en attaque directe (droite) . . . . .	109
4.2	Caractéristiques du cahier des charges . . . . .	110
4.3	Image du déplacement $\delta\theta_{\mathcal{P}}$ de la référence de l'interaction champ inducteur – denture $\Theta_{\mathcal{P}}$ (violet) par la norme de la composante axiale du potentiel vecteur magnétique pour un faible déplacement $\delta\theta_R$ de l'axe de référence rotorique $\theta_R$ (noir) . . . . .	112
4.4	Fondamental . . . . .	113
4.5	Fondamental . . . . .	113
4.6	Modification d'une structure classique (gauche) en structure Vernier (droite) avec représentation de leur commutateur respectif (en bas) . . . . .	115
4.7	Comparaison couplage polaire et dentaire à iso-géométrie . . . . .	116
4.8	Comparaison couplage polaire et dentaire à iso-polarité apparente . . . . .	117
4.9	Présentation du stator et paramétrisation . . . . .	118
4.10	Schéma de bobinage diamétral à 6 encoches . . . . .	119
4.11	Schéma de bobinage fractionnaire 12 encoches et 10 pôles . . . . .	120
4.12	Schématisation d'un machine à réluctance variable . . . . .	121
4.13	Caractéristique $\phi(i)$ pour une alimentation en sinus de courant . . . . .	122
4.14	Stator avec denture et paramétrisation pour l'optimisation . . . . .	122
4.15	Présentation du stator et paramétrisation . . . . .	123
4.16	Présentation du stator et paramétrisation . . . . .	124
4.17	Présentation du stator et paramétrisation . . . . .	125
4.18	Présentation du stator et paramétrisation . . . . .	126
4.19	Caractéristiques des machines à bobinage réparti après optimisation (4.2) . . . . .	128
4.20	Caractéristiques des machines à bobinage à pas fractionnaire après optimisation (4.2) . . . . .	128
4.21	Machine à aimants segmentés avec bobinage réparti et son commutateur mécanique	130
4.22	Machine à aimantation Halbach avec bobinage à pas fractionnaire et son commutateur mécanique . . . . .	131
4.23	Rendement de la machine Halbach en bobinage à pas fractionnaire après optimisation (4.2) . . . . .	132
4.24	Présentation du stator et paramétrisation . . . . .	133
4.25	Caractéristiques de la machine à pôles bobinés et bobinage à pas fractionnaire après optimisation (4.2) . . . . .	133
4.26	Asservissement PI de la machine à pôles bobinés avec bobinage à pas fractionnaire à $500 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$ . . . . .	134
4.27	Vue CAO éclatée du prototype avec stator à griffes [Dev19] . . . . .	135

4.28	Vue CAO éclatée du prototype à aimants permanents [Dev19]	135
4.29	Photo de l'ensemble induit – collecteur du prototype à aimants	136
4.30	Court-circuit de type 1 (gauche) et de type 2 (droite) en mode générateur	136
4.31	Déformation du courant provoquée par la montée en vitesse pour la structure à aimants permanents présenté sur la FIGURE 4.21	139
4.32	Répartition du courant d'un bobinage heptaphasé en couplage étoile - les retours des phases ne sont pas représentés	140
A.1	Circuit équivalent de la séquence 1 en commutation simple	153
A.2	Chronogramme des courants de phase analytique	154
A.3	Circuit équivalent de la séquence 2 en commutation simple	154
A.4	Chronogramme des courants de phase analytique	155
A.5	Circuit équivalent de la séquence 3 en commutation simple	156
A.6	Chronogramme des courants de phase analytique	156
A.7	Circuit équivalent de la séquence 4 en commutation simple	157
A.8	Chronogramme des courants de phase analytique	158
A.9	Chronogramme des courants de phase analytique	158
B.1	Illustration de l'effet de moiré	160
B.2	Mesure de petit déplacement par l'effet Vernier en métrologie	161



# Liste des tableaux

2.1	Gain de temps théorique . . . . .	37
2.2	Variations géométriques . . . . .	43
2.3	Résumé des problèmes d'optimisation . . . . .	48
2.4	Résultats des processus d'optimisations . . . . .	48
3.1	Caractéristiques techniques et géométriques du TLS14 . . . . .	75
3.2	Séquences d'alimentations simplifiées en triphasé . . . . .	82
3.3	Résumé des cas possibles . . . . .	86
4.1	Cahier des charges pour machine de traction . . . . .	109
4.2	Résultats de l'optimisation (4.1) . . . . .	127
4.3	Résultats de l'optimisation (4.2) - Performances à $950 \text{ tr.min}^{-1}$ . . . . .	127



# Liste des algorithmes

1	Magnétique transitoire sans courants induits et cinématique mécanique . . . . .	29
2	Magnétique transitoire sans courants induits avec asservissement en vitesse et saturation en tension et courant . . . . .	31



# Liste des symboles

La liste suivante décrit les principaux symboles et acronymes utilisés dans cette thèse.

## Acronymes

*Low-cost* Politique compétitive de réduction des coûts par le choix de matériaux et de technologies à faible coûts

*Re-use* Politique de réutilisation des savoir-faire et outils de production d'une industrie afin de diminuer les coûts d'innovation

AC Courant alternatif

ARQS Approximation des Régimes Quasi-Statiques

BLDC Machine à courant continu sans balais (*Brushless DC Machine*)

CAO Conception Assistée par Ordinateur

CPU Processeur (*Central Processing Unit*)

CVT Transmission à variation continu (*Continuous Variation Torque*)

DC Courant continu

Dofs Nombre d'inconnues (*Degree of freedom*)

DREAL Direction Régionale de l'Environnement, de l'Aménagement et du Logement

EF Éléments Finis

FEM Force Électromotrice

FFT Transformation de Fourier rapide (*Fast Fourier transform*)

GetDP A General Environment for the Treatment of Discrete Problems

MADS Mesh Adaptative Direct Search

MCC Machine à Courant Continu

MEF Méthode des Éléments Finis

MINLP Mixed-Integer Non Linear Programming

MLI Modulation de Largeur d'Impulsions

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

MRV Machine à Reluctance Variable

MS Machine Synchrone  
MSAP Machine Synchrone à Aimants Permanents  
MUMPS MULTifrontal Massively Parallel Sparse direct Solver  
NOMAD Nonlinear Optimization by Mesh Adaptive Direct Search  
ONELAB Open Numerical Engineering LABoratory  
PETSc Portable, Extensible Toolkit for Scientific Computation

### Grandeurs physiques

$\bar{\bar{T}}$	Tenseur de Maxwell	
$\Delta t$	Pas de temps	$s$
$\Delta\Gamma$	Ondulations de couple	$\%$
$\delta\Gamma$	Ecart relatif sur le couple électromagnétique moyen	$\%$
$\epsilon$	Erreur à la consigne	$rad.s^{-1}$
$\Gamma_{CC}$	Couple bloqué	$N.m$
$\Gamma_{charge}$	Couple de charge (frein ou entraînement)	$N.m$
$\Gamma_{classique}$	Couple moyen obtenu par la MEF classique	$N.m$
$\Gamma_{moteur}$	Couple électromagnétique de la machine	$N.m$
$\Gamma_{projection}$	Couple moyen obtenu par la méthode de projection	$N.m$
$\Gamma_{ref}$	Référence de couple définie comme contrainte de l'optimisation	$N.m$
$\mathbf{a}$	Potentiel vecteur magnétique	$T.m$
$\mathbf{b}_n$	Composante normale de $\mathbf{b}$	$T$
$\mathbf{b}_r$	Induction magnétique rémanente des milieux ferromagnétiques durs	$T$
$\mathbf{b}$	Induction magnétique	$T$
$\mathbf{e}$	Champ électrique	$V.m^{-1}$
$\mathbf{h}_t$	Composante tangentielle de $\mathbf{h}$	$A.m^{-1}$
$\mathbf{h}$	Champ magnétique	$A.m^{-1}$
$\mathbf{j}_e$	Vecteur densité de courant équivalente	$A.m^{-2}$
$\mathbf{J}_{eff}$	Densité de courant efficace sur fil	$A.m^{-2}$
$\mathbf{J}_{max,ref}$	Référence de densité de courant maximale définie comme contrainte de l'optimisation	$A.m^{-2}$
$\mathbf{J}_{max}$	Densité de courant maximale sur fil	$A.m^{-2}$
$\mathbf{j}$	Vecteur densité de courant	$A.m^{-2}$
$\mu$	Perméabilité magnétique	$H.m^{-1}$

$\mu_0$	Perméabilité magnétique de l'air	$H.m^{-1}$
$\nu$	Réductivité magnétique	$m.H^{-1}$
$\Omega$	Vitesse de rotation	$rad.s^{-1}$
$\Omega_0$	Vitesse à vide	$rad.s^{-1}$
$\Omega_{coin}$	Vitesse de rotation de référence au coin du gabarit du cahier des charges	$rad.s^{-1}$
$\Omega_{max}$	Vitesse de rotation de référence maximale	$rad.s^{-1}$
$\Omega_{ref}$	Vitesse de rotation de référence	$rad.s^{-1}$
$\phi$	Flux magnétique enlacé par une spire	$Wb$
$\Phi_k$	Flux total magnétique enlacé par la bobine k	$Wb$
$\sigma$	Conductivité électrique	$S.m^{-1}$
$\sigma_{\Omega_i}$	Conductivité électrique du milieu $\Omega_i$	$S.m^{-1}$
$\Theta_{balai}$	Ouverture angulaire des balais	$rad$
$\Theta_{interlame}$	Ouverture angulaire des interlames	$rad$
$\Theta_{lame}$	Ouverture angulaire des lames	$rad$
$b_i$	Composantes de l'induction magnétique	
$e_k$	Force électromotrice de la bobine k	$V$
$f$	Frottements secs	$kg.m^2.s^{-1}$
$I_k$	Courant circulant dans la bobine k	$A$
$I_{CC}$	Courant de court-circuit	$A$
$I_{s,max}$	Courant source maximal	$A$
$J$	Inertie de la partie mobile	$kg.m^2$
$j_{fil}$	Densité de courant sur fil	$A.mm^{-2}$
$j_s$	Densité de courant dans l'encoche	$A.mm^{-2}$
$l$	Inductance de phase	$H$
$L_d$	Inductance dans l'axe direct	$H$
$l_i$	Épaisseur de l'interface du collecteur	$m$
$L_q$	Inductance dans l'axe en quadrature	$H$
$L_z$	Longueur utile	$m$
$L_{phase}$	Inductance de phase	$H$
$NI$	Ampères-tour	$A$
$P_{Joule}$	Pertes Joule	$W$
$P_{max}$	Puissance maximale	$W$

$r$	Résistance de phase	$\Omega$
$r_1$	Résistance de contact balai-lame 1	$\Omega$
$r_2$	Résistance de contact balai-lame 2	$\Omega$
$r_c$	Résistance totale de contact balai-lame complet	$\Omega$
$R_k$	Résistance de la bobine k	$\Omega$
$R_{eq}$	Résistance équivalente vu des bornes	$\Omega$
$r_{phase}$	Résistance de phase	$\Omega$
$S_1$	Surface de contact balai-lame 1	$m^2$
$S_2$	Surface de contact balai-lame 2	$m^2$
$S_c$	Surface totale de contact balai-lame complet	$m^2$
$S_e$	Surface d'encoche	$m^2$
$S_{fil}$	Surface du fil conducteur	$m^2$
$t$	Temps	$s$
$T_{CPU}$	Temps processeur	$s$
$T_{ij}$	Composantes du tenseur de Maxwell	
$T_{maillage,classique}$	Temps de maillage par la méthode classique	$s$
$T_{maillage,projection}$	Temps de maillage par la méthode de projection	$s$
$T_{maillage}$	Temps de maillage	$s$
$T_{resolution}$	Temps de résolution	$s$
$U$	Tension de commande de la machine	$V$
$U_k$	Tension aux bornes de la bobine k	$V$
$U_{batterie}$	Tension batterie	$V$
$U_{hacheur}$	Tension hacheur	$V$
$U_{ref}$	Tension saturée de référence	$V$

### **Autres symboles**

$\delta_{ij}$	Symbole de Kronecker
$\epsilon_m$	Gain sur le temps de maillage par projection
$\gamma_r$	Rapport des résistances de phase et de contact
$\mathbf{N}_t$	Fonction de bobinage
$\Omega$	Domaine complet
$\Omega_k$	Volume de la bobine k
$\Omega_m$	Domaine des aimants

$\Omega_s$	Domaine des sources
$\partial\Omega$	Bord du domaine complet
$\tau_p$	Pas polaire
$\tau_{collecteur}$	Pas au collecteur
$\xi_i$	Rapport de recouvrement du balai sur la lame i
$\xi_t$	Rapport de recouvrement total du balai sur la lame i
$d_b$	Pourcentage de l'ouverture de balai par rapport au pas au collecteur
$d_l$	Pourcentage de l'ouverture de lame par rapport au pas au collecteur
$G$	Rapport de réduction Vernier
$K_i$	Gain de l'asservissement PI
$K_p$	Gain de l'asservissement PI
$K_r$	Coefficient de remplissage de l'encoche
$N_r$	Nombre de dents rotoriques
$N_b$	Nombre de balais
$N_{enc}$	Nombre d'encoches
$N_l$	Nombre de lames
$N_{ph}$	Nombre de phases
$N_{seq}$	Nombre de séquences sur le motif élémentaire
$N_{spire}$	Nombre de spires en série par phase
$Nb_{iterations}$	Nombre d'itérations d'un processus itératif (optimisation ou mouvement)
$p$	Nombre de paires de pôles
$p'$	Transpolarité
$q$	Nombre d'encoches par pôle et par phase
$Sq_i$	i-ième séquence de conduction



# Introduction générale

Le monde en est au prétexte d'une crise énergétique sans précédent. Les demandes en matières premières sont de plus en plus fortes et les ressources de notre planète ne sont pas inépuisables. Le 29 décembre 1970, la Terre commençait à vivre à crédit, autrement dit à partir de cette date, l'humanité avait consommé plus de ressources naturelles et émis plus de gaz à effet de serre que la Terre n'est en capacité d'en produire ou d'en absorber au cours d'une année. Malheureusement, la situation n'a fait qu'empirer depuis. Pour l'année 2019, le jour du dépassement écologique s'est produit le 29 juillet, selon le *Global Footprint Network*, un institut de recherche international établi en Californie. Il faudrait à ce rythme 1,7 planètes pour subvenir à nos besoins. Pire encore, le *World Wildlife Fund* nous informe que ce jour serait intervenu dès le vendredi 10 mai pour l'année 2019 si la population mondiale se comportait comme la population de l'Union Européenne.

Les préoccupations environnementales sont, de nos jours, au cœur des débats au sein de notre société. Le secteur automobile est très controversé dans ce contexte, c'est pourquoi il est, aujourd'hui, soumis à des changements rapides. Les constructeurs automobiles et les équipementiers sont tenus de s'adapter à l'électrification des véhicules dont les enjeux économiques sont très importants. Les pouvoirs politiques appuient ces changements lancés par une prise de conscience sociale. Les polluants émis à l'échappement des véhicules étant problématiques pour la santé publique, l'amélioration de la qualité de l'air par l'électrification des systèmes dans l'automobile apparaît comme une des solutions les plus viables. Cependant, l'impact environnemental global des systèmes électriques est plus complexe à apprécier. En effet, l'extraction du lithium pour les batteries ou des terres rares pour les machines représentent le point noir des véhicules électriques. Néanmoins, l'absence de rejet de gaz, la possibilité d'une production électrique renouvelable et la diminution de l'utilisation de l'énergie fossile font de l'automobile électrique une piste d'avenir. Cette dernière comporte des verrous technologiques et économiques qu'il faudra dépasser pour pérenniser cette technologie comme par exemple l'autonomie des véhicules ou encore le recyclage de composants polluants tels que les batteries et les composants d'électronique de puissance.

Cette thèse porte sur la conception de machines de traction pour véhicule électrique. Une attention particulière sera portée sur le dimensionnement en tenant compte des contraintes citées précédemment. La problématique de cette thèse porte donc sur la phase de conception qui devra limiter le coût en matière première de la machine pour maintenir une compétitivité (*low-cost*), limiter l'utilisation de composants polluants tels que les terres rares ou l'électronique de puissance tout en réutilisant les savoir-faire et outils de production industrielles (*re-use*). La machine devra satisfaire un cahier des charges pour la motorisation de petits véhicules mono- ou bi- place.

La réponse à cette problématique sera développée en quatre chapitres. Le premier permettra

de positionner cette thèse dans le contexte socio-économique et technique actuel. Une première partie contiendra un bref historique ainsi qu'un état des lieux des enjeux majeurs de l'électrification automobile qui permettront de dégager la problématique de la thèse. Une seconde partie présentera l'évolution de l'hybridation à l'électrification et les changements technologiques et techniques nécessaires à cette évolution. Enfin, quelques méthodes de modélisation électromagnétique seront présentées afin de permettre un choix éclairé parmi les techniques existantes.

Le second chapitre permettra de mettre en place les modèles qui seront utilisés par la suite lors du dimensionnement des machines électriques dans un cadre industriel. En effet, une rapide présentation de la formulation variationnelle magnétostatique usuelle sera d'abord introduite avant d'être enrichie par un couplage fort au circuit électrique puis par des couplages faibles cinématiques. En somme, cela aboutira à des simulations magnéto-dynamiques sans courants induits avec prise en compte de la cinématique mécanique incluant une régulation de type proportionnelle – intégrale (PI). Cette formulation ayant vocation à être utilisée au sein de processus itératif (mouvement ou optimisation géométrique), la seconde partie de ce chapitre présentera le développement d'une méthode de simulation sans remaillage. La projection de propriétés physiques et des sources sur un maillage fixe permettra de s'affranchir du temps de remaillage impliqué par un changement de position ou de géométrie. Cette méthode permettra un gain de temps important mais générera des imprécisions qui pourront s'avérer problématiques. C'est pourquoi une dernière partie s'attachera à la réduction de ces imprécisions par une hybridation entre méthode usuelle et méthode de projection.

La machine pour traction électrique devra inclure un commutateur mécanique. Cet organe d'alimentation classique des machines à courant continu (MCC) fait partie des systèmes dont la fonction est simple mais dont l'étude et la simulation s'avèrent complexes. Dans ce manuscrit, l'usage du terme MCC fera référence plus globalement à une machine en structure inversée (inducteur au stator et induit au rotor) et son organe d'alimentation (le commutateur mécanique). Il s'agit de notions structurelles qui ne préfigurent en aucun cas le type d'alimentation, le type d'inducteurs ou encore le type de bobinage. Le troisième chapitre s'attachera donc à l'étude détaillée de l'ensemble balais et collecteur. Dans une première partie, une présentation permettra d'appréhender la complexité et l'intrication des phénomènes physico-chimiques s'y déroulant. La méthode de projection hybride développée au chapitre 2 sera ensuite utilisée pour modéliser le système par éléments finis (EF). Les éléments finis permettront d'envisager la prise en compte d'un large faisceau de phénomènes physiques couplés mais qui sortiront du cadre de cette thèse. Enfin, ce chapitre se terminera par une étude analytique détaillée d'un commutateur mécanique revisité. Les expressions analytiques permettront de mettre en évidence des paramètres cruciaux pour le dimensionnement et la méthode des EF sera utilisée pour conforter ces résultats.

Les chapitres 2 et 3 aboutissent à une formulation variationnelle adaptée à la machine à courant continu dont l'organe d'alimentation a été correctement modélisé. Le chapitre 4 consiste donc en une synthèse et utilisation des précédents chapitres pour concevoir et dimensionner une grande variété de machines à commutateur mécanique. En effet, après une rapide présentation du cahier des charges et du processus de dimensionnement, la majeure partie du chapitre consiste en la présentation et l'optimisation de topologies variées pour respecter au mieux le cahier des charges et les exigences *low-cost* compétitif. Finalement, ce chapitre se terminera par une analyse critique et une mise en perspective à la fois des exigences industrielles mais aussi du travail effectué dans le cadre de cette thèse.

# Chapitre 1

## Contextualisation et problématique

### Sommaire

---

<b>Introduction</b> . . . . .	<b>4</b>
<b>1.1 Électrification des véhicules</b> . . . . .	<b>5</b>
1.1.1 La voiture électrique dans l’histoire . . . . .	5
1.1.2 Les problématiques de l’électrification . . . . .	8
1.1.3 Les enjeux actuels . . . . .	10
<b>1.2 Du démarreur automobile vers la chaîne de traction électrique</b> . . . . .	<b>12</b>
1.2.1 Le système démarreur . . . . .	12
1.2.1.1 Le fonctionnement du démarreur . . . . .	12
1.2.1.2 La machine à courant continu . . . . .	14
1.2.1.3 Le cahier des charges d’un démarreur . . . . .	14
1.2.2 Le tout électrique . . . . .	16
1.2.2.1 Le principe de la traction électrique . . . . .	16
1.2.2.2 Structures usuelles de machines pour traction électrique . . . . .	16
1.2.2.3 Le cahier des charges d’une machine de traction . . . . .	16
<b>1.3 Modélisation électromagnétique</b> . . . . .	<b>17</b>
1.3.1 Les modèles analytiques . . . . .	18
1.3.2 Les réseaux de réductances . . . . .	18
1.3.3 Les méthodes numériques . . . . .	19
1.3.4 Les méthodes hybrides . . . . .	20
<b>1.4 Problématique et plan de réponse</b> . . . . .	<b>21</b>
<b>1.5 Conclusion</b> . . . . .	<b>22</b>

---

## Introduction

Le contexte automobile actuel est soumis à des changements rapides. Les constructeurs automobiles et les équipementiers sont tenus de s'adapter à l'électrification du secteur automobile dont les enjeux économiques sont très importants. Les pouvoirs politiques appuient ces changements lancés par une prise de conscience sociale. Les polluants émis à l'échappement des véhicules étant problématiques pour la santé publique, l'amélioration de la qualité de l'air par l'électrification des systèmes dans l'automobile apparaît comme une des solutions les plus viables. Cependant, l'impact environnemental global des systèmes électriques est plus complexe à apprécier. En effet, l'extraction du lithium pour les batteries ou des terres rares pour les machines représentent le point noir des véhicules électriques, plus encore lorsque l'on sait que la demande de Cobalt pour les batteries par exemple dépassera l'offre au cours de notre décennie comme on peut le voir sur la FIGURE 1.1 [AD18]. Le développement d'une économie circulaire dans ces domaines semble donc primordiale.

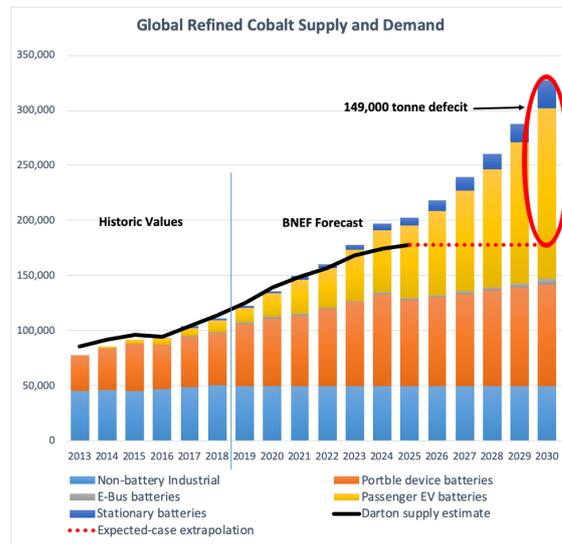


FIGURE 1.1 – Prévision mondiale sur l'offre et la demande de Cobalt, en jaune la demande de Cobalt dans l'industrie automobile [McK18]

Dans ce chapitre, le contexte de cette thèse sera évoqué dans une première partie. Un rapide historique sera tout d'abord dressé et débouchera sur l'expression des problématiques propres à l'électrification des moteurs de voitures. L'historique permettra de constater que les problèmes d'hier sont encore d'actualité plus d'un siècle plus tard. Néanmoins, les enjeux actuels semblent induire une dynamique favorable à l'électrification automobile. Cette dernière passe par plusieurs niveaux du micro-hybride jusqu'au tout électrique. Cela sera explicité dans une seconde partie dans laquelle les stades d'électrification d'un véhicule seront présentés en détails. Cette étape permettra de comprendre la stratégie de réutilisation (*re-use*) de l'équipementier Valeo (on peut citer le projet DEMETER par exemple) et de mettre en parallèle les cahiers des charges de moteurs dans deux applications différentes. Enfin, les machines électriques étant des systèmes électromagnétiques, leur conception et dimensionnement passent par le développement de modèles adéquats. Il existe des méthodes analytiques ou numériques permettant le calcul du champ

magnétique. Ces méthodes correspondent à différents niveaux de compromis précision / temps de calculs / développement de modèle et ne sont pas tous appropriés au cadre de cette thèse. Une rapide présentation des modèles les plus répandus sera réalisée afin de comprendre les choix de modélisation faits dans la suite de ce manuscrit.

## 1.1 Électrification des véhicules

### 1.1.1 La voiture électrique dans l'histoire

Il semblerait que la toute première « voiture » électrique aurait été développée dans les années 1830 mais il faut attendre l'invention de la batterie rechargeable par Gaston Planté en 1859 pour véritablement parler de voiture électrique. Les travaux de Camille Faure en 1880 ont permis de grandement améliorer les capacités des batteries. Cela lance véritablement le développement des véhicules avec une accélération fin de XIX<sup>ème</sup> siècle où les records de vitesse sont battus en l'espace de quelques mois. Cette course effrénée oppose le comte Gaston de Chasseloup-Laubat sur une Jeantaud Duc profilée visible sur la FIGURE 1.2 et Camille Jenatzy sur la « Jamais Contente » visible sur la FIGURE 1.3 qui finit par devenir la première voiture au monde toute motorisations confondues à dépasser la barre symbolique des 100km/h et à atteindre les 120km/h en pointe [PV09].

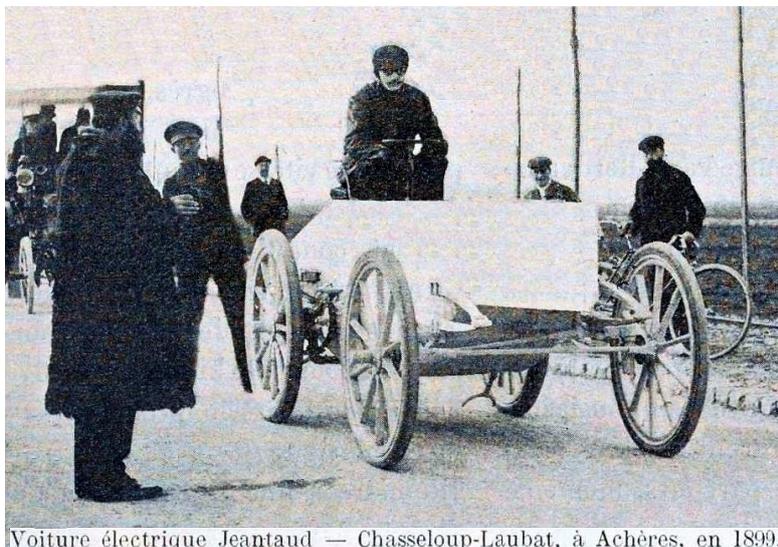


FIGURE 1.2 – Le comte Chasseloup-Laubat sur une Jeantaud Duc profilée [DN13]

Cette fin de siècle est prolifique pour la motorisation électrique dans tous les domaines du transport puisque les métros, les tramways, et également les taxis électriques se développent. Cette croissance de l'électrique atteint le tiers de la production américaine de voitures à l'aube de la Première Guerre Mondiale. On peut voir sur la FIGURE 1.4, la courbe de production des véhicules électriques. La croissance du début de siècle n'a plus jamais été atteinte depuis.

Cette expansion s'explique assez facilement par la commodité du moteur électrique vis-à-vis du mode de transport urbain : elles sont faciles à démarrer puisqu'elles ne nécessitent pas d'être entraînées jusqu'à leur cycle d'autocombustion et elles sont plus écologiques en ne lais-

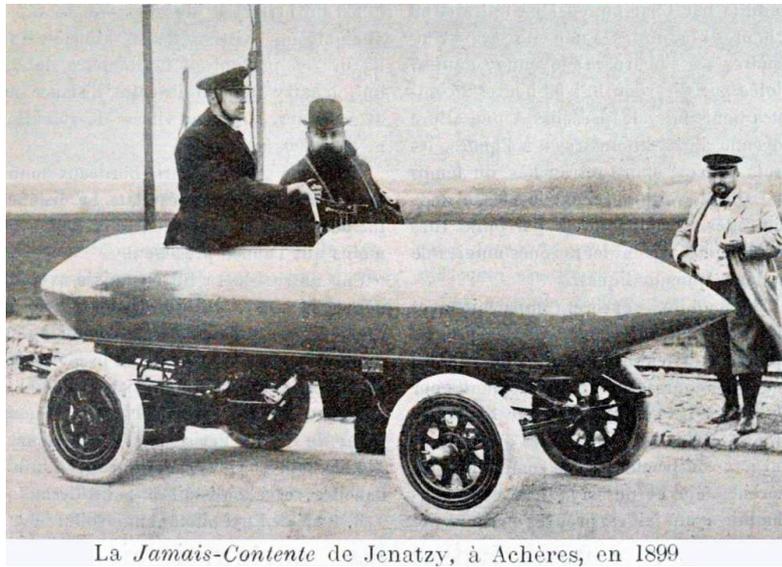


FIGURE 1.3 – La Jamais Contente de Camille Jenatzy [DN13]

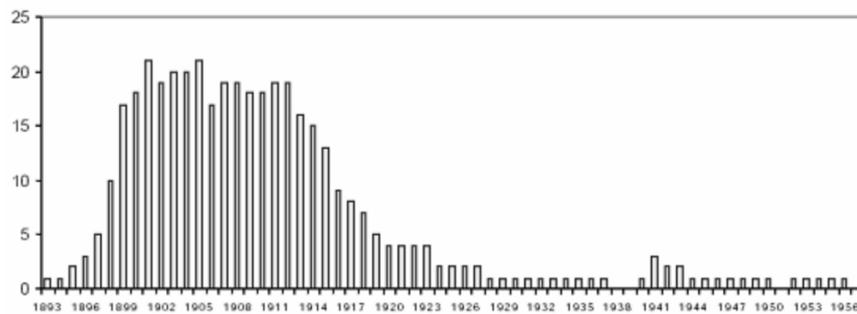


FIGURE 1.4 – Évolution de la production de voitures électriques entre 1893 et 1956 [PV09]

sant pas derrière elles un épais nuage noir. Cependant, le développement des voitures à moteurs thermiques est poussé par des grands noms comme Panhard, Benz ou encore Peugeot, qui démocratisent cette technologie dans l'aristocratie et la bourgeoisie de l'époque. Leur croissance rapide tient sur un motif simple : l'autonomie que confère le pétrole qui devient abondant et peu cher opposée à des batteries plus limitées et lourdes qui ne connaissent plus de progrès technologiques importants. Paradoxalement, c'est un moteur électrique qui viendra achever la voiture électrique. En effet, le démarreur électrique de Charles Kettering augmente considérablement le confort des véhicules thermiques et Ford par son organisation du travail permet de diminuer drastiquement leurs coûts de production [Fra14]. C'est ainsi que depuis les années 1920, la voiture électrique se fait progressivement supplanter et ne connaîtra plus jamais la croissance de ses débuts.

Cette technologie n'est, cependant, pas abandonnée et revient à chaque crise économique qui impacte le cours du pétrole. On peut prendre en exemple les années 40 avec la Seconde Guerre Mondiale, les années 70 avec le choc pétrolier ou encore les années 80 après la première Guerre du Golfe. On commence dès lors, à réinventer la mobilité urbaine en imaginant des véhicules électriques monoplace à faible vitesse et autonomie limitée à 200 km [PV09]. La prise de conscience écologique et la mise en place d'une vraie politique de développement de mobilité verte conduisent à un regain d'intérêt pour ce type de motorisation pour atteindre une nouvelle croissance comme présentée sur la FIGURE 1.5, sans doute plus importante que les soubresauts liés aux crises économiques du XX<sup>ème</sup> siècle.

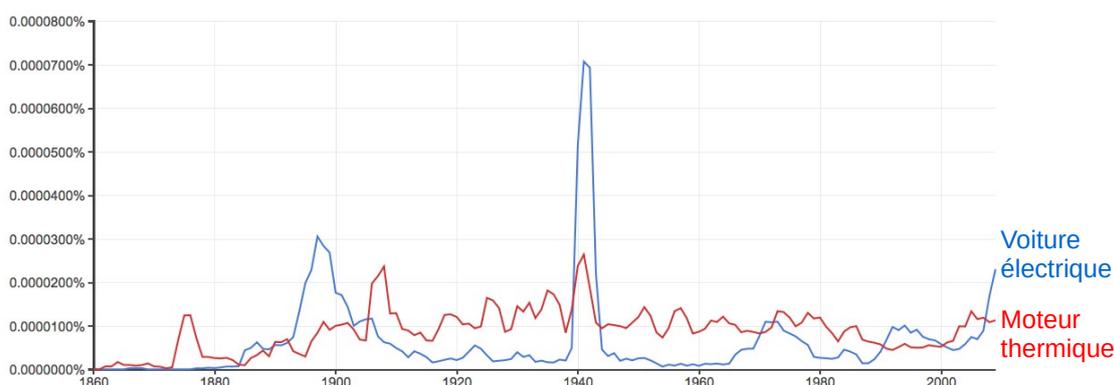


FIGURE 1.5 – Occurrence des expressions "moteur thermique" et "voiture électrique" entre 1840 et 2010 dans un corpus de la littérature française numérisé sur GoogleBooks grâce à l'outil Ngram Viewer de Google [ngr20]

Enfin, une condition importante du développement des voitures électriques est la présence d'un réseau de bornes de rechargement. Les pouvoirs publics ont certainement tardé à lancer cette impulsion, c'est pourquoi des entreprises privées, comme Tesla, commencent à mailler correctement le territoire de certains pays comme la France comme on peut le voir sur la FIGURE 1.6. Le développement de la motorisation électrique passe obligatoirement par un réseau suffisamment bien fourni de bornes de rechargement particulièrement pour des véhicules dont l'autonomie n'est pas le premier argument de vente.



FIGURE 1.6 – Carte des bornes de recharge Tesla en France en 2018 [All18]

### 1.1.2 Les problématiques de l'électrification

Comme évoqué à la fin de la partie précédente, une première problématique identifiée conjugue la faible autonomie du véhicule électrique et la faible densité de présence des bornes de recharge. Pourtant, au XIX<sup>ème</sup> déjà l'importance des bornes était soulignée. On peut voir sur la FIGURE 1.7 une colonne de charge pour voiture électrique. Le modèle présenté prévoit déjà une intégration dans le cadre urbain. Pour recharger ses accumulateurs, l'utilisateur doit mettre un jeton dans le compteur, fermer les coupe-circuits intérieurs, l'interrupteur bipolaire et choisir avec le commutateur du rhéostat l'intensité de charge (de 25 à 80 A) à fournir à la batterie [Fra14]. Le manque d'investissement des pouvoirs publics allié à l'essoufflement de la motorisation électrique ne permettra pas à cette technologie de percer.

La faible autonomie de la voiture électrique passe par un développement des batteries. Une batterie pour véhicule électrique doit posséder un certain nombre de caractéristiques notamment une capacité importante, une bonne puissance de pointe, un nombre élevé de cycles avant épuisement, une rapidité de recharge (ou une possibilité d'échange de batteries amovibles, on peut citer la Start-up française Zeway [Dav20]) et enfin un coût abordable pour rester compétitif face au véhicule thermique. À l'heure actuelle, les batteries lithium ions sont les plus adaptées à cette application particulière, néanmoins la matière première est relativement rare et extrêmement localisée géographiquement. Le développement de la voiture électrique va probablement créer une pénurie de lithium comme de cobalt avant le remplacement total du parc automobile et *a minima* créera un monopole économique de la part des pays exportateurs. C'est déjà le cas des terres rares rentrant dans la fabrication des aimants utilisés parfois dans les moteurs électriques. La



FIGURE 1.7 – Colonne de charge pour voiture électrique [Fra14]

Chine possède le monopole de ce marché ce qui provoqua une grave crise en 2011 lorsque les prix ont été multipliés par presque 100 [Wid15] comme on peut le voir sur la FIGURE 1.8. Cette situation impliqua une réorientation dans plusieurs secteurs. Par exemple, dans les démarreurs automobiles Valeo, la gamme évolua pour passer des aimants permanents [Vau10] aux pôles bobinés [And13].

Les moteurs thermiques restent également très compétitifs. Malgré la mise en place de malus importants en fonction du taux de rejet de CO<sub>2</sub> et de bonus liés à l'électrification, leur marge de progrès reste relativement importante. En effet, le taux de rejet de CO<sub>2</sub> a chuté par la réduction de taille (*downsizing*) des moteurs et la mise en place de turbocompresseurs pour optimiser la puissance de ces derniers. En outre, l'hybridation des véhicules permet une optimisation de la consommation et des rejets de gaz à effets de serre sur un cycle de référence. L'hybridation passe par plusieurs stades [Dev17] :

- le *micro-hybrid* correspond à la mise en place de la technologie *Stop & Start* présente sur la majorité des véhicules à l'heure actuelle. On estime à 15% l'économie de consommation réalisée en cycle urbain par cette technologie ;
- le *mild-hybrid* correspond à l'installation d'un alerno-démarreur permettant la fonction micro-hybrid mais aussi la récupération de l'énergie de freinage pour recharger la batterie ;
- enfin le *full-hybrid* correspond à la mise en place d'un moteur électrique pouvant entraîner le véhicule seul à faible vitesse sur de courtes distances. Il sert également à assister le moteur thermique lors de phases fortement contraintes. On peut citer en exemple la Toyota Prius [Dev17].

La percée récente de la technologie hybride rechargeable montre que les moteurs thermiques sont loin d'avoir épuisés toutes leurs ressources et conservent l'avantage indéniable de l'autonomie. C'est pourquoi le développement du moteur électrique semble être lié à une évolution

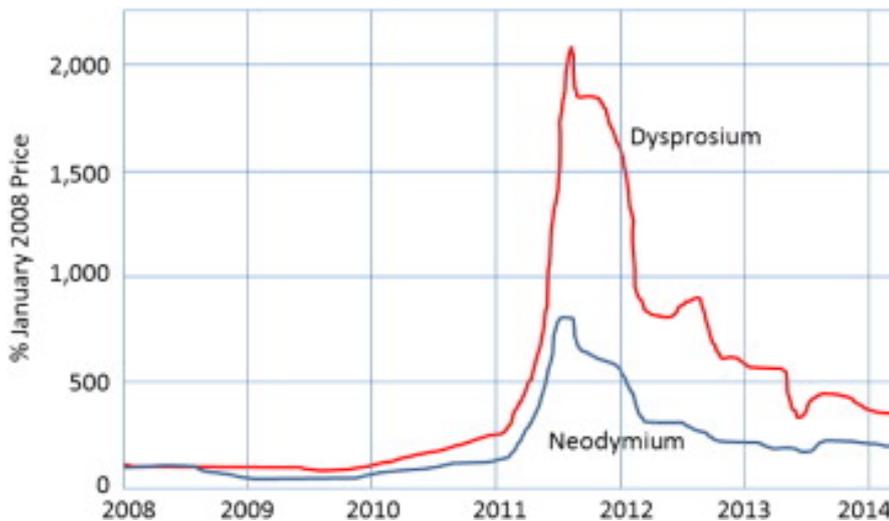


FIGURE 1.8 – Évolution du prix du Néodyme et du Dysprosium [Wid15]

de l'usage des véhicules notamment en zone urbaine. Un communiqué de la DREAL [INS16] indique que la distance moyenne réalisée par chaque automobiliste entre son domicile et son lieu de travail en France est de l'ordre de 25 km. Cette distance rentre largement dans le cadre de l'autonomie des véhicules électriques. On voit donc qu'une problématique consiste en l'évolution des mentalités et usages des véhicules personnels. Néanmoins, l'inertie du parc automobile et la saturation de l'offre dans les pays développés obligent les constructeurs et équipementiers à se tourner vers des marchés possédant une taille suffisamment attractive pour justifier les coûts de développement d'une nouvelle technologie, comme les marchés chinois et indiens où le désengorgement de leurs mégapoles devient une priorité d'état.

### 1.1.3 Les enjeux actuels

La seconde moitié des années 2000 est une véritable révolution concernant l'électrification des véhicules automobiles et conduit à une croissance rapide du marché. Dans un premier temps, la seconde guerre du Golfe et le nouveau choc pétrolier met en évidence la dépendance vis-à-vis de cette ressource fossile. Des taxes sont progressivement mises en place tout au long des années 2000 sur les constructeurs automobiles les poussant à développer des technologies hybrides comme les *Stop & Start*, le *mild-hybrid*, le *full hybrid* ou encore les derniers *Plug-in hybrid*. La crise sanitaire de la Covid-19 en 2020 implique également une crise économique sans précédent et un effondrement du cours du pétrole au cours du mois de mars, qui laisse entrevoir une percée à moyen terme du véhicule électrique. Il en va d'ailleurs de la résilience des économies à pouvoir absorber des crises économiques ou énergétiques.

La véritable révolution des années 2000 consiste en une prise de conscience des populations de la situation écologique et un appui de la part de pouvoirs politiques pour un décarbonage progressif. En effet, environ 13% des émissions mondiales de gaz à effets de serres sont liées aux transports. Ce taux grimpe à presque 30% pour la France, correspondant à 130 mégatonnes annuelles de CO<sub>2</sub>, ce qui fait du secteur routier le plus important émetteur de gaz à effet de serre [Lep01]. Les mesures politiques se multiplient pour tenter de réduire ce taux, on peut

noter la mise en place de bonus/malus sur l'achat de véhicules neufs, de taxes supplémentaires, de fonds débloqués servant d'encouragements à la population et aux industriels pour réduire l'empreinte carbone et enfin des normes comme les normes Euro (actuellement Euro 4) dont les objectifs sont présentés sur la FIGURE 1.9 . Malgré l'échec relatif du sommet de Copenhague et la sortie des États-Unis des accords de Paris, la prise de conscience progressive des populations et des politiques semble réelle. Il en va d'ailleurs de la santé publique puisqu'on estime que la pollution provoque près de 6% de la mortalité mondiale soit autant de cancers et de maladies cardio-pulmonaires [Kü00]. Il faut noter que même si la réduction du rejet de CO<sub>2</sub> est clairement effective, sur la durée de vie complète d'un véhicule, la comparaison de l'empreinte carbone d'un moteur thermique et électrique est plus complexe et assujettie aux technologies internes des moteurs et batteries.

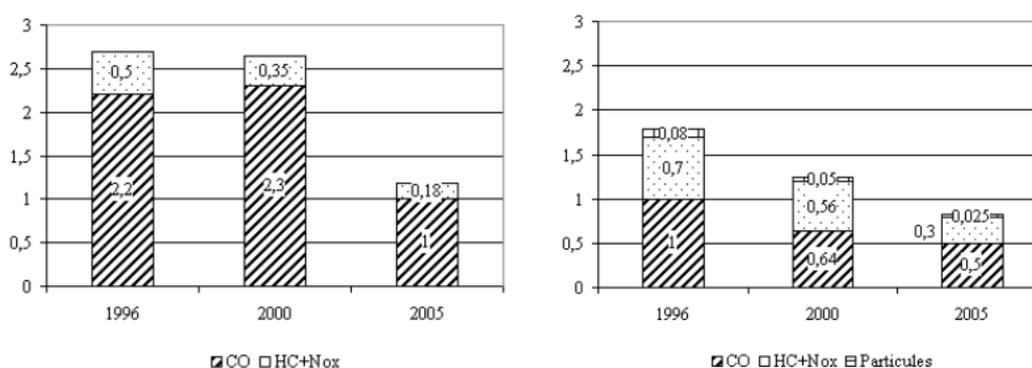


FIGURE 1.9 – Évolution des valeurs limites d'émissions des voitures particulières, essence à gauche et diesel à droite [Lep01]

Comme évoqué dans la partie précédente, les pays émergents représentent un enjeu économique majeur pour les industries du secteur automobile. En effet, l'inertie du renouvellement du parc automobile provoque une quasi-saturation du marché dans les pays développés. L'Asie apparaît donc comme une future part de marché importante, d'autant plus que le gouvernement chinois affirme une volonté forte d'électrification de son parc automobile. Néanmoins, le désir de souveraineté et d'indépendance économique et technologique de la Chine est tout aussi importante et semble conduire à une future crise automobile programmée. L'Inde apparaît donc désormais comme un marché de choix pour les constructeurs lançant de nombreuses initiatives comme Tata Motors Limited avec la Tata Nano [Bou09]. On distingue une évolution de l'usage avec la démultiplication de véhicules mono- ou bi- place, comme la Twizy sur la FIGURE 1.10, aux performances moindres qu'un véhicule classique mais ayant pour objectif le désengorgement des mégapoles et métropoles asiatiques. Parallèlement, un marché de niche de véhicules haut de gamme aux performances impressionnantes se développe. En effet, il est possible de citer la pionnière Fisker Karma, la dernière Porsche Taycan, visible sur la FIGURE 1.10 ou encore la future Tesla Roadster aux performances d'accélération rattrapant celles d'une moto.

En conclusion, les enjeux de l'électrification sont multiples. Pour la population, les enjeux sanitaires et écologiques sont au cœur des motivations de la révolution électrique. Les pouvoirs publics y voient une capacité de résilience face aux crises et le développement de nouveaux secteurs porteurs. Enfin, il s'agit pour les industriels de l'ouverture de nouveaux marchés que



FIGURE 1.10 – Renault Twizy et Porsche Taycan visant deux marchés différents

ce soit pour forcer artificiellement le renouvellement du parc des pays développés ou pénétrer les marchés des pays en voie de développement. L'électrification apparaît donc comme un enjeu majeur du début de ce nouveau millénaire.

## 1.2 Du démarreur automobile vers la chaîne de traction électrique

### 1.2.1 Le système démarreur

#### 1.2.1.1 Le fonctionnement du démarreur

Les moteurs thermiques automobiles ont un cycle de combustion dit auto-entretenu. Néanmoins, ce cycle nécessite d'être démarré par un apport d'énergie initial, c'est là qu'intervient le démarreur. Ce dernier transforme l'énergie électrique de la batterie en énergie mécanique qui permet de lancer la combustion du moteur thermique. Le démarreur sert ainsi à entraîner le moteur thermique, via un réducteur mécanique, jusqu'à atteindre la vitesse à partir de laquelle le cycle de compression - explosion - détente deviendra auto-entretenu. Cette vitesse de rotation minimale du cycle d'autofonctionnement, dépendra essentiellement du type de moteur : environ  $80$  à  $120 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$  pour un moteur essence et  $100$  à  $150 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$  pour un moteur diesel [Baz17]. Le fonctionnement du démarreur est donc de type impulsif car le cycle d'autofonctionnement est obtenu généralement en une seconde. Enfin, le démarreur doit également assurer une fonction d'engagement et de désengagement par rapport au moteur thermique.

Le démarreur dans son ensemble est présenté sur la FIGURE 1.11. Il est constitué d'une machine électrique dont l'axe est solidaire du pignon venant s'engranger dans la couronne moteur par le mouvement du lanceur situé en amont. Un contacteur électromagnétique, une fois alimenté, permet un déplacement mécanique jouant à la fois sur l'alimentation du moteur électrique et sur le lanceur.

On peut distinguer quatre phases de fonctionnement :

- La fermeture du contact de clé (par le conducteur ou l'ordinateur de bord) alimente le contacteur qui, par un mouvement mécanique, permet à la fois l'alimentation de la machine électrique ainsi que le couplage du pignon du démarreur à la couronne du moteur thermique ;
- la phase d'entraînement, d'une durée inférieure à la seconde, correspond à la rotation du moteur électrique venant entraîner le moteur thermique jusqu'à son cycle d'auto fonction-

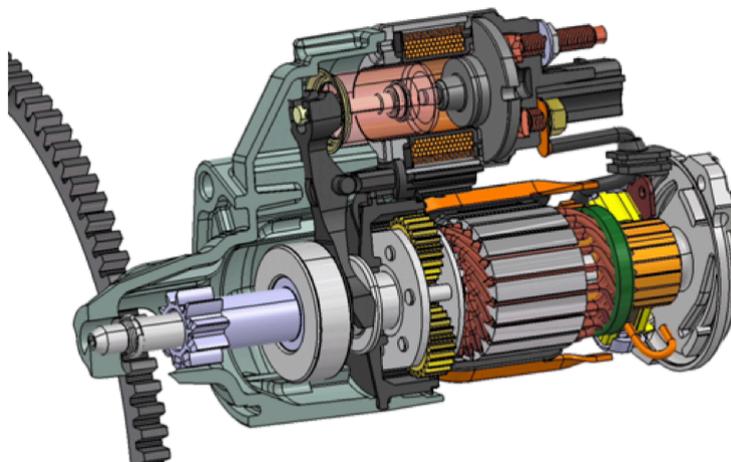


FIGURE 1.11 – Vue écorchée du système démarreur [And13]

nement ;

- parallèlement, lorsque le moteur thermique démarre, les cycles de compression-détente du moteur peuvent provoquer un renversement de la charge avec le moteur thermique qui entraîne le démarreur comme on peut le voir sur la FIGURE 1.12. Un système de roue libre permet de protéger le moteur électrique ;
- enfin la phase d'arrêt correspond au désengagement du démarreur par l'arrêt de l'alimentation du contacteur. Le moteur électrique doit être capable de s'arrêter en quelques secondes afin de ne pas réengager un pignon tournant.

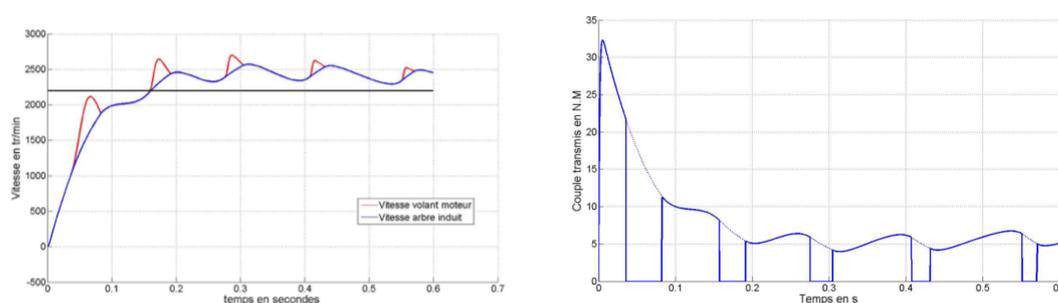


FIGURE 1.12 – Acyclismes dûs à la variation de charge du moteur thermique [And13]

Ces fonctions, relativement basiques du démarreur, sont donc assurées par deux sous-systèmes dont la synchronisation est extrêmement importante. Une mauvaise cinématique des pièces peut entraîner le fraisage de la couronne moteur et du pignon ainsi qu'une usure anormale du moteur électrique voire sa destruction. Enfin, même si les fonctions sont basiques, le cahier des charges de dimensionnement d'un démarreur automobile est extrêmement complexe comme on peut le voir dans [And13].

### 1.2.1.2 La machine à courant continu

La machine électrique composant le démarreur est une machine à courant continu à commutateur mécanique dont la structure est présentée sur les FIGURE 1.13 et FIGURE 1.14.

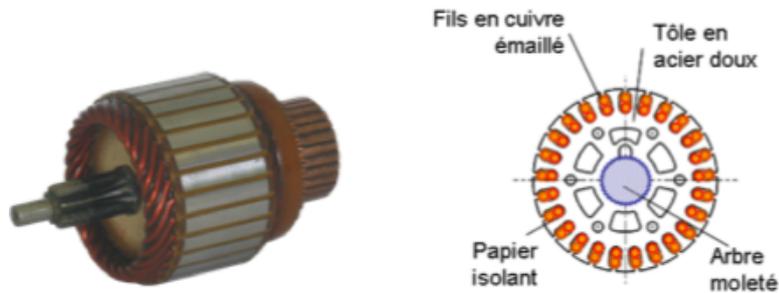


FIGURE 1.13 – Structure de l'induit d'une MCC [Vau10]

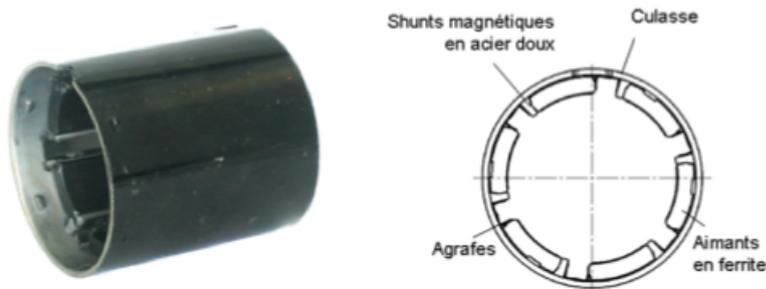


FIGURE 1.14 – Structure de l'inducteur d'une MCC [Vau10]

La MCC est une machine rustique et robuste dont les avantages compétitifs pour ce type d'application sont assez explicites. En effet, elle ne nécessite aucune électronique de puissance pour fonctionner et cela se traduit par un coût faible et une fiabilité accrue. En outre, de nombreuses machines du début du siècle dernier sont encore en état de fonctionnement aujourd'hui. Néanmoins, l'utilisation de balais impacte directement la durée de vie de la machine. Il s'agit de pièces d'usure qui doivent être changées régulièrement ce qui implique, en général, de la maintenance. Dans le cas d'un système aussi économique que le démarreur, la durée de vie des balais correspond à la durée de vie du système car il est malheureusement plus commode de changer l'intégralité du système que de prévoir une maintenance des « charbons » .

### 1.2.1.3 Le cahier des charges d'un démarreur

De nos jours, la généralisation du fonctionnement *Stop & Start* impacte directement les contraintes de dimensionnement de la MCC. En effet, un démarreur doit être capable d'assurer le démarrage du moteur thermique à froid comme le redémarrage à chaud. La machine électrique constituant le démarreur se dimensionne donc classiquement en deux points de fonctionnement que sont le point à couple bloqué et le point à vitesse maximale. Les caractéristiques d'une MCC

de démarreur sont présentées sur la FIGURE 1.15. Le couple bloqué correspond à une vitesse nulle et donc au démarrage à froid du moteur thermique. Le couple doit être capable de vaincre les frottements même en cas d'huile moteur figée à basse température. La vitesse maximale, quant à elle, détermine la capacité du démarreur à entraîner le moteur thermique à la vitesse souhaitée. Dans les deux cas, un compromis doit être trouvé entre les performances de la MCC et le réducteur mécanique utilisé. En effet, les contraintes d'inertie au pignon, de couple maximum et de vitesse maximum impliquent l'étude du système complet pour remplir le cahier des charges vu du moteur thermique.

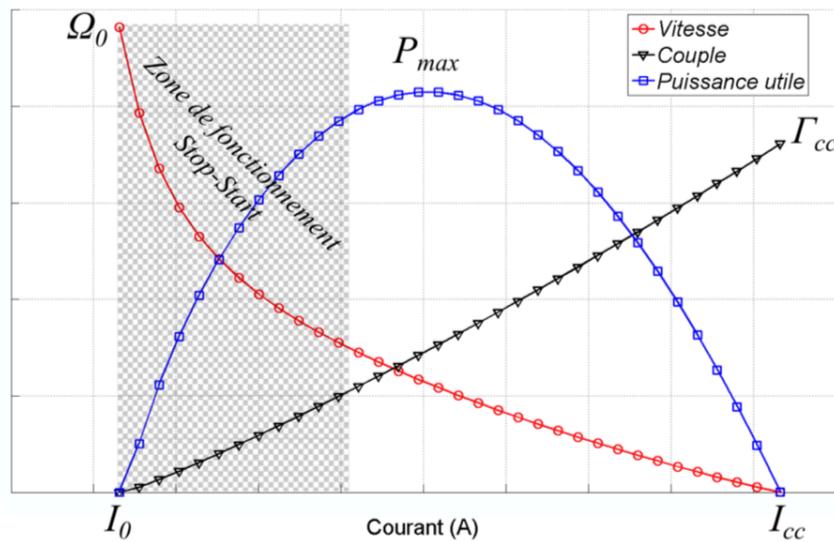


FIGURE 1.15 – Caractéristiques d’une MCC de démarreur renforcé [And13]

On estime également que le nombre de cycles que doit tenir un démarreur évolue pour passer de quelques dizaines de milliers de cycles à quelques centaines de milliers de cycles voire plus d’un million chez certains constructeurs. Cette contrainte impacte directement le commutateur mécanique puisque c’est l’usure des balais qui détermine la durée de vie du système. Là encore, il s’agit d’une histoire de compromis car la diminution de la pression des ressorts permettrait d’augmenter la durée de vie en diminuant les frottements. Cependant, cela correspondrait à une augmentation de la résistance et du temps d’arrêt de l’arbre. Une solution peut être alors d’envisager des balais à structure physico-chimique différente comme des balais à multicouches de résistivité. En résumé, comme il a été mis en évidence dans [Vau10], [And13] et [Baz17], un démarreur est un système complexe dont les caractéristiques sont enchevêtrées. Le dimensionnement se base donc sur la recherche du meilleur compromis.

Les stades d’hybridation supérieurs ne seront pas présentés dans la suite. En effet, ils ne sont pas le sujet de cette thèse. Il s’agit d’adapter la MCC de démarreur, qui est une machine très compétitive à une cahier des charges de traction automobile, c’est pourquoi seuls le micro-hybride et le tout électrique seront abordés. Les stades intermédiaires sont néanmoins très bien définis dans plusieurs références comme [Dev17], [And13] ou encore [Baz17].

## 1.2.2 Le tout électrique

### 1.2.2.1 Le principe de la traction électrique

La traction électrique consiste à utiliser le moteur électrique non pas comme source d'énergie pour un éventuel moteur thermique mais comme source directe du mouvement dépassant ainsi le cadre de l'hybridation. On peut néanmoins noter que certains constructeurs introduisent un moteur thermique comme groupe électrogène pour alimenter le moteur électrique et augmenter l'autonomie du véhicule comme le fait la BMWi3. Le moteur électrique est généralement alimenté via un convertisseur DC/AC, placé entre la batterie et le moteur. Une électronique de puissance permet également le contrôle et la commande du moteur électrique. Ce dernier est usuellement accouplé au train roulant par un réducteur mécanique permettant d'adapter la vitesse et le couple de la machine tournante.

### 1.2.2.2 Structures usuelles de machines pour traction électrique

Les machines électriques utilisées de nos jours dans l'automobile pour assurer une fonction de traction électrique sont généralement [Dar18] :

- Les MCC qui ont été les premières machines utilisées pour la traction automobile comme la « Jamais Contentée » de Jenatzy. Simples d'utilisation et de pilotage, elles sont néanmoins assujetties à l'usure des balais et à une maintenance régulière ce qui font qu'elles ont quasiment disparu du paysage du secteur de la traction automobile. On peut, néanmoins, citer le moteur Leroy-Somer type SA13 à courant continu et excitation séparée (11 kW nominal / 20 kW crête, soit 15 à 27 ch) qui équipa une brève période la Peugeot 106 ou encore la Citroën Saxo ;
- les machines asynchrones qui, par leur facilité de construction et leur robustesse, sont d'excellentes candidates pour la traction automobile. Néanmoins, une électronique de commande complexe et de mauvaises performances volumiques les cantonnent à des marchés de niches. Elles équipent, cependant, les Tesla modèles S et X qui sont les voitures électriques les plus démocratisées à l'heure actuelle.
- les machines synchro-réductantes à aimants qui permettent des performances raisonnables en limitant la masse d'aimant. On trouve ce type de moteur dans la BMWi3 par exemple ;
- et enfin les machines synchrones qui sont les plus présentes et équipent la majorité des modèles. Leurs performances et rendement élevés en font les machines les plus adaptées à l'application automobile. On distingue les machines à aimants comme celles équipées dans la Nissan Leaf et les machines à rotor bobiné montées sur la Renault Zoé et présentées sur la FIGURE 1.16. Néanmoins, le changement d'usage des véhicules urbains et le fort coût économique de l'électronique associée remettent en question sa domination du marché.

### 1.2.2.3 Le cahier des charges d'une machine de traction

Une machine électrique de traction doit être capable de fonctionner dans les quatre quadrants, à savoir moteur marche avant et arrière et générateur pour recharger la batterie en marche avant et arrière. Ceci impacte également l'électronique de puissance d'alimentation et de contrôle. Le

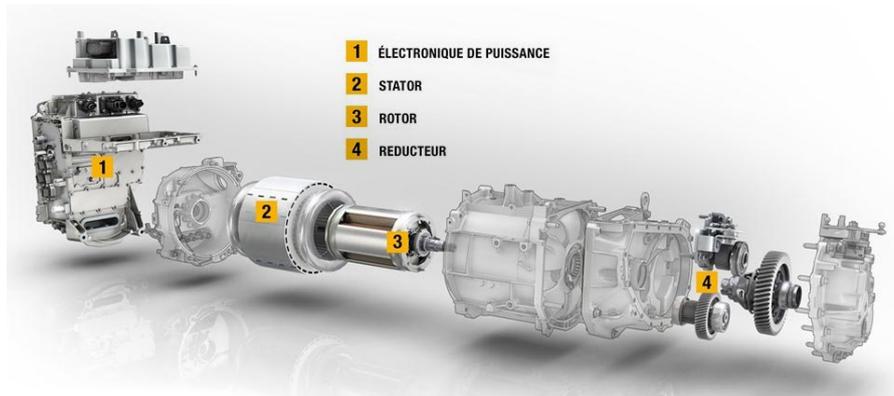


FIGURE 1.16 – Vue éclatée d’un moteur synchrone de Renault Zoé [Dar18]

cahier des charges de la machine provient directement des performances désirées pour le véhicule automobile à savoir son niveau de couple et sa vitesse qui imposent généralement un profil couple-vitesse à respecter pour le moteur électrique à l’instar du démarreur automobile. Néanmoins, la caractéristique affine couple-vitesse du démarreur ne se retrouve pas dans la caractéristique particulière d’une machine de traction. En effet, pour retrouver le comportement d’un moteur thermique associé à une boîte de vitesses, différentes stratégies de dimensionnement sont possibles :

- utiliser un moteur électrique associé à une boîte de vitesse pour changer les rapports de réduction et conserver un couple constant jusqu’à une vitesse limite exactement comme un moteur thermique ;
- utiliser un moteur électrique à vitesse constante - à son point de fonctionnement optimal - associé à une transmission à variation continue (technologie CVT). C’est alors la transmission qui adapte son rapport de réduction de manière continue entre la vitesse de l’arbre moteur et celle de la roue ;
- utiliser un moteur électrique en attaque directe ou avec un simple réducteur mécanique.

Ainsi, la motorisation électrique a la possibilité de se passer d’une boîte de vitesse, ce qui est particulièrement attrayant pour les constructeurs mais augmente les contraintes de dimensionnement sur le moteur qui doit alors pouvoir tenir un couple constant jusqu’à une certaine vitesse comme on peut le voir sur la FIGURE 1.17. Une attention particulière doit alors être portée sur le dimensionnement et la conception du moteur électrique.

Nous aborderons ces aspects dans le Chapitre 4 lorsque nous développerons le dimensionnement et la conception d’une machine pour un cahier des charges particulier.

### 1.3 Modélisation électromagnétique

L’objectif de cette thèse est de dimensionner une machine à commutateur mécanique en utilisant un processus d’optimisation. Le nombre de structures à tester ainsi que le processus d’optimisation imposent de développer des modèles rapides dynamiques avec couplage circuit. Il existe quatre grandes classes de modèles usuellement utilisées pour le dimensionnement des machines électriques en électrotechnique.

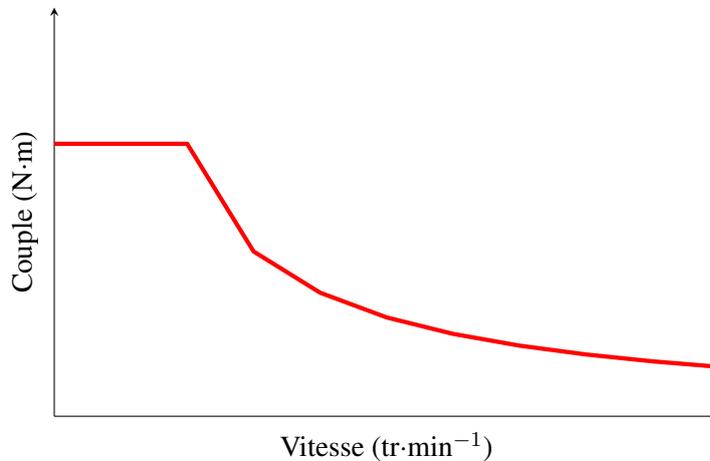


FIGURE 1.17 – Caractéristiques du cahier des charges

### 1.3.1 Les modèles analytiques

Les modèles analytiques conviennent parfaitement à un prédimensionnement. Ils ont l'avantage d'être évalués rapidement même si leur développement peut s'avérer relativement fastidieux. Dans le domaine des machines électriques, on peut citer la résolution de l'équation de Laplace dans l'entrefer ou bien des équations de Maxwell dans des sous-domaines de propriétés physiques homogènes. La complexité de développement des modèles analytiques augmente encore avec le passage à la 3D. La majorité de ces modèles sont soumis à des hypothèses restrictives fortes par exemple sur la perméabilité des matériaux ferromagnétiques doux souvent considérée comme infinie. Les machines dimensionnées dans le cadre de cette thèse ont vocation à travailler dans le coude de saturation de la loi de comportement magnétique en vue d'optimiser l'utilisation du fer. Les modèles analytiques n'ont pas vocation à être utilisés dans ce cadre d'étude.

### 1.3.2 Les réseaux de réluctances

Les réseaux de réluctances permettent de prendre en compte la saturation des matériaux. Ils sont basés sur le découpage en tube de flux du circuit magnétique. Leur développement nécessite donc d'avoir une expertise sur la modélisation du système afin d'injecter de l'*a priori* dans le développement du réseau. Un exemple de réseau pour une machine synchrone à griffes est présentée sur la FIGURE 1.18.

La prise en compte du mouvement est possible mais souvent complexe [Baz17] particulièrement dans les systèmes tridimensionnels. En général, les réseaux de réluctances représentent un bon compromis entre temps de calcul et précision. Cependant, l'augmentation de la précision nécessite généralement de raffiner le réseau en multipliant le nombre de réluctances. On se retrouve alors avec un maillage proche de ceux utilisés usuellement dans les méthodes numériques. On peut d'ailleurs noter que dans [Baz17], les temps de calculs sont proches des temps que l'on peut obtenir avec une modélisation par la méthode des éléments finis utilisée de manière pertinente.

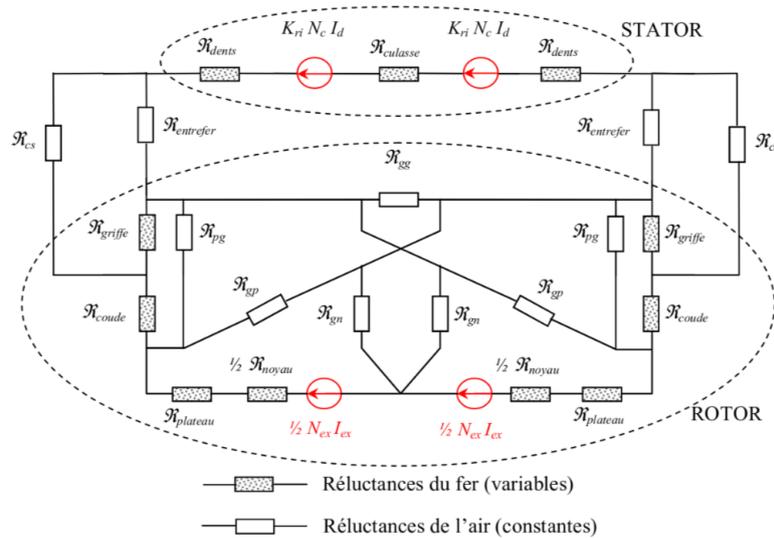


FIGURE 1.18 – Réseau de réductances de L. Albert pour une machine à griffes [Alb04]

### 1.3.3 Les méthodes numériques

Les méthodes numériques de résolution des équations aux dérivés partielles sont relativement nombreuses. Elles reposent toutes sur une discrétisation du domaine par des nœuds (méthode des différences finies, méthode sans maillage) ou des mailles (méthode des volumes finis, méthode des éléments finis). La discrétisation des opérateurs ainsi que les méthodes d'interpolation permettent la résolution d'un système linéaire. Il existe néanmoins un écart entre la solution numérique et la solution réelle qui tend idéalement vers zéro lorsque le nombre d'éléments de discrétisation tend vers l'infini. Les différences entre quelques méthodes numériques usuelles sont données ci-après.

#### La méthode des différences finies :

Elle repose sur une approximation des dérivées par les formules de Taylor, liant les inconnues entre elles sur un ensemble de points isolés (nœuds) suffisamment proches les uns des autres [Spi02]. Les conditions aux limites (Dirichlet, Neumann et mixte) sont facilement imposables sur les bords du domaine.

#### La méthode des volumes finis :

Elle repose sur une approximation d'intégrale en résolvant directement la forme forte du problème. Les deux principes de base de la méthode des volumes finis sont les lois de conservation et le théorème de Stokes. Ce dernier permet de mettre en équation l'égalité des grandeurs conservatives entrantes et sortantes d'un élément de discrétisation (volumes en 3D, surfaces en 2D et segments en 1D). Cette méthode est donc particulièrement bien adaptée à la résolution des lois de conservation [Des12]. Les conditions aux limites (Dirichlet, Neumann et mixte) sont facilement imposables sur les bords du domaine.

#### La méthode des éléments naturels :

Elle repose sur une discrétisation par nœuds (ou germes) de la géométrie du système sans notion réelle de maille, ce qui a donné son nom commun de méthode sans maillage. Le maillage est pourtant implicite et repose sur une décomposition de Voronoï. Le graphe dual de cette décom-

position est en fait la triangulation de Delaunay associée aux germes du domaine. La résolution repose sur l'interaction de chaque nœud avec ses voisins par interpolation au plus proche voisin. Cette méthode est tolérante aux déformations et mouvements par l'absence de maille mais nécessite un effort de programmation supplémentaire. Les conditions aux limites deviennent non triviales et doivent être imposées par des multiplicateurs de Lagrange ou/et des méthodes de pénalité [Cue16].

#### **La méthode intégrale de volume :**

Cette classe de méthodes (dont fait partie la méthode des moments) repose sur une approximation d'intégrale d'un noyau correspondant à la fonction de Green et/ou de ses gradients. Son principal inconvénient est l'obtention d'un système plein à résoudre, mais elle connaît un regain d'intérêt grâce au développement récent des méthodes de compression matricielle. Le principal avantage de la méthode intégrale de volume (MIV) est qu'il est seulement nécessaire de discrétiser le domaine actif. On ne maille donc pas le domaine d'air, ce qui peut permettre de fortement réduire la taille du système à résoudre [LV15]. Cependant, dans le cas d'une machine électrique dans laquelle le domaine d'air se réduit à l'entrefer, cet avantage semble moins pertinent.

#### **La méthode des éléments finis :**

Cette méthode s'appuie sur une approximation d'intégrale de la formulation faible du problème à résoudre. Les conditions d'existence sont donc plus faibles que celles de la forme forte initiale [Bas13]. Le domaine est discrétisé à l'aide d'éléments dont les nœuds et arêtes (voire facettes) permettent d'obtenir la valeur de l'inconnue en tout point de l'espace. Les conditions aux limites (Dirichlet, Neumann et mixte) sont facilement imposables sur les bords du domaine. Les fonctions d'interpolation sur les éléments sont des polynômes de degré  $d$  avec généralement  $d \in [1; 3]$ . L'augmentation importante du degré  $d$  donne lieu aux méthodes spectrales [Spi19]. Les éléments possèdent également un ordre dont l'augmentation permet de prendre en compte la courbure du système réel. La méthode des éléments finis (MEF) reste la plus à même de modéliser simplement et précisément un système à géométrie complexe comme les machines à griffes dont la circulation de flux est fortement tridimensionnelle. De plus, la MEF se prête particulièrement aux applications dans lesquelles les matériaux ferromagnétiques doux sont fortement saturés, ce qui est le cas d'une MCC de démarreur automobile comme présentée sur la FIGURE 1.19. Elle donne néanmoins lieu à des modèles lourds qui nécessitent généralement des ressources informatiques et un temps de calcul importants. Il faut tout de même nuancer ces propos car le temps de calcul peut être fortement réduit si un travail important de programmation est réalisé en amont. De plus, les ressources informatiques sont plus facilement accessibles de nos jours.

### **1.3.4 Les méthodes hybrides**

Une dernière classe de méthode consiste en l'hybridation de deux (voire trois) méthodes exposées précédemment. Dès les années 90, des méthodes hybridées aux éléments finis ont commencé à se développer notamment avec les macro-éléments [Nun17]. Plus récemment, on peut citer les travaux de [Dev17] dont le modèle développé consiste à utiliser les éléments finis proches de la zone d'entrefer des machines et des réseaux de réductances pour les trajets dans le fer comme on peut le voir sur la FIGURE 1.20. Les méthodes hybrides ne concernent évidemment pas que les éléments finis, une revue des méthodes hybrides existantes est présentée dans [MM91]. Nous pouvons citer un exemple récent avec [Baz17] qui hybride les réseaux de ré-

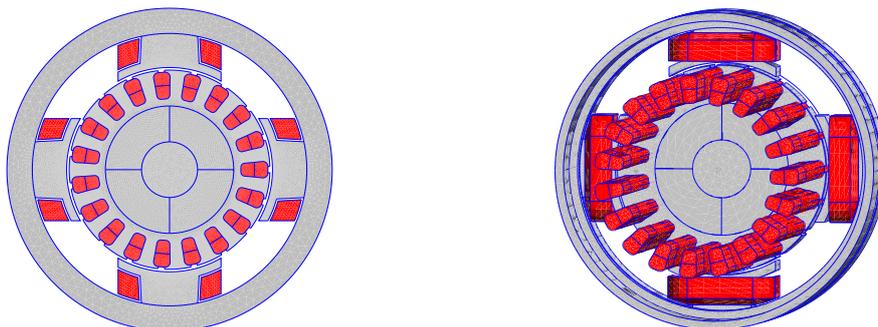


FIGURE 1.19 – Modèle EF d'une MCC en 2D à gauche et en 3D à droite

luctances avec une résolution analytique dans l'entrefer. Ces méthodes réduisent drastiquement les temps de calculs tout en conservant une précision raisonnable mais demandent un effort de développement important en amont.

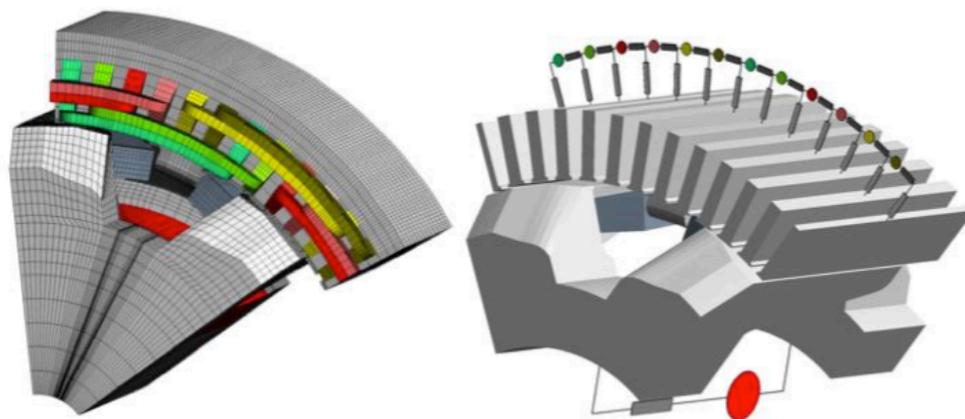


FIGURE 1.20 – Modèle hybride EF-réductance d'un alternateur à griffes [Dev17]

En conclusion, des modèles numériques astucieux voire des méthodes hybrides semblent être un choix pertinent pour la modélisation des systèmes électromagnétiques.

## 1.4 Problématique et plan de réponse

Cette thèse s'articule donc autour d'une problématique principale : le dimensionnement d'une machine électrique répondant à un cahier des charges de machine de traction automobile. Les aspects *re-use* et *low-cost* nous poussent à revoir et adapter la technologie du démarreur renforcé. La MCC est une machine rustique dont la particularité réside dans son système d'alimentation. En effet, le commutateur mécanique permet de s'affranchir d'une partie de l'électronique de puissance ce qui représente un gain économique substantiel. Néanmoins, sa présence, liée à l'impossibilité de contrôle dynamique des courants, rend le dimensionnement complexe. Il sera nécessaire de modéliser la machine en tenant compte des effets temporels des flux magnétiques. De plus, en respectant les aspects économiques, une variété non-négligeable de topologies de sta-

tor et de bobinages pourra être explorée afin de concilier performances et coûts. Cet éventail de possibilités et de contraintes nous pousse à choisir la méthode des éléments finis pour la modélisation. Cette dernière nous permettra de simuler de manière simple des géométries qui pourront s'avérer complexes. De plus, de récents travaux mettent en avant les possibilités d'hybridations, d'innovations et de couplages multiphysiques de cette méthode. La nécessité de modéliser la machine en dynamique fera l'objet du Chapitre 2. Dans ce dernier, une méthode basée sur les éléments finis qui permet la prise en compte du mouvement et/ou de variations géométriques sans remaillage sera présentée et validée. Cette méthode sera exploitée dans le chapitre 3 pour modéliser le commutateur mécanique. Ce dernier est le siège d'une multitude de phénomènes physico-chimiques dont une étude non exhaustive sera détaillée dans ce même chapitre. Enfin, le Chapitre 4 représente le dimensionnement et l'optimisation d'une dizaine de machines dans un cadre industriel. La machine conciliant le maximum de caractéristiques propres au cahier des charges sera validée en détail puis l'étude sera remise en perspective dans un cadre plus global.

## 1.5 Conclusion

En conclusion de ce chapitre, nous pouvons dire que l'électrification des systèmes automobiles est un processus complexe. Elle dépend de facteurs divers comme le changement de mentalité de la population pour lancer une dynamique mais qui doit être entérinée par la volonté des politiques et des industriels. Néanmoins, les changements imposés par l'électrification soulèvent de nouvelles problématiques concernant l'extraction et l'offre de matières premières ou encore le développement d'un réseau uniforme de bornes de recharge électrique. La conception du moteur électrique doit tenir compte de toutes ces contraintes pour proposer des performances adaptées à l'application visée. Les volontés de *low-cost*, de *re-use* et d'indépendance économique vis-à-vis des matières premières imposent certains choix par rapport à la topologie du moteur. Le dimensionnement de ce dernier passe par la simulation électromagnétique de systèmes géométriquement complexes et, en général, non linéaires ce qui fait des éléments finis une méthode numérique toute adaptée pour cette classe de problème. De plus, de récents travaux d'hybridation des EF avec des méthodes analytiques plus rapides permettent d'accélérer les simulations tout en conservant la précision des méthodes numériques.

## Chapitre 2

# Une modélisation adaptée à la conception des machines tournantes

### Sommaire

---

<b>Introduction</b>	<b>24</b>
<b>2.1 Modélisation éléments finis adaptée aux machines électriques</b>	<b>25</b>
2.1.1 Choix de l'outil	25
2.1.2 Formulation variationnelle	25
2.1.2.1 Équations de Maxwell	25
2.1.2.2 Lois de comportement des matériaux	26
2.1.2.3 Formulation variationnelle générale	27
2.1.2.4 Couplage à l'équation de la dynamique	29
2.1.2.5 Boucle d'asservissement de vitesse	30
2.1.3 Grandeurs du post-processeur	32
<b>2.2 Développement de la méthode de projection</b>	<b>34</b>
2.2.1 Notions sur la méthode des éléments finis	34
2.2.2 Principe d'un modèle sans remaillage	35
2.2.3 Inconvénient de la méthode de projection	37
<b>2.3 Application à un exemple classique : la MSAP</b>	<b>39</b>
2.3.1 Implémentation et résultats préliminaires	39
2.3.2 Validation statistique	41
2.3.3 Processus d'optimisation	46
2.3.3.1 Choix de l'outil	46
2.3.3.2 Définition des problèmes	47
2.3.3.3 Résultats	48
2.3.4 Calcul des flux	49
<b>2.4 Vers une réduction des imprécisions par un modèle hybride</b>	<b>49</b>
2.4.1 Principe de l'hybridation	49
2.4.2 Validation sur un exemple type tridimensionnel	50
<b>2.5 Conclusion</b>	<b>53</b>

---

## Introduction

La méthode des éléments finis est largement utilisée dans le domaine de la modélisation des champs électromagnétiques. Cette méthode, encore étudiée et développée actuellement, permet d'obtenir des résultats très précis confrontés aux résultats expérimentaux. Elle possède l'avantage de permettre la description de géométries et de problèmes complexes avec une implantation relativement simple, ce qui explique l'utilisation de la MEF dans de nombreux domaines physiques. Dans ce chapitre, une utilisation relativement différente de la méthode des éléments finis va être abordée. En effet, usuellement les nœuds et arêtes du maillage sont supportés par la géométrie du dispositif électrotechnique. Cela permet non seulement d'avoir un maillage cohérent avec la géométrie du système mais aussi d'aboutir à une parfaite évaluation des frontières des différents domaines matériels. Les discontinuités des propriétés physiques sont évaluées directement sur les nœuds et les arêtes des éléments du maillage. Néanmoins, cette cohérence aboutit à un inconvénient majeur : chaque changement dans la géométrie implique un nouveau maillage et donc une répétition du prétraitement (ou pre-processing en anglais). Un processus itératif tel qu'une optimisation géométrique ou la prise en compte du mouvement requiert un grand nombre d'évaluations qui engendre une augmentation du temps d'exécution (temps CPU) et des ressources informatiques, notamment pour des problèmes tridimensionnels complexes. Par conséquent, la MEF semble difficilement convenir pour ce type de processus itératifs 3D. Dans la littérature, plusieurs méthodes de modélisation, telles que les modèles hybrides qui couplent les réseaux de réductances aux éléments finis par exemple, ont été proposées dans le but de réduire le temps de simulation comme [Dev17] ou [Nun17].

Dans ce chapitre, nous allons nous attacher à proposer une méthode permettant d'éviter les étapes de remaillage lors d'un processus itératif quelconque. La méthode qui va être proposée permet de s'affranchir de la répétition du prétraitement. Des fonctions mathématiques représentant les propriétés physiques du système vont être définies. Elles seront alors directement projetées sur un maillage fixe défini en amont. Ces fonctions seront paramétrées de manière à ce que tout changement se répercute uniquement sur elles rendant l'étape de remaillage superflue. Toutefois, ce possible gain en temps a un impact direct sur la précision : les frontières entre matériaux ne correspondent plus aux arêtes du maillage mais sont interpolées linéairement le long des arêtes des éléments d'ordre 1. Cette méthode sera appliquée à une machine synchrone à aimant permanent (MSAP) usuelle en 2D et en 3D. Des pistes visant à réduire les écarts en conservant un intérêt à la méthode seront évoquées et des comparaisons entre modèles projetés et modèles classiques seront présentées.

Dans la suite de cette thèse, nous utiliserons exclusivement la plateforme libre Onelab (Open Numerical Engineering LABoratory) liant le générateur de maillage Gmsh [Geu09] et le solveur généraliste GetDP [Dul19] développés au sein de l'Université de Liège. GetDP a été recompilé localement en vue d'améliorer les performances et s'appuie sur une version séquentielle multi-threadée de MUMPS appelée via le solveur généraliste PETSc. Toutes les simulations sont exécutées à l'aide d'un ordinateur portable équipé d'un processeur Intel®Core™ i7 8@2.70 GHz avec 32 Gb de RAM.

## 2.1 Modélisation éléments finis adaptée aux machines électriques

### 2.1.1 Choix de l'outil

La méthode des éléments finis est utilisée dans de nombreux logiciels commerciaux. Parmi les plus connus, il est possible de citer :

- Altair Flux™
- COMSOL Multiphysics®
- Jmag®

Ces outils sont généralement propriétaires et fermés et ne laissent pas une aussi grande liberté dans l'adaptation des méthodes de résolution et de modélisation qu'un logiciel libre.

Une précédente thèse [Dev17] réalisée au sein du GREEN a permis de prendre en main un logiciel éléments finis 2D et 3D : la suite Onelab (Open Numerical Engineering LABoratory). Cette dernière sous licence GNU GPL développée au sein de l'Université de Liège est composée :

1. du mailleur « Gmsh » développé par J.F Remacle et C.Geuzaine [Geu09] ;
2. du solveur « GetDP » développé par P. Dular et C. Geuzaine [Dul19].

Ces deux outils permettent une grande liberté et un contrôle quasi-total contrairement aux logiciels commerciaux. En effet, il est possible de :

- créer sa géométrie ;
- définir parfaitement le maillage (ordre, nombre de noeuds, taille caractéristique) ;
- définir les espaces fonctionnels, les fonctions d'interpolation, les méthodes d'intégration et la formulation faible du problème à résoudre ;
- définir toutes les grandeurs à calculer en post-résolution (couple, flux, coénergie, etc...).

Cette flexibilité implique naturellement un travail de réflexion et de programmation qui peut s'avérer long et fastidieux. En contrepartie, les possibilités sont nombreuses et les résultats obtenus dans [Dev17] sont probants. Ces travaux ont notamment permis de conclure quant à l'efficacité et la pertinence des résultats fournis par Onelab en comparaison avec les logiciels commerciaux cités plus haut. Afin de travailler dans la continuité de ce qui a déjà été réalisé, la présente thèse s'appuiera sur l'ensemble des résultats préliminaires. Il s'agira alors de trouver de nouvelles astuces de modélisation à investiguer et implanter dans cet outil.

### 2.1.2 Formulation variationnelle

#### 2.1.2.1 Équations de Maxwell

Onelab nécessite d'implémenter la formulation variationnelle du problème que l'on cherche à résoudre. Dans ce but, rappelons les équations fondamentales de l'électromagnétisme dans l'approximation des régimes quasi-statiques (ARQS) correspondant à de la basse fréquence :

$$\text{Maxwell-Ampère : } \mathbf{rot} \mathbf{h} = \mathbf{j} \quad (2.1)$$

$$\text{Maxwell-Thompson : } \mathbf{div} \mathbf{b} = 0 \quad (2.2)$$

$$\text{Maxwell-Faraday : } \mathbf{rot} \mathbf{e} = -\frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t} \quad (2.3)$$

Avec  $\mathbf{h}$  le champ magnétique,  $\mathbf{b}$  l'induction magnétique,  $\mathbf{e}$  le champ électrique et  $\mathbf{j}$  la densité de courant. Classiquement, la relation (2.2) entraîne l'existence du potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{a}$  tel que :

$$\mathbf{b} = \mathbf{rot} \mathbf{a} \quad (2.4)$$

Cette définition implique que le potentiel vecteur magnétique n'est pas unique. Il est défini à un champ de gradient près. Une jauge est généralement imposée afin de retrouver son unicité. La plus fréquente en magnétostatique est la jauge de Coulomb définie par :

$$\text{div} \mathbf{a} = 0 \quad (2.5)$$

Cette jauge est relativement lourde à appliquer en éléments finis d'arêtes et nécessite des ressources importantes (par augmentation de la taille du système en augmentant le nombre d'inconnues). Numériquement, on lui préfère généralement la mise en place d'une jauge d'arbre :

$$\mathbf{a} \cdot \mathbf{w} = 0 \quad (2.6)$$

où  $\mathbf{w}$  est un champ de vecteurs dont les lignes de champ ne sont pas fermées et sont telles qu'elles peuvent relier toute paire de points quelconque du domaine d'étude [Alb90].

### 2.1.2.2 Lois de comportement des matériaux

Le champ magnétique  $\mathbf{h}$  et l'induction magnétique  $\mathbf{b}$  sont reliés par la perméabilité  $\mu$  (ou la réductivité  $\nu$ ) magnétique, cette relation est appelée la loi de comportement du matériau. Dans les matériaux ferromagnétiques, cette loi est non linéaire. Elle dépend de plusieurs paramètres comme la valeur du champ au point considéré, la température, la présence de cycles d'hystérésis, l'anisotropie du milieu ou encore les procédés d'usinage. Dans la suite, on considérera que la loi de comportement dépend uniquement de la norme de l'induction  $\|\mathbf{b}\|$  pour une formulation en potentiel vecteur. La FIGURE 2.1 présente la loi de comportement de deux matériaux ferromagnétiques doux.

Les lois de comportement des matériaux ferromagnétiques doux utilisés dans la suite sont implémentées sous forme de tableaux de données. La courbe de saturation complète est obtenue par interpolation linéaire lors d'un processus de résolution itératif de type Newton-Raphson. D'autres méthodes d'implémentation de loi de comportement sont possibles notamment celle de Patrick Ragot qui consiste à subdiviser la courbe de saturation en un ensemble de fonctions analytiques continues et continuellement dérivables [Rag08]. Cela permet de s'affranchir de l'interpolation linéaire lors du processus de convergence itératif mais demande un travail fastidieux de recollement de données en amont. Cependant, les caractérisations des matériaux sur cadre Epstein ne sont pas parfaites et ne permettent pas de prendre en compte certains aspects, comme l'usinage des matériaux par exemple. L'imprécision provoquée par l'interpolation linéaire est donc jugée largement acceptable dans notre cas, compte tenu des conditions d'obtention des lois de comportement en électromagnétisme.

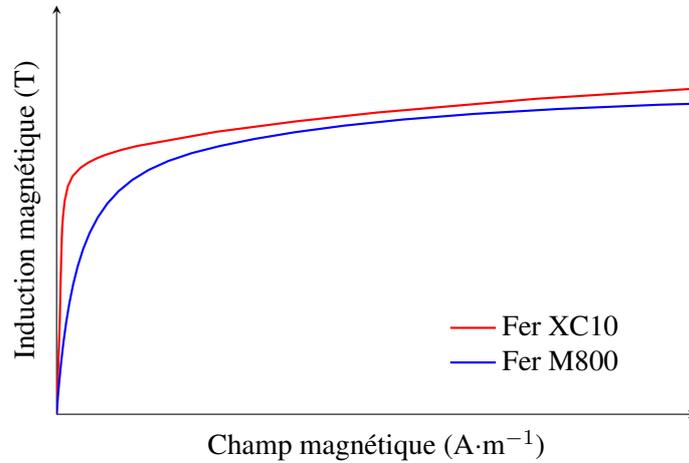


FIGURE 2.1 – Exemple de loi de comportement de matériaux ferromagnétiques

### 2.1.2.3 Formulation variationnelle générale

La classe générale des problèmes que nous étudierons sera la magnétique transitoire sans prise en compte des courants induits. En effet, dans une démarche de conception telle que la nôtre, leur influence est considérée négligeable à la fois dans les conducteurs et dans les pièces ferromagnétiques. Nous nous ramènerons donc au final à une résolution multistatique avec couplage circuit prenant en compte la variation temporelle des flux. Pour ce faire, considérons une machine électrique composée de conducteurs en cuivre logés dans des encoches, d'aimants et de matériaux ferromagnétiques. Les conducteurs forment le sous-domaine des sources  $\Omega_s$  et les aimants le sous-domaine  $\Omega_m$ . Le domaine complet est dénommé  $\Omega$  et l'on définit une condition de Dirichlet sur  $\mathbf{a}$  sur le bord  $\partial\Omega$ . Les relations (2.1) et (2.4), associées à la loi de comportement, aboutissent à la forme forte de la formulation magnéto-transitoire :

$$\mathbf{rot} (\nu (\mathbf{rot} \mathbf{a} - \mathbf{b}_r)) = \mathbf{j} \quad (2.7)$$

avec  $\mathbf{b}_r$  l'induction rémanente des milieux ferromagnétiques durs. Considérons que la densité de courant  $\mathbf{j}$  est uniforme dans le conducteur composé de  $N_{spire}$  spires afin de déterminer une densité de courant équivalente  $\mathbf{j}_e$  dans la surface d'encoche  $S_e$ . On peut exprimer le module de la densité de courant équivalente en fonction du courant  $I_k$  dans la bobine  $k$  :

$$|\mathbf{j}_e| = \frac{N_{spire}}{S_e} \cdot I_k \quad (2.8)$$

La direction de la densité de courant est donnée par la géométrie du bobinage. Le vecteur  $\mathbf{t}$  (généralement  $\mathbf{e}_z$  en 2D) est colinéaire à la densité de courant de sorte que :

$$\mathbf{j}_e = \frac{N_{spire}}{S_e} I_k \mathbf{t} \quad (2.9)$$

Que nous pouvons réécrire en :

$$\mathbf{j}_e = \mathbf{N}_t I_k \quad (2.10)$$

avec  $\mathbf{N}_t = \frac{N_{spire}}{S_e} \mathbf{t}$  que l'on nomme fonction de bobinage et qui est très bien définie dans [Gol97].

La forme forte magnétostatique est donc la suivante :

$$\mathbf{rot} (\nu (\mathbf{rot} \mathbf{a} - \mathbf{b}_r)) = \sum_k \mathbf{N}_t I_k \quad (2.11)$$

Du point de vue circuit, la loi d'Ohm permet d'obtenir dans chaque bobine  $k$  :

$$U_k = R_k \cdot I_k + \frac{d\Phi_k}{dt} \quad (2.12)$$

avec  $U_k$  la tension,  $R$  la résistance, et  $\Phi_k$  le flux magnétique. D'après [Gol97], le flux total peut s'écrire comme une intégrale volumique sur le volume  $\Omega_k$  de la bobine  $k$  :

$$\Phi_k = \iiint_{\Omega_k} \mathbf{a} \cdot \mathbf{N}_t d\Omega_k \quad (2.13)$$

Ce qui nous donne la relation suivante pour la partie circuit :

$$[U] = [R] \cdot [I] + [E] \quad (2.14)$$

Les composantes  $E_j$  du vecteur de la force électromotrice  $[E]$  utilisées lors de la résolution matricielle sont reliées aux termes de force électromotrice  $e_k$  de chaque bobine  $k$  :

$$e_k = \iiint_{\Omega_k} \frac{d\mathbf{a}}{dt} \cdot \mathbf{N}_t d\Omega_k \quad (2.15)$$

Ainsi, le couplage de l'équation locale du champ magnétique et de l'équation de circuit requiert la résolution du système formé par les équations (2.11), (2.14) et (2.15), où les inconnues sont le potentiel vecteur magnétique dans le domaine éléments finis et le courant dans l'induit. La forme faible est obtenue en utilisant les fonctions tests.

Concernant l'équation (2.11), il s'agit de trouver une fonction  $\mathbf{a}$  appartenant à  $H_0(\mathbf{rot}, \Omega) = \{\mathbf{a} \in L^2(\Omega), \mathbf{rot} \mathbf{a} \in L^2(\Omega), \mathbf{a} \wedge \mathbf{n} |_{\delta\Omega} = 0\}$  représentant l'espace fonctionnel des champs de vecteurs dont le carré de la norme euclidienne est intégrable sur  $\Omega$  associés à l'opérateur  $\mathbf{rot}$ . Ainsi en utilisant les fonctions tests et par intégration sur le domaine, le problème consiste à trouver  $\mathbf{a}$  tel que  $\forall \mathbf{a}' \in H_0(\mathbf{rot}, \Omega)$  :

$$\begin{aligned} \iiint_{\Omega} \nu \mathbf{rot} \mathbf{a} \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' d\Omega - \iiint_{\Omega_m} \nu \mathbf{b}_r \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' d\Omega_m \\ - \iiint_{\Omega_s} \left( \sum_k \mathbf{N}_t I \right) \cdot \mathbf{a}' d\Omega_s = 0 \end{aligned} \quad (2.16)$$

avec  $\Omega$  le domaine du problème,  $\Omega_m$  le domaine des aimants et  $\Omega_s$  le domaine regroupant les sources.

De même pour l'équation (2.14)

$$[U] = [R] \cdot [I] + [E] \quad (2.17)$$

et pour l'équation (2.15)

$$e_k = \iiint_{\Omega_k} \frac{d\mathbf{a}}{dt} \cdot \mathbf{N}_t d\Omega_k \quad (2.18)$$

Le système  $(S_1)$  composé des équations (2.16), (2.17) et (2.18) fortement couplées permet de résoudre un problème de magnétostatique avec couplage circuit et prise en compte de la variation temporelle des flux. Cette formulation de type  $(\mathbf{a}-\mathbf{j})$  est la formulation faible qui sera implémentée dans le solveur GetDP dans la suite de cette thèse.

### 2.1.2.4 Couplage à l'équation de la dynamique

Les machines étudiées dans le cadre de cette thèse appartiennent à la classe des MCC. Les effets dynamiques ont une importance toute particulière pour ces machines dont le régime transitoire doit être observé. Le rajout de l'équation de la cinématique permet de simuler le transitoire mécanique de la machine. *A contrario* du cas précédent, il s'agit d'un couplage faible des formulations. Cependant, cela demande une imbrication au niveau de l'enchaînement de la résolution. L'équation est la suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + \Gamma_{charge} - \Gamma_{moteur} = 0 \quad (2.19)$$

$$\Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.20)$$

avec  $J$  l'inertie de la partie mobile,  $f$  les frottements secs,  $\Gamma_{charge}$  le couple de frottement et  $\Gamma_{moteur}$  le couple électromagnétique développé par le moteur. Cette relation est relativement simple à implémenter en considérant un espace fonctionnel associé à un champ scalaire qui permet d'obtenir la forme faible dénommée ( $S_2$ ). La résolution imbriquée des deux systèmes ( $S_1$ ) et ( $S_2$ ) répond à l'algorithme 1 explicité pour une MCC.

---

#### Algorithme 1 Magnétique transitoire sans courants induits et cinématique mécanique

---

**ENTRÉES:** tension alimentation  $U(t)$ , couple de charge  $\Gamma_{charge}$ , frottements secs  $f$ , et la géométrie de la machine.

**SORTIES:** Grandeurs globales : couple électromagnétique  $\Gamma_{moteur}$ , vitesse  $\Omega$ , flux  $\varphi$ , courant  $I$ . Grandeurs locales : potentiel vecteur  $\mathbf{a}$ , induction magnétique  $\mathbf{b}$ .

$t \leftarrow t_0$

Calculer  $J$

**Répéter**

    Résoudre

$$(S_1) \left\{ \begin{array}{l} \iint\int_{\Omega} \nu \mathbf{rot} \mathbf{a} \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' \, d\Omega - \iint\int_{\Omega_m} \nu \mathbf{b}_r \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' \, d\Omega_m \\ \quad - \iint\int_{\Omega_s} (\sum_k \mathbf{N}_t I) \cdot \mathbf{a}' \, d\Omega_s = 0 \\ [U] = [R] \cdot [I] + [E] \\ e_k = \iint\int_{\Omega_k} \frac{d\mathbf{a}}{dt} \cdot \mathbf{N}_t d\Omega_k \end{array} \right.$$

    Calculer  $\Gamma_{moteur}$

    Résoudre

$$(S_2) \left\{ \begin{array}{l} J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + \Gamma_{charge} - \Gamma_{moteur} = 0 \\ \Omega = \frac{d\theta}{dt} \end{array} \right.$$

    Calculer  $\Omega$  et  $\Delta t$

$t \leftarrow t + \Delta t$

**Jusqu'à**  $t = t_{fin}$

    Récupérer  $\Omega(t)$ ,  $\Gamma(t)$ ,  $\varphi(t)$  et  $I(t)$

---

### 2.1.2.5 Boucle d'asservissement de vitesse

L'adaptation des machines à commutateur mécanique en machines de traction automobile nécessite un contrôle des performances globales du système. Il est courant d'asservir le système en couple ou en vitesse de sorte que la tension délivrée à la machine ne soit qu'une conséquence de la consigne. Le commande passe alors par le réglage de la tension de sortie du hacheur. Dans ce but, un modèle de régulateur proportionnel-intégral (PI) va être implémenté directement depuis notre résolution éléments finis. Le schéma-bloc dans le domaine de Laplace est présenté en FIGURE 2.2, avec  $\Omega_{ref}(s)$  la consigne de vitesse,  $\Omega$  la vitesse réelle,  $\varepsilon$  l'erreur à la consigne,  $U$  la tension de commande,  $U_{ref}(s)$  la tension saturée,  $K_p$  et  $K_i$  les gains de l'asservissement PI. On constate la mise en place d'une double saturation imbriquée tension-courant. La première permet de ne pas dépasser la tension batterie et la seconde permet de ne pas dépasser le courant critique admissible dans les transistors.

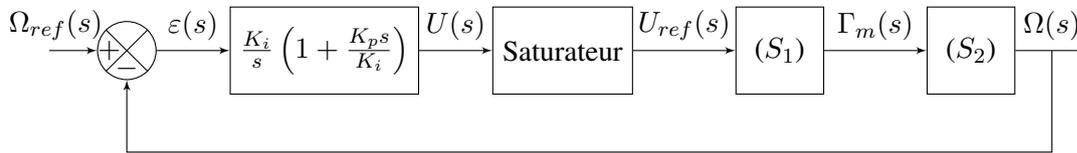


FIGURE 2.2 – Représentation de l'asservissement sous forme de schéma-bloc

Le principe de l'asservissement PI est de converger vers la valeur de consigne tout en assurant la stabilité et la vitesse de convergence. Pour rappel, un bon asservissement est défini par trois critères : la précision, la rapidité et l'amortissement. Malheureusement, il y a une incompatibilité intrinsèque à l'asservissement qui empêche de satisfaire ces trois critères à la fois et un compromis devra toujours être trouvé entre le couple précision-rapidité et amortissement.

L'action proportionnelle permet de diminuer le temps de montée et l'erreur statique au détriment de l'amortissement du système. L'action intégrale quant à elle, nous assure une erreur statique nulle au détriment de la rapidité du système. L'amortissement du système étant une qualité principale, cela provoque classiquement une erreur statique importante. Cette dernière est corrigée à l'aide de l'action intégrale, mais on comprend aisément que le temps de montée augmente. Le correcteur ayant besoin des grandeurs globales du système à réguler, nous pouvons inclure cela directement dans la formulation faible en considérant un espace fonctionnel associé à un champ scalaire. La résolution suit l'algorithme 2.

Le correcteur PI est défini par la fonction de transfert suivante :

$$H(p) = \frac{K_i}{s} \left( 1 + \frac{K_p s}{K_i} \right) \quad (2.21)$$

En considérant que  $\Gamma_{moteur} = \alpha I$  dans l'équation (2.19), la fonction de transfert de notre système d'entraînement est :

$$R(p) = \frac{\Omega}{I} = \frac{\alpha}{1 + \frac{J}{f}s} \quad (2.22)$$

La compensation pôle zéro de la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO), produit de (2.21) et de (2.22), permet de déterminer :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{J}{f}$$

**Algorithme 2** Magnétique transitoire sans courants induits avec asservissement en vitesse et saturation en tension et courant

---

**ENTRÉES:** Consigne de vitesse  $\Omega_{ref}$ , couple frein  $\Gamma_{charge}$ , frottements secs  $f$ , et la géométrie de la machine.

**SORTIES:** Grandeurs globales : couple électromagnétique  $\Gamma_{moteur}$ , vitesse  $\Omega$ , flux  $\varphi$ , courant  $I$  et tension alimentation  $U(t)$ . Grandeurs locales : potentiel vecteur  $\mathbf{a}$ , induction magnétique  $\mathbf{b}$ .

$t \leftarrow t_0$

Calculer  $J$

**Répéter**

**Si** ( $U_{ref} > U_{max}$ ) **Alors**

$U \leftarrow U_{max}$

**Sinon**

$U \leftarrow U_{ref}$

**Fin Si**

**Si** ( $I < I_{max}$ ) **Alors**

$U \leftarrow U_{ref}$

**Sinon**

Trouver  $U$  tel que  $I = I_{max}$

**Fin Si**

Résoudre

$$(S_1) \begin{cases} \iiint_{\Omega} \nu \mathbf{rot} \mathbf{a} \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' \, d\Omega - \iiint_{\Omega_m} \nu \mathbf{b}_r \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' \, d\Omega_m \\ - \iiint_{\Omega_s} (\sum_k \mathbf{N}_t I) \cdot \mathbf{a}' \, d\Omega_s = 0 \\ [U] = [R] \cdot [I] + [E] \\ e_k = \iiint_{\Omega_k} \frac{d\mathbf{a}}{dt} \cdot \mathbf{N}_t d\Omega_k \end{cases}$$

Calculer  $\Gamma_{moteur}$

Résoudre

$$(S_2) \begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + \Gamma_{frein} - \Gamma_{moteur} = 0 \\ \Omega = \frac{d\theta}{dt} \end{cases}$$

Calculer  $\Omega$  et  $\Delta t$

$t \leftarrow t + \Delta t$

**Jusqu'à**  $\Omega = \Omega_{ref}$

Récupérer  $\Omega(t)$ ,  $\Gamma(t)$ ,  $\varphi(t)$  et  $I(t)$

---

Il suffit ensuite d'identifier la fonction de transfert en boucle fermée à un premier ordre :

$$FTBF = \frac{1 + FTBO}{FTBO} = \frac{1}{1 + \tau_m s} = \frac{1}{1 + \frac{f}{\alpha K_i} s}$$

avec  $\tau_m$  le temps de montée du premier ordre équivalent. On obtient enfin le système suivant qui permet de déterminer les coefficients du correcteur PI.

$$\begin{cases} K_i = \frac{f}{\alpha \tau_m} \\ K_p = \frac{J}{\alpha \tau_m} \end{cases}$$

Les processus d'optimisation n'utiliseront pas l'asservissement PI ni même la cinématique mécanique afin de réduire le temps de calcul.

### 2.1.3 Grandeurs du post-processeur

Il reste désormais à exprimer les grandeurs de sortie en fonction du potentiel utilisé pour la résolution du problème. Au cours de cette thèse, nous utiliserons exclusivement le potentiel vecteur magnétique, il est donc judicieux de se focaliser sur ce cas uniquement pour les prochains paragraphes.

#### Couple électromagnétique

Les composantes du tenseur des contraintes de Maxwell dans l'air,  $T_{ij}$ , peuvent être exprimées en écriture indicielle à l'aide du symbole de Kronecker  $\delta_{ij}$  :

$$T_{ij} = \frac{1}{\mu_0} \left( b_i b_j - \delta_{ij} \frac{b^2}{2} \right) \quad (2.23)$$

avec  $b_i$  les composantes cartésiennes de l'induction magnétique. Le calcul du couple dans une machine électrique passe par l'application du tenseur des contraintes  $\bar{\bar{T}}$  sur une surface  $\mathbf{S}$  placée dans l'entrefer afin d'éviter les discontinuités de perméabilité pour obtenir la densité de force  $d\mathbf{F}$ .

$$\begin{aligned} d\mathbf{F} &= \bar{\bar{T}} \cdot d\mathbf{S} \\ d\Gamma &= \mathbf{r} \wedge d\mathbf{F} = \mathbf{r} \wedge \bar{\bar{T}} \cdot d\mathbf{S} \end{aligned} \quad (2.24)$$

avec  $d\Gamma$  la densité de couple, et  $\mathbf{r}$  le vecteur radial. Et on remonte au vecteur couple par intégration de la densité sur une surface fermée. Le couple moteur  $\Gamma$  étant porté par l'axe de la machine, il convient de sélectionner la composante en ( $z$ ) du résultat d'intégration dans notre cas :

$$\Gamma = \left( \iint_S \mathbf{r} \wedge (\bar{\bar{T}} \cdot d\mathbf{S}) \right) \cdot \mathbf{e}_z \quad (2.25)$$

Une technique pour réduire le bruit numérique consiste à moyennner sur plusieurs surfaces  $N_{surface}$ . C'est la technique de la coquille d'œuf (eggshell) que l'on retrouve notamment dans [Mee19].

$$\Gamma = \frac{1}{N_{surface}} \sum_i \left[ \left( \iint_{S_i} \mathbf{r} \wedge (\bar{\bar{T}} \cdot d\mathbf{S}_i) \right) \cdot \mathbf{e}_z \right] \quad (2.26)$$

On peut transformer cette moyenne arithmétique en une moyenne géométrique volumique [Fon15] [Fon18] :

$$\Gamma = \frac{1}{e} \left( \iiint_{\Omega_e} \mathbf{r} \wedge (\overline{\mathbf{T}} \cdot \mathbf{e}_r) d\Omega \right) \cdot \mathbf{e}_z \quad (2.27)$$

avec  $e$  l'épaisseur de l'entrefer. Cette dernière équation se simplifie dans le cadre d'un problème 2D en :

$$\Gamma = \frac{L_z}{e} \left( \iint_{S_e} \mathbf{r} \wedge (\overline{\mathbf{T}} \cdot d\mathbf{S}_e) \right) \cdot \mathbf{e}_z \quad (2.28)$$

avec  $L_z$  la longueur active de la machine. Ainsi le couple calculé par intégration volumique dans l'entrefer  $\Omega_e$  de la machine est l'équivalent de la moyenne des couples surfaciques. C'est cette expression que nous utiliserons pour calculer le couple électromagnétique dans la suite de cette thèse.

### Flux magnétique et force électromotrice

Le théorème de Stokes permet de retrouver le flux élémentaire  $\varphi$  dans une spire de contour  $c$ , de section  $S_c$  et de longueur élémentaire  $d\mathbf{l}$ .

$$\varphi = \iint_{S_c} \mathbf{b} \cdot d\mathbf{S} = \iint_{S_c} \text{rot } \mathbf{a} \cdot d\mathbf{S} = \oint_c \mathbf{a} \cdot d\mathbf{l} \quad (2.29)$$

Lorsque le conducteur n'est pas ponctuel, comme présenté sur FIGURE 2.3, et qu'il possède une section  $S_{fil}$ , le trajet  $d\mathbf{l}$  le long du contour  $c$  n'est pas unique. Une solution commune consiste à moyenner le trajet sur toute la section du conducteur  $S_{fil}$ .

$$\varphi = \frac{1}{S_{fil}} \iint_{S_{fil}} \left( \oint_c \mathbf{a} \cdot d\mathbf{l} \right) dS \quad (2.30)$$

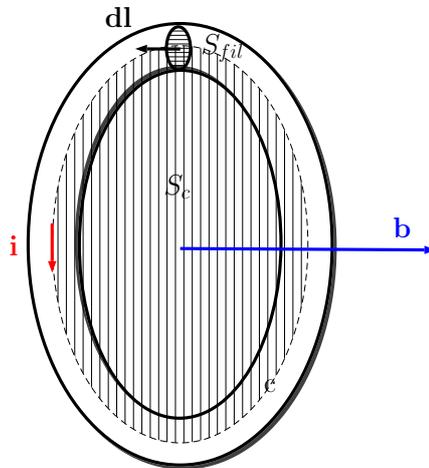


FIGURE 2.3 – Illustration du flux magnétique embrassé par une spire

Une fois le flux calculé, il est alors aisé de retrouver la force électromotrice  $e$  à travers la loi de Faraday :

$$e = -N_{spire} \frac{d\varphi}{dt} = -N_{spire} \Omega \frac{d\varphi}{d\theta} \quad (2.31)$$

avec  $N_{spire}$  le nombre de spires. Il faut noter que la précision dépendra en partie de la méthode d'intégration numérique choisie.

## 2.2 Développement de la méthode de projection

### 2.2.1 Notions sur la méthode des éléments finis

Dans la méthode des éléments finis utilisée de manière usuelle, chaque partie élémentaire de la géométrie initiale est implémentée dans un logiciel par CAO. Cette discrétisation, *a minima* par matériaux, va servir de support pour construire un maillage adapté dans lequel toutes les frontières supportent les nœuds, les arêtes voire les faces en 3D. Les propriétés physiques de tous les matériaux sont définies sur la base de ce maillage. Par conséquent, les éléments finis permettent de rendre compte du système réel dans lequel les propriétés physiques macroscopiques sont bel et bien discontinues. À titre d'exemple, si nous considérons la réductivité  $\nu$ , nous pouvons justement la décrire comme une fonction continue par morceaux définie comme  $\nu_i$  avec  $i$  correspondant aux différentes régions matérielles  $\Omega_i$ . Le même constat peut également s'appliquer aux sources de champs magnétiques, densité de courant  $\mathbf{j}$  ou induction rémanente des aimants  $\mathbf{b}_r$ , dans les problèmes usuels de l'électrotechnique. Cela est appliqué au cas d'une machine synchrone à aimants permanents en surface (MSAP) représentée sur la FIGURE 2.4.

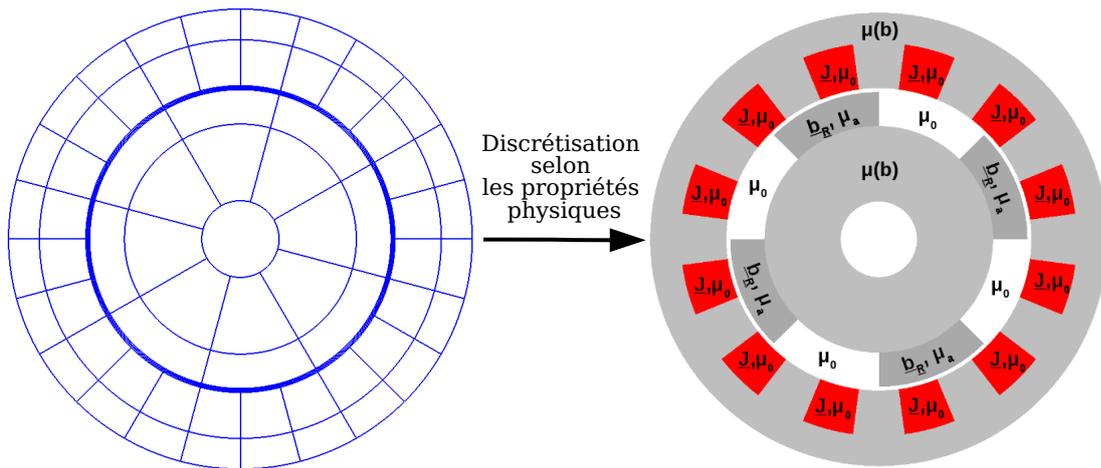


FIGURE 2.4 – Utilisation usuelle de la méthode des éléments finis

La formulation faible est appliquée à l'ensemble du domaine en utilisant toutes les propriétés physiques et sources continues par morceaux comme expliqué dans [Bas13]. Par exemple,

l'étude d'une machine synchrone à aimants permanents peut s'appuyer sur la formulation faible en potentiel vecteur (2.32) qui n'est qu'un cas spécifique de l'équation (2.11). Cela se résume à trouver  $\mathbf{a}$  tel que  $\forall \mathbf{a}' \in \mathbf{H}_0(\mathbf{rot}, \Omega)$ ,

$$\begin{aligned} & \sum_k \iiint_{\Omega_k} \nu_k (\|\mathbf{rot} \mathbf{a}\|) \mathbf{rot} \mathbf{a} \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' d\Omega_k \\ & - \sum_l \iiint_{\Omega_l} \nu_l (\|\mathbf{rot} \mathbf{a}\|) \mathbf{b}_{rl} \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' d\Omega_l \\ & - \sum_m \iiint_{\Omega_m} \mathbf{j}_m \cdot \mathbf{a}' d\Omega_m = 0 \quad (2.32) \end{aligned}$$

Où  $\Omega$  est le domaine complet ( $\cup_i \Omega_i$ ),  $\Omega_l$  les domaines magnétiques et  $\Omega_k$  les domaines sources. La formulation faible est fortement liée à la discrétisation spatiale de la géométrie initiale. Certains processus itératifs comme la modélisation du mouvement ou les problèmes d'optimisation nécessitent de modifier la géométrie et par conséquent le support des propriétés physiques utilisées dans la formulation faible. Les processus itératifs nécessitant un grand nombre de résolutions, toutes ces réévaluations du prétraitement représentent une perte de temps non négligeable, et bien entendu cela est encore plus marqué lorsqu'on aborde la 3D.

## 2.2.2 Principe d'un modèle sans remaillage

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes afin d'éviter l'étape de déconstruction et de reconstruction de la géométrie lors de la prise en compte d'un mouvement de rotation, les plus connues étant la bande de roulement et la surface de glissement. Ces méthodes sont très efficaces et permettent un gain de temps important. Néanmoins, lors du passage à la 3D, ces méthodes sont souvent lourdes à mettre en place et peu de logiciels les ont implémentées à l'heure actuelle. De plus, dans le cas de processus d'optimisation paramétrique, il n'existe que peu de méthodes pour réduire le temps de chaque évaluation [Fon07]. La méthode proposée dans cette thèse a été développée suite à une réflexion sur l'implémentation des propriétés physiques des matériaux en éléments finis. Comme évoqué précédemment, les systèmes macroscopiques sont discontinus et la MEF permet de rendre compte de ces discontinuités à travers un découpage géométrique des frontières des matériaux. L'idée est de rendre continue dans le logiciel les discontinuités du système réel et d'utiliser les interpolations linéaires des éléments à la base de la MEF afin de définir les frontières.

Autrement dit, les propriétés physiques nécessaires à la résolution du problème seront définies comme des fonctions continues par morceaux. Ces fonctions seront ensuite projetées sur un maillage fixe pour représenter la géométrie. L'étape de projection induira une certaine imprécision par le fait que les arêtes et nœuds ne correspondent plus aux frontières des matériaux. Les imprécisions générées seront étudiées et quantifiées. En pratique, la première étape consiste à définir uniquement les frontières extérieures du système à étudier. En se basant sur ces bords de domaine, un maillage fixe peut être créé et utilisé comme support pour les fonctions définissant les propriétés physiques. Les propriétés physiques ne sont plus implémentées dans des régions discrètes, comme on le voit sur la FIGURE 2.4. Elles sont projetées sur l'ensemble du domaine maillé en utilisant nos fonctions continues par morceaux dépendantes des coordonnées spatiales comme présentées sur la FIGURE 2.5. L'ensemble de la géométrie et de l'alimentation peut être

défini grâce à cette méthode. Par exemple, dans le cas d'une MSAP, une propriété physique  $\nu(x(t), y(t), z(t), \|\mathbf{b}\|)$ , et deux sources  $\mathbf{br}(x(t), y(t), z(t))$  et  $\mathbf{j}(x(t), y(t), z(t))$ , représentant respectivement la reluctivité, l'induction rémanente et la densité de courant, sont nécessaires pour décrire le système complet en magnéto-statique.

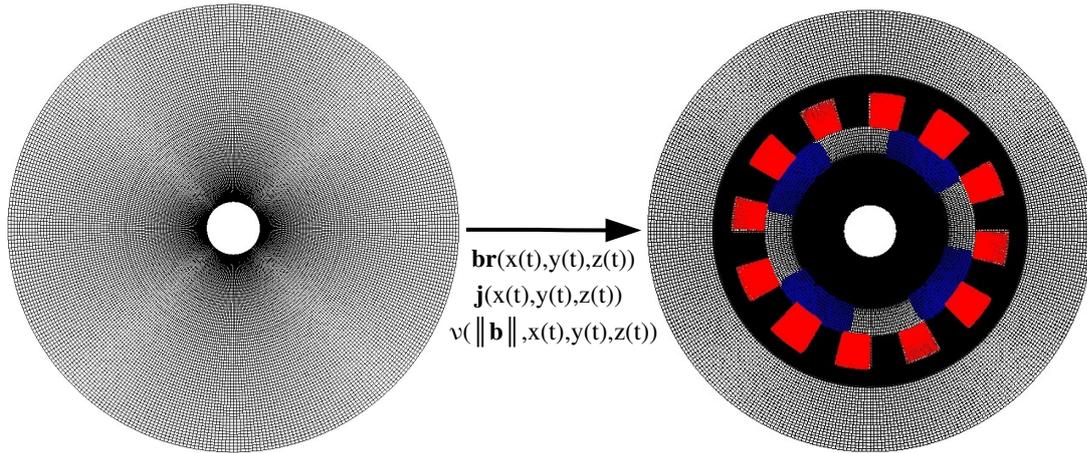


FIGURE 2.5 – Principe de la méthode de projection

En résumé, nous pouvons donc nous attendre aux avantages suivants :

- l'étape de maillage n'est exécutée qu'une seule fois pour toutes les itérations  $N_{iterations}$  de tout processus itératif ;
- le maillage est plus facile à construire et plus régulier. En effet, l'étape de maillage d'un disque simple est moins complexe que le maillage des nombreux sous-domaines d'une MSAP habituelle. Le gain de temps sera représenté par un coefficient  $\varepsilon_m$  ( $\in ]0; 1]$ ) dans la suite. Évidemment le gain de temps dépend du type de maillage (libre ou structuré) ;
- le processus itératif de résolution non linéaire (méthode de Newton-Raphson par exemple) est mieux initialisé. En effet, comme le maillage reste inchangé, la solution de l'instant  $n$  peut facilement être utilisée comme initialisation de l'instant  $n + 1$ .

Les gains de temps théoriques de la méthode proposée à nombre d'inconnues constant sont présentés dans TABLE 2.1.

Notre méthode respecte mathématiquement la forme faible habituelle d'un problème de magnéto-statique en utilisant une formulation en potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{a}$  présentée en (2.33). La méthode proposée n'étant, bien entendu, pas restreinte à ce cadre. Cela se résume à trouver  $\mathbf{a}$

	Méthode classique	Méthode de projection
<u>Problème linéaire</u>		
Temps de maillage	1	$\varepsilon_m * 1 / Nb_{iteration}$
Temps de résolution	1	1
<u>Problème non linéaire</u>		
Temps de maillage	1	$\varepsilon_m * 1 / Nb_{iteration}$
Temps de résolution	1	1/2

TABLE 2.1 – Gain de temps théorique

tel que  $\forall \mathbf{a}' \in \mathbf{H}_0(\mathbf{rot}, \Omega)$ ,

$$\begin{aligned}
 & \int_{\Omega} \nu(x(t), y(t), z(t), \|\mathbf{rot} \mathbf{a}\|) \mathbf{rot} \mathbf{a} \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' d\Omega \\
 & - \int_{\Omega} \nu(x(t), y(t), z(t), \|\mathbf{rot} \mathbf{a}\|) \mathbf{b}_r(x(t), y(t), z(t)) \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' d\Omega \\
 & - \int_{\Omega} \mathbf{j}(x(t), y(t), z(t)) \cdot \mathbf{a}' d\Omega = 0 \quad (2.33)
 \end{aligned}$$

### 2.2.3 Inconvénient de la méthode de projection

L'inconvénient majeur de la méthode proposée réside dans l'évaluation approximative des frontières entre matériaux. La discrétisation de la géométrie dans la MEF classique permet aux arêtes du maillage d'être superposées aux sauts de propriétés physiques. Prenons un exemple électrotechnique : l'entrefer est une région cruciale pour les machines tournantes dont une faible variation d'épaisseur affectera l'ensemble des variables globales et locales. Il est primordial que l'épaisseur d'entrefer soit parfaitement implémentée dans le modèle. Le fait est que pour éviter le remaillage, la discrétisation spatiale est remplacée par la projection des propriétés physiques sur un maillage fixe. Dans ces conditions, le maillage n'est plus parfaitement accordé à la géométrie et, par conséquent, il devient difficile de mettre en place des frontières claires et précises. Dans la méthode proposée, dans chaque élément traversé par une discontinuité, cette dernière est définie par interpolation linéaire nodale. Cette situation conduit à des frontières non régulières comme on peut le voir sur la FIGURE 2.6. Cette interpolation nodale peut entraîner une déviation de la frontière de la taille d'un élément. Il est intéressant de souligner le fait qu'un maillage structuré fournit des limites plus régulières comme on peut le voir sur la FIGURE 2.7, l'interpolation linéaire nodale étant toujours présente. La montée en ordre sur les éléments de maillage et/ou sur les espaces fonctionnels servant de support à la formulation faible ne permettent pas non plus de s'affranchir de l'interpolation linéaire dans le logiciel Onelab. En effet, cette montée en ordre impactera les inconnues du problème mais les propriétés physiques, quant à elles, continueront à être évaluées sur les nœuds puis interpolées le long des arêtes.

Une première solution pour diminuer l'impact de l'interpolation linéaire nodale serait de réduire la taille des éléments pour s'approcher au mieux de la frontière réelle. Autrement dit, un

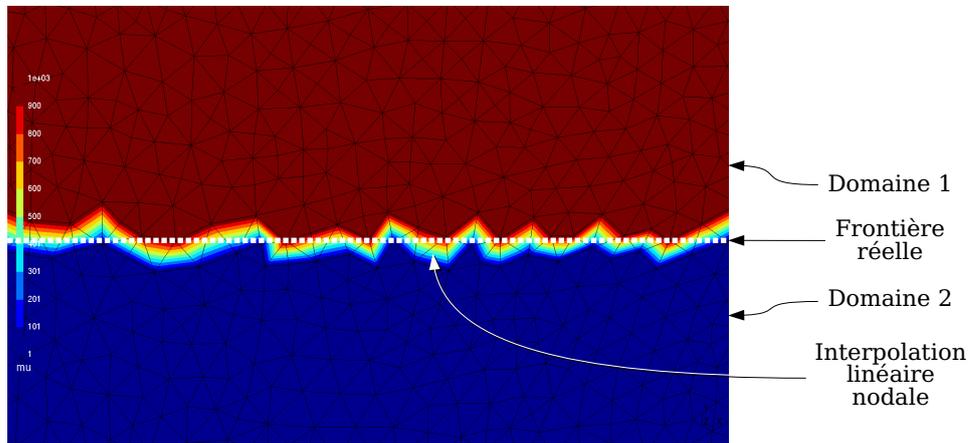


FIGURE 2.6 – Interpolation linéaire nodale de la frontière entre matériaux.

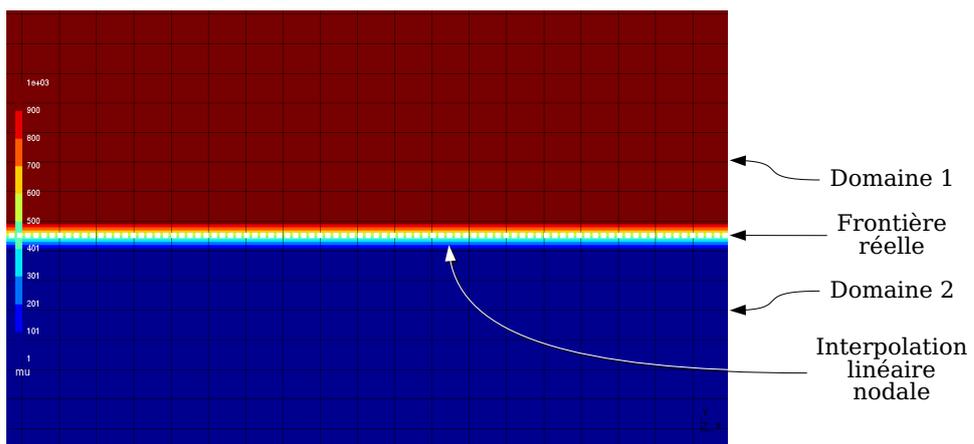


FIGURE 2.7 – Interpolation linéaire nodale dans le cas d'un maillage structuré

maillage suffisamment fin pourrait être implémenté afin que l'écart dû à l'interpolation linéaire des propriétés physiques soit négligeable devant les dimensions caractéristiques du système. Néanmoins, l'adaptation de l'intégralité du maillage à la taille du plus petit élément est quelque peu un non-sens et aboutira à un temps CPU plus élevé que la méthode usuelle en raison du nombre élevé d'inconnues (Dofs). Une solution moins naïve consiste à s'inspirer des discrétisations classiques dans le but d'adapter la grille de maillage. Ainsi, définir quelques discrétisations spatiales, autres que les frontières extérieures, permettrait d'avoir un minimum de contrôle sur le maillage. Ces éléments géométriques fictifs (points et lignes) ne sont pas implémentés dans le but de décrire la géométrie réelle mais peuvent être placés là où les utilisateurs veulent définir un maillage fin comme on peut le voir sur la FIGURE 2.8. Pour reprendre l'exemple précédent, la frontière au niveau de l'entrefer d'une MSAP est clairement importante, de sorte que le maillage doit être contrôlé. *A contrario* une imprécision au niveau de la frontière extérieure de la culasse n'aura vraisemblablement pas un impact important sur les performances (hors cas particulier de saturation excessive) et l'interpolation nodale est acceptable à ces endroits.

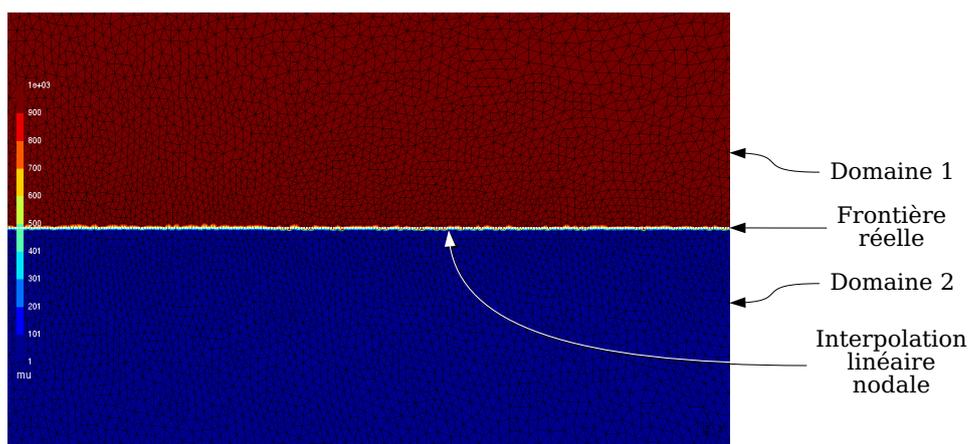


FIGURE 2.8 – Interpolation linéaire nodale avec un maillage contrôlé

En résumé, la méthode de projection permet de s'affranchir de la discrétisation géométrique mais induit par ce fait une déviation au niveau des frontières des matériaux. La méthode de projection rend continu, par interpolation linéaire nodale des propriétés physiques, un système en réalité discontinu. Cet inconvénient ne peut qu'être atténué par une expertise et un contrôle sur la construction du maillage.

## 2.3 Application à un exemple classique : la MSAP

### 2.3.1 Implémentation et résultats préliminaires

La méthode de projection va être appliquée à la simulation d'une MSAP classique, comprenant 12 encoches et 4 pôles. Afin de pouvoir valider la méthode proposée, deux modèles du même système vont être construits. Le premier modèle consiste à dessiner la géométrie complète

puis à implémenter toutes les propriétés physiques dans chaque sous-domaine créé, comme dans la FIGURE 2.4. La même machine est alors implémentée par projection des fonctions physiques, comme vu dans FIGURE 2.5. Un contrôle du maillage est effectué au niveau de l'entrefer. L'ajout d'une ligne non physique placée en son milieu permet d'obtenir un maillage affiné dans cette région particulière. Les modèles sont créés de manière à contenir le même nombre d'inconnues (Dofs). Une fois les modèles 2D développés, les modèles 3D sont obtenus par extrusion de la géométrie 2D afin de faciliter l'implémentation du maillage. Les cartes de champs de l'induction magnétique des deux modèles, en magnétostatique 2D et 3D, sont d'abord comparées. Des résultats précis sont observés sur FIGURE 2.9 et FIGURE 2.10, qui confirment *a priori* la validité de la méthode.

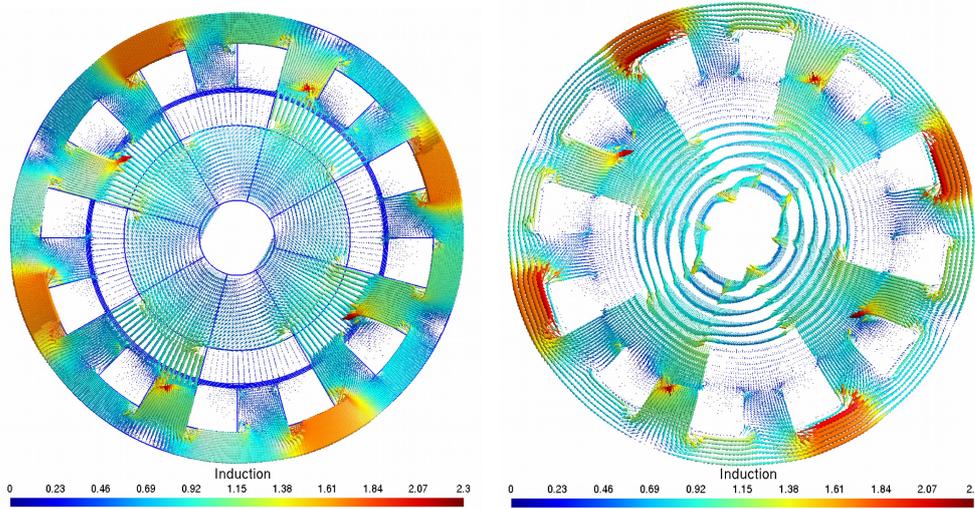


FIGURE 2.9 – Comparaison de cartes 2D de l'induction magnétique en (T) entre modèle classique (gauche) et modèle par projection (droite)

Néanmoins, un processus itératif doit être étudié afin de vérifier les possibles avantages de la méthode de projection. Des comparaisons sont faites entre la méthode proposée et une approche classique sans technique spéciale (sans bande de roulement, ni surface de glissement) que l'on peut qualifier, certes, de méthode basique mais qui aura l'avantage de positionner la méthode de projection. Dans le cadre de la modélisation du mouvement, le prétraitement (géométrie et maillage) est relancé pour chaque nouvelle position et le problème est résolu de manière multi-statique. Pour un certain nombre de positions  $Nb_{positions}$ , le système est maillé et résolu  $Nb_{positions}$  fois, d'où le temps de calcul théorique :

$$T_{CPU} = Nb_{positions} * (T_{maillage} + T_{resolution})$$

Dans le cas de la méthode de projection, l'étape de maillage est évitée à chaque itération. Le mouvement est simulé par l'ajout d'une variable dans les propriétés physiques concernées par la rotation (ici l'induction rémanente des aimants). De plus, en raison de la faible complexité de

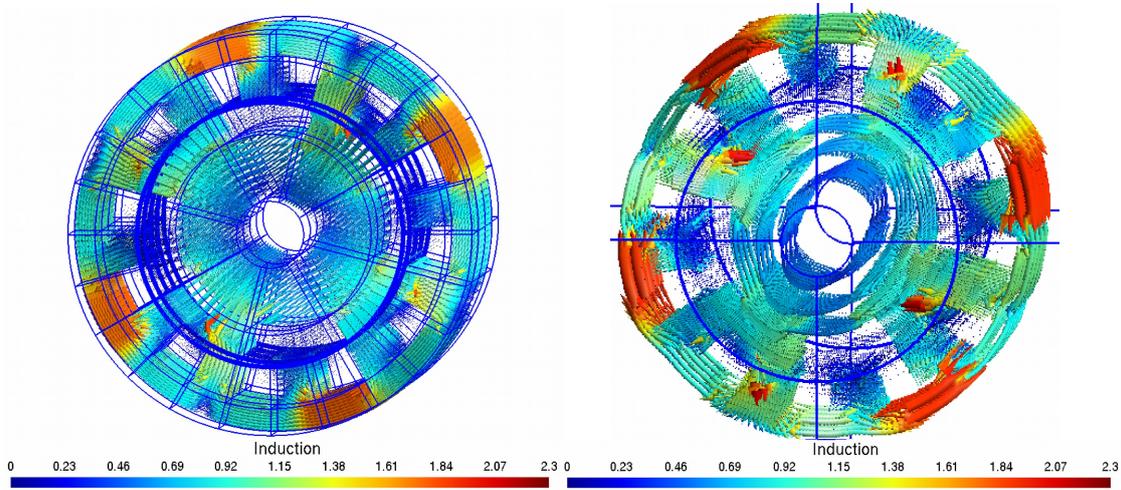


FIGURE 2.10 – Comparaison de cartes 3D de l’induction magnétique en (T) entre modèle classique (gauche) et modèle par projection (droite)

construction du maillage fixe, ce dernier est plus simple et plus rapide à construire que dans le cas de la méthode habituelle pour un même nombre de Dofs. Ce gain de temps est difficile à évaluer car il dépend de la géométrie du problème mais il peut être représenté par la variable  $\varepsilon_m$  ( $\in ]0; 1]$ ) comme évoqué précédemment. L’algorithme de convergence non linéaire, ici Newton-Raphson, est également mieux initialisé dans le cas de la méthode proposée. Le temps de résolution total est donc réduit d’un facteur dépendant de la géométrie et du maillage.

$$T_{CPU} = \varepsilon_m * T_{maillage} + Nb_{positions} * T_{resolution}$$

Le couple multistatique est calculé pour les deux modèles en 2D. L’écart relatif est maintenu en dessous de 1% comme on peut le voir sur la FIGURE 2.11. Mais comme prévu, le gain de temps observé est très faible en raison du temps de maillage trop rapide en 2D.

Le vrai intérêt réside dans les modèles 3D dont les résultats sont présentés sur la FIGURE 2.12. Ces deux modèles sont développés afin de posséder le même nombre de Dofs (environ 130 000). Le temps CPU est divisé par un facteur 1,7 pour la méthode de projection tout en gardant un écart relatif inférieur à 5% ainsi que la même forme d’onde.

### 2.3.2 Validation statistique

Les résultats sur les seuls précédents modèles ne suffisent pas à garantir la fiabilité et la robustesse de la méthode de projection car il est possible de se trouver dans un cas particulier. Afin de pouvoir utiliser la méthode de projection dans un processus d’optimisation, une validation statistique est nécessaire. Dans cette optique, 500 machines 3D sont générées. Quatre paramètres judicieusement choisis sont déterminés via une loi uniforme dans les intervalles présentés dans

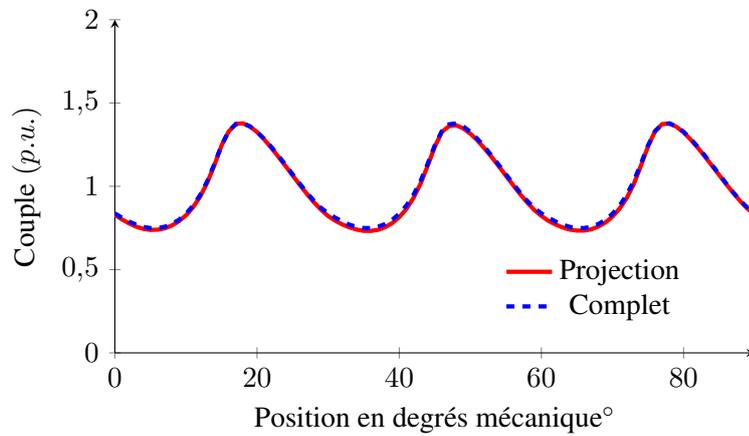


FIGURE 2.11 – Comparaison des couples multistatistiques en 2D entre modèle par projection et modèle classique

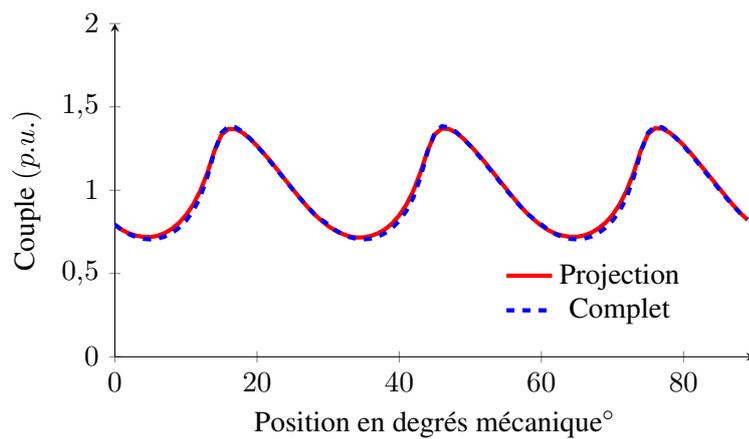


FIGURE 2.12 – Comparaison des couples multistatistiques en 3D entre modèle par projection et modèle classique

la TABLE 2.2. L'entrefer, le rayon extérieur et le rayon d'alésage sont, quant à eux, maintenus constants.

Paramètres variables	Intervalle
Ouverture des encoches	[15 ; 85]% du pas d'encoche
Épanouissement des aimants	[15 ; 85]% du pas polaire
Profondeur des encoches	[3 ; 11] mm
Épaisseur des aimants	[2 ; 8] mm

TABLE 2.2 – Variations géométriques

Pour chaque machine, les couples électromagnétiques moyens calculés par les deux méthodes sont comparés. On ne s'intéresse qu'au couple moyen et non pas aux harmoniques car les règles de maillage permettant de retrouver les harmoniques du couple [Fon07] ne peuvent être respectées dans notre cas. Une étude précise réalisée au laboratoire sur une machine 3D sur laquelle les règles de maillage ne peuvent être mises en place [Gir20] porte à croire qu'aucune information ne peut être obtenue sur les harmoniques autre que le fondamental. Il ne s'agit pas d'un réel inconvénient car la méthode par projection a pour but d'être un modèle utile à un pré-dimensionnement et non pas à un dimensionnement fin et complet. Le nombre d'inconnues de chaque modèle est maintenu autant que possible proche des 130 000 Dofs. L'écart relatif  $\delta\Gamma$  sur les couples moyens  $\Gamma_{classique}$  et  $\Gamma_{projection}$  (respectivement des modèles classique et par projection) est calculé de la manière suivante :

$$\delta\Gamma = \frac{\Gamma_{classique} - \Gamma_{projection}}{\Gamma_{classique}}$$

L'écart relatif moyen sur le couple moyen, présenté sur la FIGURE 2.13, est d'environ 13% avec un écart-type de 17%. Les écarts sont centrés sur une valeur positive, cela signifie que la méthode proposée tend à sous-estimer le couple. Cela est bénéfique lorsque l'on sait que le couple sera certainement utilisé pour une contrainte d'inégalité dans un processus d'optimisation. Si l'on considère la moyenne et l'écart-type, cela signifie que 68% des machines simulées ont un écart relatif inférieur à 30% en valeur absolue. De plus, on peut observer que raffiner le maillage, en passant de 130 000 à 260 000 Dofs, tend à modifier l'histogramme comme on peut le voir sur la FIGURE 2.14.

Les écarts importants que l'on observe sur les histogrammes précédents (de l'ordre de 60%) sont explicables par la forte amplitude des variations géométriques représentée sur la FIGURE 2.15. Lorsqu'aléatoirement les dents statoriques implémentées sont trop fines pour avoir un nombre suffisant d'éléments de maillage sur la largeur, on obtient des écarts importants avec le modèle classique dans lequel le nombre d'éléments par ligne est fixé.

En connaissant la valeur moyenne, l'écart-type et la taille de la population, on peut estimer l'intervalle de confiance à 95% de la valeur moyenne. Cet intervalle est représenté sur la FIGURE 2.16. Comme prévu, raffiner le maillage tend à réduire l'écart relatif entre les deux méthodes en améliorant l'évaluation des discontinuités.

En ce qui concerne la valeur  $\varepsilon_m$  mentionnée dans la TABLE 2.1, la même analyse statistique peut être effectuée sur l'échantillon de 500 machines, pour 130 000 Dofs et pour 260 000 Dofs.

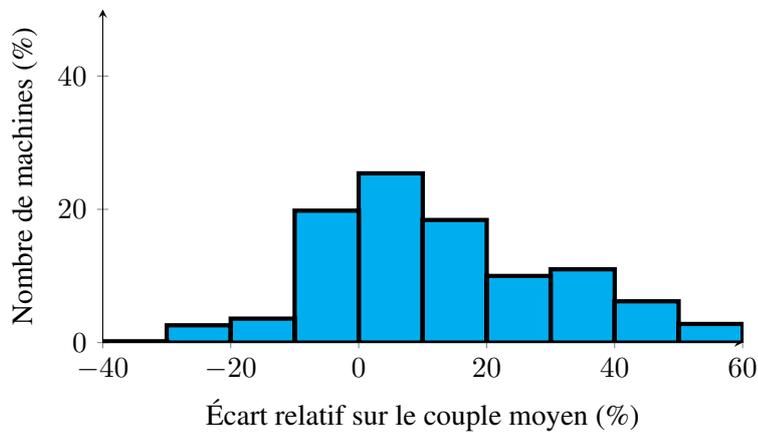


FIGURE 2.13 – Histogramme des écarts relatifs sur le couple moyen du modèle par projection par rapport au modèle classique pour 500 machines à 130 000 Dofs

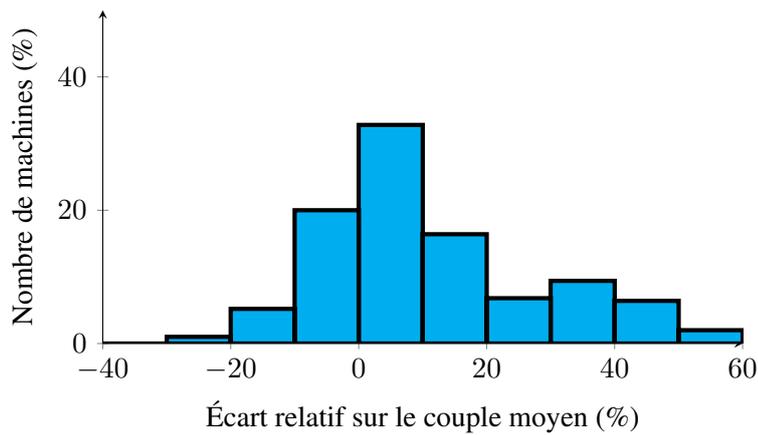


FIGURE 2.14 – Histogramme des écarts relatifs sur le couple moyen du modèle par projection par rapport au modèle classique pour 500 machines à 260 000 Dofs

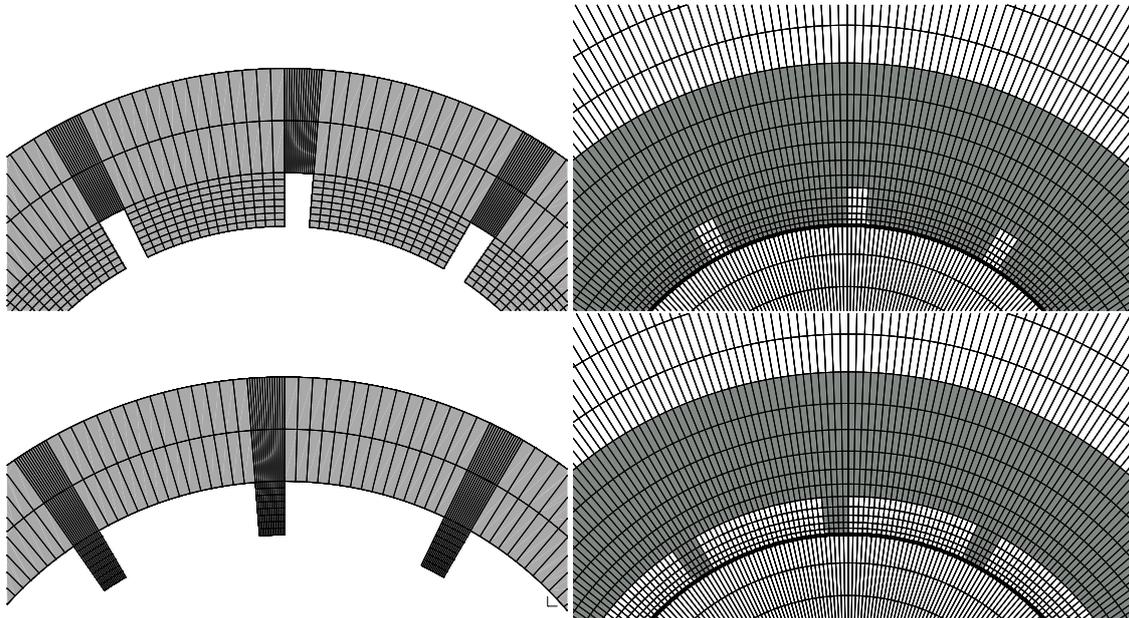


FIGURE 2.15 – Extremum des épaisseurs de dents pour le modèle complet (gauche) et le modèle projeté (droite)

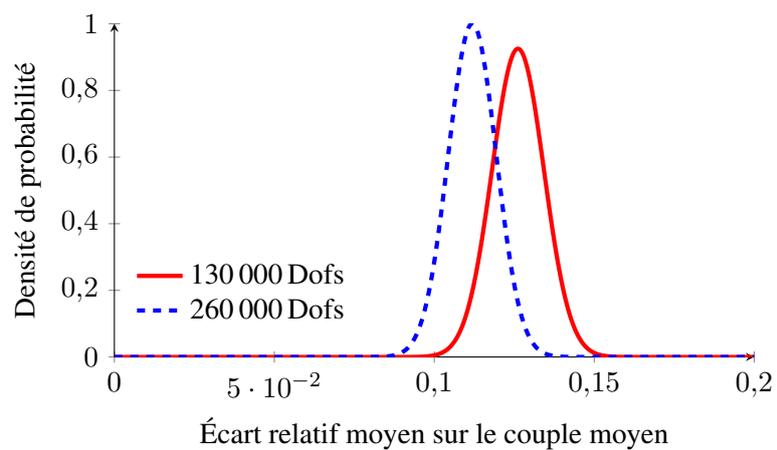


FIGURE 2.16 – Intervalle de confiance sur l'écart relatif moyen sur le couple moyen du modèle par projection par rapport au modèle classique

Pour rappel,  $\varepsilon_m$  est défini en (2.34).

$$\varepsilon_m = \frac{T_{\text{maillage,projection}}}{T_{\text{maillage,classique}}} \quad (2.34)$$

Pour 130 000 Dofs, on obtient une moyenne de 0,132 avec un écart-type de 0,003. Pour 260 000 Dofs, la moyenne est de 0,239 avec un écart-type de 0,005. Autrement dit, le temps de maillage peut être presque 10 fois plus rapide avec la méthode de projection qu’avec la méthode traditionnelle, mais ce gain semble diminuer avec l’augmentation du nombre de Dofs. Il faut tout de même noter que le gain de temps représenté par  $\varepsilon_m$  est fortement lié à la discrétisation de la géométrie (CAD). L’analyse de  $\varepsilon_m$  n’a de sens pour cette géométrie particulière qu’avec notre choix particulier de discrétisation.

D’après tous les résultats précédents, le modèle proposé semble convenir pour un processus d’optimisation 3D de pré-dimensionnement dans le but d’obtenir des tendances. Selon [Rai13], il y a quelques avantages supplémentaires à utiliser un maillage fixe dans un processus d’optimisation :

- La génération de maillage peut être difficile ou même échouer pour certaines configurations, ce qui ne sera pas le cas ici ;
- Changer le maillage influence l’erreur due à la discrétisation. Par exemple, si des algorithmes d’optimisation sont appliqués, la fonction cible sera potentiellement polluée par un bruit d’origine numérique.

### 2.3.3 Processus d’optimisation

#### 2.3.3.1 Choix de l’outil

Le but de cette thèse n’étant pas de développer un algorithme d’optimisation, il a été décidé de capitaliser sur l’outil NOMAD [LD20] (Nonlinear Optimization by Mesh Adaptive Direct Search) développé par les chercheurs du GERAD de Montréal. La prise en main ainsi que le fonctionnement de l’algorithme est très bien décrit dans [Dev17]. L’algorithme de recherche directe sur treillis adaptatifs MADS (Mesh Adaptive Direct Search) consiste en une méthode déterministe locale sans calcul de dérivés [Aud06]. L’optimum global ne peut être assuré par cette catégorie de méthode, l’idée principale étant de chercher un meilleur point que la solution courante dans son voisinage défini par un nombre donné de directions. En fonction des résultats du point courant, le treillis, la taille et les directions de la sonde sont adaptés afin de déterminer les nouveaux points à évaluer. Le type de problèmes peut se mettre sous la forme :

$$\begin{aligned} \min_{x \in \Omega} f(x) & \quad (2.35) \\ \Omega = \{x \in K \subset \mathbb{R}^n : c_i(x) \leq 0, i \in [1, n_c]\} \end{aligned}$$

Où  $K$  est un hypercube de  $\mathbb{R}^n$  défini par les contraintes de bornes et les  $c_i$  représentent les  $n_c$  contraintes linéaires et non linéaires. Cette classe d’algorithme est particulièrement adaptée aux problèmes de la programmation non-linéaire en variables mixtes (MINLP) avec boîte noire à fort coût d’évaluation et à faible nombre de variables. Une représentation du problème à résoudre est donnée sur la FIGURE 2.17.

Chaque itération de l’algorithme de recherche est caractérisée par deux étapes :

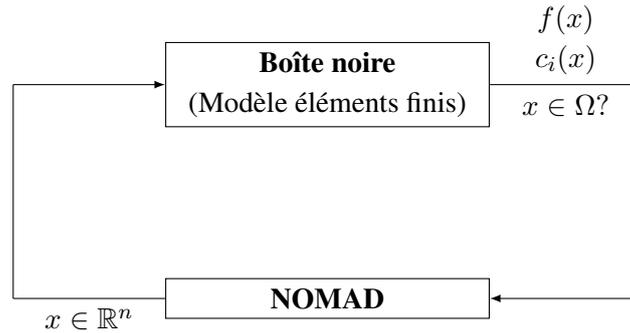


FIGURE 2.17 – Représentation du problème de boîte noire

- La sonde locale (POLL). Il s'agit du cœur de l'algorithme MADS. Il repose sur une recherche locale au voisinage du point courant dans les directions choisies par l'utilisateur ;
- la recherche globale (SEARCH). Cette phase permet à l'algorithme MADS de prendre un caractère méta-heuristique. Elle peut être entièrement paramétrée par l'utilisateur mais par défaut elle crée un modèle quadratique obtenu dynamiquement au fil des itérations et évaluations de la boîte noire.

### 2.3.3.2 Définition des problèmes

Les résultats précédents montrent que le mouvement est bien modélisé par la méthode de projection. Il reste donc à étudier l'efficacité de la méthode proposée dans un processus d'optimisation géométrique. Les modèles projetés en 2D ne présentant pas d'intérêt réel, une optimisation de la géométrie d'une MSAP 3D sera réalisée. Les mêmes modèles que ceux utilisés lors de la validation statistique seront repris dans cette section, soit 130 000 Dofs pour limiter le temps CPU en conservant un bon intervalle de confiance sur le modèle. Le vecteur solution ainsi que les bornes de l'optimisation géométrique sont présentées en TABLE 2.2. Le point initial  $X_0$  du problème est choisi au milieu du domaine d'exploration  $K$  situé dans  $\mathbb{R}^4$  :

$$X_0 = (0,5 \ 0,5 \ 0,006 \ 0,005)$$

Dans notre catégorie de problème où la boîte noire consiste en un modèle éléments finis 3D à fort coût d'évaluation, nous avons décidé d'utiliser un paramétrage similaire à [Dev17] car nous sommes dans le même cadre de problème : une direction de recherche LTMADS N+1 [LD20]. Le problème d'optimisation est donc le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{X \in \mathbb{R}^4} (\Delta_\Gamma) \text{ sous } \left\{ \begin{array}{l} c_1 = \Gamma_{ref} - \Gamma(X) \leq 0 \\ c_2 = \mathbf{J}_{\max} - \mathbf{J}_{\max,ref} \leq 0 \end{array} \right. \end{array} \right.$$

Il consiste donc en une minimisation des ondulations de couple  $\Delta_\Gamma$  sous contraintes  $c_1$  et  $c_2$  respectivement de couple minimum  $\Gamma_{ref}$  et de densité de courant pic maximum  $\mathbf{J}_{\max,ref}$ . Trois problèmes sont formulés dans lesquels les critères de convergence et d'arrêt sont modifiés :

- Problème 1 : arrêt lorsque l'écart relatif sur la fonction objectif est inférieur à une limite fixée  $\Delta_{min}$  ;

- Problème 2 : contrainte sur un temps de processus d'optimisation maximal  $T_{max}$  ;
- Problème 3 : contrainte sur un nombre maximum d'évaluations de la boîte noire  $Eval_{max}$ .

En résumé, afin de comparer la méthode classique et la méthode de projection, trois problèmes d'optimisations identiques aux critères de convergence et d'arrêt près, comme repris en TABLE 2.3, ont été définis.

	Problème 1	Problème 2	Problème 3
Fonction objectif	$\Delta_{\Gamma}$	$\Delta_{\Gamma}$	$\Delta_{\Gamma}$
Contraintes	$c_1, c_2$	$c_1, c_2$	$c_1, c_2$
Critère de convergence	$\Delta_{min}$	-	-
Critère d'arrêt	-	$T_{max}$	$Eval_{max}$

TABLE 2.3 – Résumé des problèmes d'optimisation

### 2.3.3.3 Résultats

Les résultats de ces problèmes d'optimisation sont présentés dans TABLE 2.4. Lorsque les deux méthodes convergent vers un vecteur solution différent, le couple du modèle projeté est recalculé avec le modèle classique puis normalisé.

Problème 1		
	Méthode classique	Méthode de projection
$\Delta_{\Gamma}$	1p.u.	1,01p.u.
Temps CPU	52h	38h
Nombre d'itérations	115	145
Problème 2		
	Méthode classique	Méthode de projection
$\Delta_{\Gamma}$	1p.u.	0,99p.u.
Temps CPU	10h	10h
Nombre d'itérations	20	40
Problème 3		
	Méthode classique	Méthode de projection
$\Delta_{\Gamma}$	1p.u.	0,98p.u.
Temps CPU	7,5h	3,8h
Nombre d'itérations	15	15

TABLE 2.4 – Résultats des processus d'optimisations

Le problème 1 permet de souligner que les deux méthodes convergent vers la même solution. Aucun gain de temps n'est observé même si deux fois plus d'évaluations de la boîte noire sont

effectuées avec la méthode de projection. La conclusion des trois problèmes est qu'une évaluation de la boîte noire étant réalisée deux fois plus rapidement avec la méthode de projection, le domaine est plus largement exploré. De plus, les problèmes 2 et 3 nous apprennent que la méthode de projection peut se montrer légèrement plus efficace en un temps limité ou un nombre limité d'évaluation de la boîte noire.

### 2.3.4 Calcul des flux

La méthode de projection permet d'obtenir des résultats cohérents lors de simulations multi-statiques. Néanmoins, dans certaines applications, il est indispensable de s'intéresser aux effets dynamiques à travers la prise en compte des flux. Généralement, le flux magnétique est calculé par intégration surfacique, à partir de la discrétisation spatiale, en utilisant le potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{a}$  comme précisé dans l'équation (2.36) :

$$\varphi = \frac{1}{S_{fil}} \iint_{S_{fil}} \left( \oint_c \mathbf{a} \cdot d\mathbf{l} \right) d\mathbf{S} \quad (2.36)$$

Cependant, la méthode de projection permet de s'affranchir de la définition de surface comme évoqué précédemment. L'idée est alors d'implémenter un vecteur colinéaire à la direction du courant  $d\mathbf{l}$  comme une fonction continue par morceaux unitaire là où se trouvent les encoches et nul dans le reste du domaine. Mathématiquement cela revient à multiplier la quantité différentielle par un champ scalaire  $t_i$ . Le terme de flux reste alors inchangé :

$$\varphi_i = \oint_{\Omega} \mathbf{a} \cdot t_i d\mathbf{l}, \quad \text{avec} \begin{cases} t_i = 1. & \text{dans les encoches} \\ t_i = 0. & \text{ailleurs} \end{cases}$$

D'un point de vue mathématique, il n'y a aucune différence dans le calcul des flux entre les deux méthodes. La seule différence numérique réside encore une fois dans le fait de rendre continu, à travers le champ scalaire  $t_i$ , les surfaces d'encoches qui sont normalement discrétisées. Il n'est donc pas surprenant que les flux à l'état transitoire soient correctement évalués mais qu'un faible écart relatif persiste. On peut constater ce phénomène sur la FIGURE 2.18 qui présente le flux magnétique du modèle projeté 3D et du modèle complet 2D. La force électromotrice (FEM) peut être calculée à l'aide d'une méthode de dérivation numérique classique.

Le problème du calcul des flux dans le modèle par projection étant résolu en 2D comme en 3D, nous avons désormais accès aux simulations transitoires. En effet, la méthode de projection permet d'imiter les techniques spéciales de modélisation que sont la bande de roulement ou encore la surface de glissement. En modifiant les fonctions projetées et en calculant les FEM, nous aboutissons aux simulations transitoires 2D et 3D, à condition évidemment qu'un compromis soit trouvé entre réduction du temps de calcul et imprécisions.

## 2.4 Vers une réduction des imprécisions par un modèle hybride

### 2.4.1 Principe de l'hybridation

L'un des problèmes les plus importants de la méthode de projection réside donc dans l'évaluation des discontinuités. Malheureusement, le fait de rendre continu un phénomène normalement discontinu est inhérent à la mise en place de cette méthode. Autrement dit, il semble

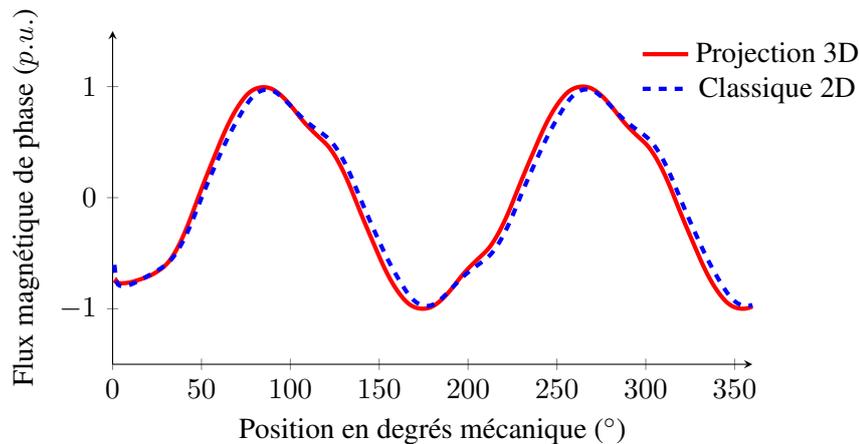


FIGURE 2.18 – Calcul des flux entre le méthode de projection en 3D et la méthode classique en 2D

complexe de trouver une solution qui permette de s’affranchir de ce problème. Néanmoins, nous avons vu précédemment que des techniques simples peuvent être utilisées pour réduire les imprécisions, par exemple la mise en place d’entités géométriques virtuelles pour contrôler le maillage. Cela amène à considérer le développement d’un modèle « hybride » dans lequel la MEF classique modélise les parties statiques du système tandis que les propriétés physiques variables seront projetées, comme par exemple :

- les parties géométriques correspondant à des variables d’un problème de conception optimal ;
- les pièces mobiles comme le rotor d’une machine ;
- les déformations mécaniques (perspectives non étudiées dans le cadre de cette thèse).

Pour illustrer cette hybridation, reprenons l’exemple de la MSAP, vue dans la FIGURE 2.19. Lors d’un mouvement rotatif, la seule fonction variable dans l’espace en fonction du temps est l’induction rémanente des aimants permanents. Les pièces statiques comme le fer et le cuivre sont modélisées par la MEF habituelle et sont discrétisées et dessinées par CAO. *A contrario*, l’induction rémanente  $\mathbf{br}(x(t), y(t), z(t))$  est projetée sur le maillage et paramétrée pour prendre en compte le mouvement à travers une variable temporelle.

Ainsi, les problèmes d’évaluations de frontières ne persistent encore que sur les frontières des sous-domaines représentant les aimants permanents. En globalité, les discontinuités du système sont mieux modélisées avec un modèle hybride qu’avec un modèle par projection complet. Le modèle hybride comme le modèle par projection complet permet, *a priori*, de retrouver les résultats de la mise en place d’une bande de roulement ou surface de glissement, à savoir gain de temps et prise en compte des flux. Dans la partie suivante, l’étude portera sur les trois approches : « MEF classique », « méthode de projection hybride » et « méthode de projection complète ».

## 2.4.2 Validation sur un exemple type tridimensionnel

Le développement de modèle 2D est écarté étant donné le peu d’intérêt mis en évidence dans les paragraphes précédents. Toutes les simulations multistatiques sont effectuées à l’aide de

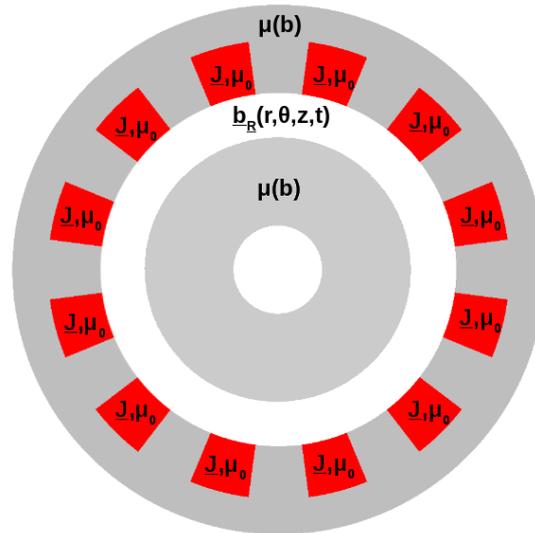


FIGURE 2.19 – Schéma de principe du modèle hybride

modèles 3D. Nous résolvons cet exemple de trois façons différentes :

1. La première méthode consiste à dessiner la géométrie par CAO puis à implémenter toutes les propriétés physiques dans chaque sous-domaine. La rotation s'effectue sans technique particulière où chaque position du rotor est remaillée. Ce modèle est appelé la MEF classique.
2. Dans un second temps, la même machine est implémentée mais les aimants permanents sont projetés par le biais d'une fonction dépendante de l'espace et du temps par la méthode de projection. Le reste de la machine est modélisée d'une manière classique : c'est la méthode de projection hybride.
3. Le méthode de projection complète consiste en un modèle dans lequel toutes les propriétés physiques sont projetées sur un maillage fixe.

Les modèles 3D sont développés afin de contenir environ 130 000 inconnues (Dofs). À nouveau, une étude statistique est réalisée sur 500 machines 3D. Quatre paramètres judicieusement choisis sont déterminés via une loi uniforme dans un intervalle donné en TABLE 2.2. L'entrefer, le rayon extérieur et le rayon d'alésage sont maintenus constants. Pour chaque modèle, l'écart relatif sur le couple moyen est calculé comme suit :

$$\delta\Gamma = \frac{\Gamma_{classique} - \Gamma_i}{\Gamma_{classique}}$$

Le modèle utilisant la MEF classique est considéré comme la référence alors que la variable  $i$  représente respectivement les deux autres modèles, projection et hybride. Les écarts relatifs entre le modèle projeté complet et la MEF classique, et entre le modèle hybride et la MEF classique sont calculés et présentés sur la FIGURE 2.20.

La comparaison entre le modèle projeté complet et la MEF classique montrait un écart relatif moyen d'environ 13% avec un écart-type de 17%. Cela était équivalent à dire que 68% des machines simulées ont un écart relatif inférieur à 30% en valeur absolue. La comparaison entre le modèle hybride et la MEF classique donne sensiblement de meilleurs résultats puisque l'écart

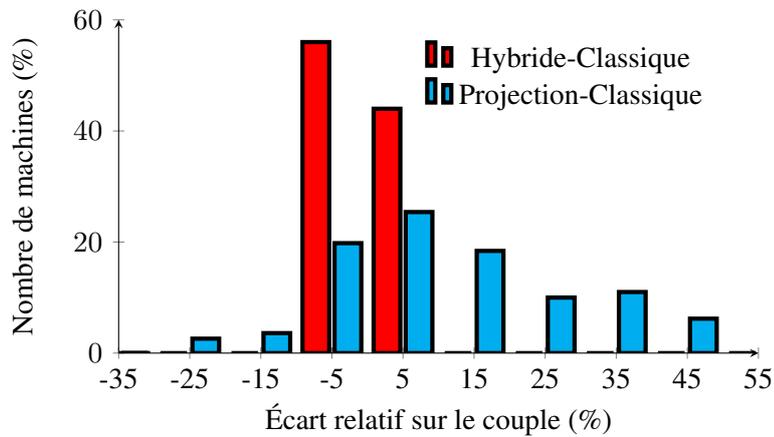


FIGURE 2.20 – Comparaison des histogrammes des écarts relatifs sur le couple moyen pour 500 machines entre modèle hybride et modèle par projection par rapport au modèle classique

relatif moyen est d'environ 0,7% avec un écart type de 3%. Ainsi, avec le modèle hybride, 95% des machines simulées ont un écart relatif inférieur à 7% en valeur absolue. L'amélioration de la précision est due à une meilleure évaluation des limites des parties statiques, c'est-à-dire le fer et le cuivre, dans le modèle hybride.

En connaissant la valeur moyenne, l'écart-type et la taille de la population, nous pouvons estimer l'intervalle de confiance à 95% de l'écart relatif moyen sur le couple moyen. Cet intervalle est représenté sur la FIGURE 2.21. Comme prévu, le modèle hybride réduit l'écart relatif en améliorant l'évaluation des discontinuités. La valeur moyenne de l'écart relatif sur le couple dans le cas du modèle hybride est dix fois inférieure à la valeur moyenne de l'écart relatif sur le couple du modèle projeté complet.

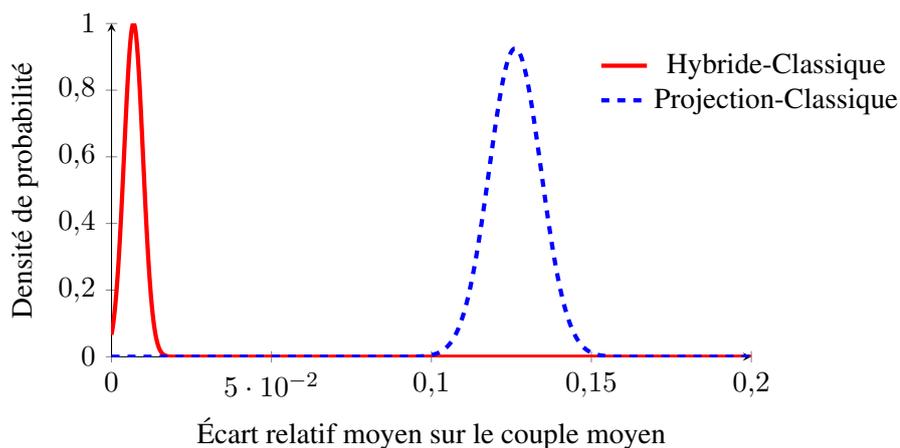


FIGURE 2.21 – Comparaison des intervalles de confiance sur l'écart relatif moyen sur le couple moyen entre modèle hybride et modèle par projection par rapport au modèle classique

L'objectif d'amélioration de la précision est atteint. Néanmoins, la même analyse statistique doit être effectuée sur le gain de temps CPU afin de vérifier que le modèle hybride reste intéres-

sant. L'écart relatif sur le temps CPU est calculé comme suit :

$$\delta T = \frac{T_{classique} - T_i}{T_{classique}}$$

Les résultats sont présentés sur la FIGURE 2.22. La comparaison entre le modèle projeté complet et la MEF classique montre un gain de temps CPU moyen d'environ 58% avec un écart-type de 28%. La comparaison entre le modèle hybride et la MEF classique donne des résultats moindres, comme prévu, car le gain de temps CPU moyen est d'environ 26% avec un écart type de 5%. Ainsi, le modèle hybride est plus précis mais avec un gain de temps CPU inférieur à celui du modèle de projection complet. Le modèle hybride représente donc un bon compromis puisqu'il est 10 fois plus précis et seulement 2 fois plus lent que le modèle de projection complet.

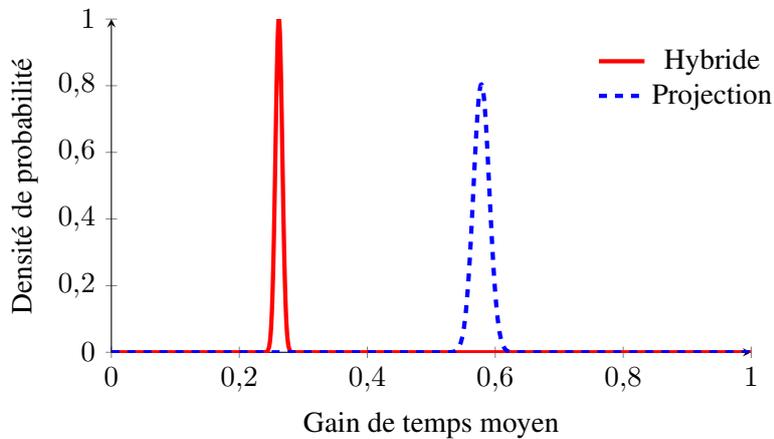


FIGURE 2.22 – Comparaison des intervalles de confiance sur le gain de temps CPU moyen entre modèle hybride et modèle par projection par rapport au modèle classique

## 2.5 Conclusion

En conclusion, le développement de la méthode de projection montre qu'il s'agit d'une technique efficace pour obtenir rapidement des résultats de pré-dimensionnement. Elle permet de remplacer une bande de roulement voire une surface de glissement en donnant accès à la prise en compte des flux et donc à des simulations transitoires sans courants induits. Néanmoins, la validation statistique montre qu'une mauvaise évaluation des discontinuités peut mener à des écarts relativement élevés. Le développement d'un modèle hybride est un bon compromis puisqu'il présente un écart moyen de 1% sur le couple moyen tout en étant 1,33 plus rapide que la MEF classique. Cela confirme que l'intérêt de la projection ne réside pas dans une méthode de projection complète, très rapide mais insuffisamment précise. La méthode de projection doit être utilisée dans certains domaines spécifiques pour faire sauter des verrous de simulations. Il a été démontré que la méthode peut remplacer efficacement une bande de roulement ou une surface de glissement. Elle permettra, dans la suite, de développer des simulations magnétiques transitoires 2D et 3D.



# Chapitre 3

## Étude du commutateur mécanique

### Sommaire

---

<b>Introduction</b> . . . . .	<b>56</b>
<b>3.1 Description du système balai-collecteur</b> . . . . .	<b>57</b>
3.1.1 Historique et principe de fonctionnement . . . . .	57
3.1.2 La machine à courant continu . . . . .	60
3.1.2.1 Principe de fonctionnement . . . . .	60
3.1.2.2 Modèle analytique linéaire . . . . .	62
3.1.2.3 Bobinages conventionnels . . . . .	64
3.1.3 Le contact électrique glissant . . . . .	65
3.1.4 Modèles analytiques usuels de la commutation . . . . .	67
<b>3.2 Prise en compte de la commutation en élément finis</b> . . . . .	<b>70</b>
3.2.1 Les modèles numériques existants . . . . .	70
3.2.2 Modélisation éléments finis du système balai-collecteur . . . . .	72
3.2.3 Validation du modèle EF . . . . .	75
3.2.4 Phénomène de circulation locale du courant . . . . .	78
3.2.5 Chute de tension saturable au contact électrique . . . . .	78
<b>3.3 Étude analytique de la commutation</b> . . . . .	<b>80</b>
3.3.1 Extension aux machines synchrones . . . . .	80
3.3.2 Conception du nouveau commutateur . . . . .	82
3.3.3 Développement analytique sur un cas d'étude . . . . .	85
3.3.3.1 Commutation résistive . . . . .	88
3.3.3.2 Commutation inductive . . . . .	95
3.3.4 Limite géométrique . . . . .	98
3.3.5 Équivalence avec la commande classique . . . . .	99
<b>3.4 Conclusion</b> . . . . .	<b>100</b>

---

## Introduction

Une grande majorité des machines électriques tournantes nécessite un courant alternatif dans leurs encoches pour fonctionner. Actuellement la quasi-totalité des machines synchrones et asynchrones sont alimentées en courant alternatif via des onduleurs de tension. Ces derniers voient leurs interrupteurs de puissance commuter grâce à des signaux de commande et permettent d'obtenir un système de courants polyphasés et équilibrés dans les machines. Le point fort de la mise en place d'un onduleur consiste en la liberté quasi-totale dans le choix des signaux de commandes des interrupteurs. En conséquence, la régulation de ces signaux permet d'obtenir une multitude d'alimentations variées de la machine, comme la commande  $120^\circ$  ou  $180^\circ$ , pleine onde ou en modulation par largeur d'impulsion (MLI). Néanmoins, il existe quelques inconvénients à la mise en place d'un onduleur, notamment un facteur économique qui fait que pour un système *low-cost*, et si l'application le permet, on préférera la mise en place d'une machine à courant continu classique, comme dans les démarreurs par exemple. Une MCC possède une structure inverse à une machine synchrone classique, c'est-à-dire que le stator est alimenté par un champ fixe et que la rotation du rotor permet l'établissement d'un courant alternatif dans les encoches. La MCC ne fonctionne donc pas à proprement parler en courant continu. L'abus de langage est lié au fait que le commutateur mécanique est un organe d'alimentation au même titre qu'un convertisseur statique. Ainsi ces deux organes, onduleur et commutateur, sont alimentés en courant continu et délivrent un courant alternatif à une machine (synchrone ou MCC) dont le fonctionnement est évidemment plus que similaire. Le commutateur a été écarté du rôle d'alimentation des machines au profit des onduleurs lors de l'essor de l'électronique de puissance comme le montre la FIGURE 3.1.

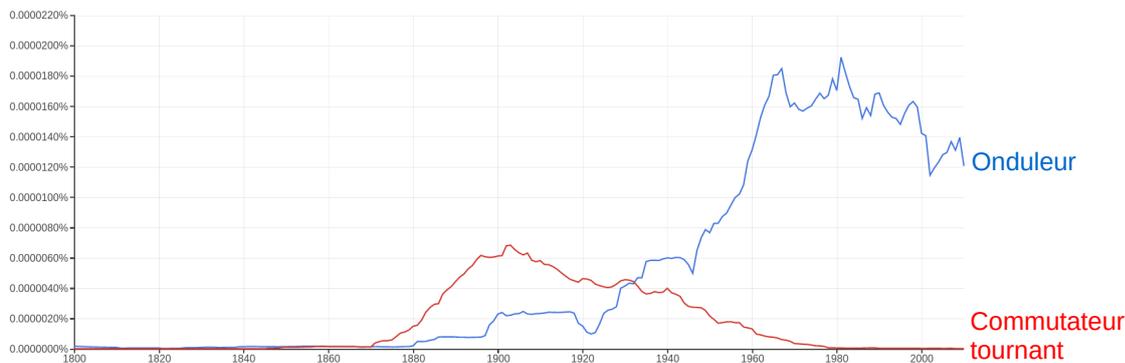


FIGURE 3.1 – Occurrence des expressions "onduleur" et "commutateur tournant" entre 1840 et 2010 dans un corpus de la littérature française numérisé sur GoogleBooks grâce à l'outil Ngram Viewer de Google [ngr20]

Dans ce chapitre, nous nous focaliserons sur l'étude du commutateur mécanique en tant qu'organe à part entière. Son utilisation est souvent synonyme de machine à courant continu usuelle comme dans le cas des démarreurs automobiles mais aussi de moteurs universels que nous ne traiterons pas dans le cadre de cette thèse. C'est pourquoi, nous commencerons par l'étude du commutateur dans son cadre d'utilisation usuel avant de nous focaliser sur le com-

mutateur à part entière à travers un historique et un état de l'art. La simulation de ce système demeure complexe et un nouveau modèle basé sur le Chapitre 2 sera présenté dans un second temps. Enfin, l'adaptation de la MCC à un cahier des charges de traction demande d'envisager de nouvelles topologies de collecteurs et de bobinages présentées en troisième partie de ce chapitre. Cela donnera lieu à une étude analytique détaillée mettant en avant des résultats de pré-dimensionnement intéressants.

## 3.1 Description du système balai-collecteur

### 3.1.1 Historique et principe de fonctionnement

Les premiers collecteurs mécaniques ont vu le jour au cours du XIX<sup>ème</sup> siècle. Leur rôle était alors double : alimenter par un courant alternatif les conducteurs des premiers moteurs à commutation ou bien créer un courant continu à partir des premières génératrices. La première ébauche de collecteur date de 1827 pensé par le Hongrois Anyos Jedlik [Sim98]. Il s'agissait d'un simple fil de cuivre venant au contact de plaques séparées et reliées aux pôles d'une pile. Il s'agit de l'un des moteurs tournants les plus simples à réaliser et qui sert souvent pour illustrer l'électrotechnique aux étudiants débutants. Le dispositif est présenté en FIGURE 3.2.

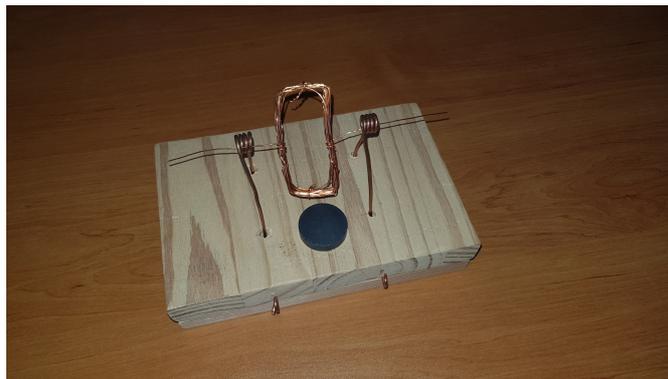


FIGURE 3.2 – Dispositif tournant utilisé notamment à l'ENSEM inspiré du collecteur de Jedlik [Sim98]

Il s'agit de quelques spires de cuivre dont l'entrée et la sortie sont dénudées sur la moitié de la circonférence du fil. Les extrémités sont en contact avec un support en cuivre lui-même relié aux bornes d'une pile. Il suffit alors de placer un aimant et de lancer la spire pour observer un mouvement rotatif. Les fils dénudés sur la moitié de leur circonférence jouent le rôle de lames tandis que le support en cuivre joue le rôle des balais, nous avons là une première esquisse de collecteur.

Quelques années plus tard en 1832, les Français Hippolyte Pixii et André-Marie Ampère conçoivent un générateur de courant continu grâce à un commutateur mécanique. Il s'agissait alors de deux demi-bagues fixées à l'axe permettant l'inversion de courant et donc de la polarité dans les conducteurs, comme on peut le voir sur la FIGURE 3.3.

Cette première ébauche de commutateur à lames plus moderne donne lieu la même année à la première MCC pensée par l'Anglais William Sturgeon. Cette décennie voit un développement rapide des moteurs électriques à commutateur mécanique que ce soit pour la propulsion navale

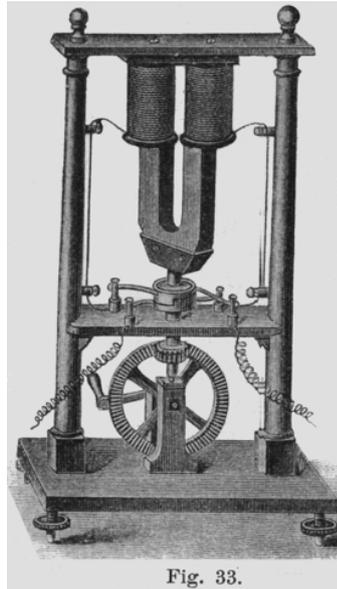


FIGURE 3.3 – Générateur de courant continu conçu par H. Pixii et A-M. Ampère [Des91]

ou ferroviaire. Mais c'est entre 1865 et 1870 que les MCC modernes voient leur apparition grâce aux innovations de l'Italien Antonio Pacinotti puis du Belge Zénobe Gramme respectivement dans le domaine des induits en forme d'anneaux puis des collecteurs à lames modernes, comme celui présenté en FIGURE 3.4.

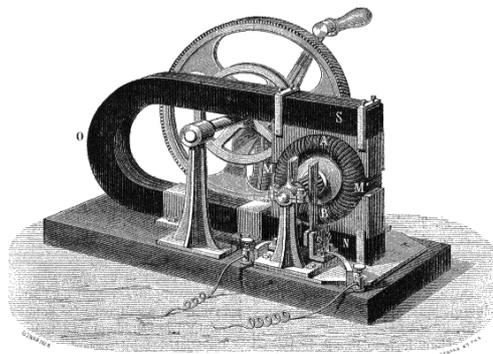


FIGURE 3.4 – Machine Gramme [Bre73]

En 1899, le Belge Camille Jenatton fait construire "La Jamais Contente", première voiture à dépasser les 100 km/h, alimentée par deux MCC de fabrication Postel-Vinay développant en tout 50kW [PV09].

Deux décennies plus tard, on retrouve le commutateur mécanique dans le domaine de la variation de fréquence et des machines asynchrones. Les ingénieurs allemands Schrage et Richter développent, indépendamment l'un de l'autre, une machine basée sur le même principe de décalage de balais que l'on nommera machine Schrage-Richter. Il s'agit d'une machine à induction dans laquelle on délivre un système de courant alternatif dans le rotor par des contacts glissants. Dans ce même rotor un second bobinage vient se loger et correspond à un bobinage classique de MCC relié à un collecteur à lames. Les balais posés sur le collecteur servent, quant à eux, à

alimenter le bobinage statorique comme on peut le voir en FIGURE 3.5.

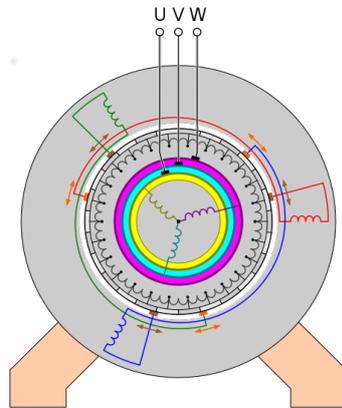


FIGURE 3.5 – Machine Schrage-Richter

Ainsi, les courants AC induisent des courants dans le bobinage de MCC qui délivre ce courant dans le bobinage statorique pour retrouver le fonctionnement d'une machine à induction inversée. L'utilisateur peut alors décaler progressivement les balais par rapport à l'axe statorique afin de jouer sur la fréquence du courant statorique de la machine, à l'instar d'un variateur de fréquence, et ainsi réaliser de la vitesse variable relativement simplement à l'aide d'un levier. L'ensemble bague-rotor-collecteur est appelé un variateur de fréquence à collecteur.

Dans la continuité, l'ingénieur Arthur Scherbius développa la machine présentée en FIGURE 3.6 analogue à un générateur DC mais permettant d'obtenir un système polyphasé de tension alternative aux bornes des balais. On parle du principe de Scherbius pour désigner l'utilisation de machines tournantes et de collecteurs au lieu de convertisseurs de puissance. Ce même ingénieur déposera quelques années plus tard un brevet concernant une machine de chiffrement basée sur des rotors désynchronisés plus connue sous le nom de machine Enigma.

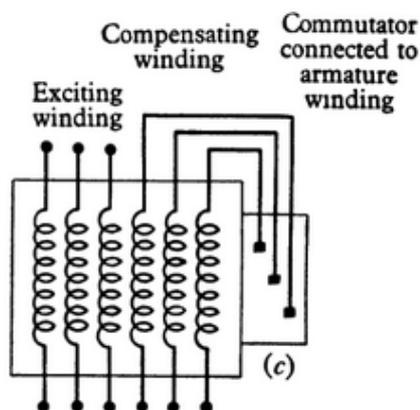


FIGURE 3.6 – Machine de Scherbius [Adk11]

Ces dernières utilisations originales du commutateur mécanique montrent la grande diversité dans les domaines d'applications des commutateurs. Ils sont analogues à l'utilisation de

l'électronique de puissance pour obtenir des signaux alternatifs. Nous pouvons même émettre l'hypothèse que les commutateurs mécaniques sont capables de générer n'importe quels signaux à l'instar des interrupteurs de puissance. Il ne faut cependant pas confondre le contrôle et l'organe d'alimentation, c'est pourquoi une commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) ne pourra jamais être réalisée avec un collecteur. Néanmoins, de nombreux domaines d'applications ne nécessitent peut-être pas la mise en place de convertisseurs de puissance. Les collecteurs sont à reconsidérer avec leur lot d'avantages et d'inconvénients au même titre que l'électronique.

### 3.1.2 La machine à courant continu

#### 3.1.2.1 Principe de fonctionnement

Dans la machine à courant continu (MCC) comme dans la machine synchrone (MS), le couple est obtenu par interaction entre un champ « inducteur » constant, qui peut être produit par des électroaimants ou des aimants permanents et un champ dit « induit » variable et tournant dans son propre référentiel et produit par les courants d'alimentation. Cependant, les structures de MCC et de MS sont inversées comme on peut le voir en FIGURE 3.7. La machine synchrone classique possède son bobinage d'induit au stator et l'inducteur au rotor cherche en permanence à s'aligner avec le champ induit, provoquant de ce fait la rotation. Dans la MCC, l'inducteur est au stator et l'induit est au rotor. La position des balais dans le référentiel de l'inducteur permet au collecteur de distribuer les courants adéquats dans les encoches. Ainsi le champ induit se trouve par construction en quadrature avec le champ inducteur ce qui maximise le couple.

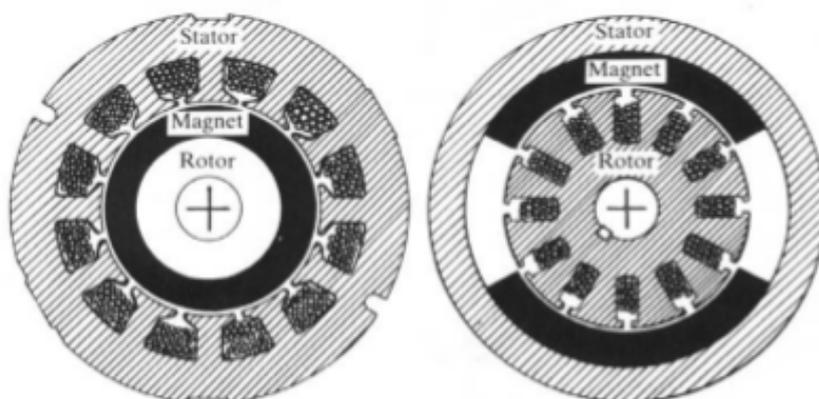


FIGURE 3.7 – Représentation des structures inversées de MCC et de MS [Mul10]

La rotation de l'induit provoque la commutation du courant dans les sections en rotation. Ce phénomène de commutation "autopilotée" par la position du rotor permet à la MCC d'obtenir un comportement très stable. *A contrario*, la machine synchrone connectée au réseau nécessite de faire "tourner" le champ induit à une certaine fréquence. L'autopilotage n'étant pas assuré, il y a un fort risque de décrochage et de calage lors de brusques variations de la fréquence d'alimentation ou du couple résistant. C'est pourquoi lorsque l'on a besoin d'un entraînement à vitesse variable, on préférera la mise en place d'une commande vectorielle ou d'un autopilotage. En particulier, on peut citer la MCC sans balai (ou BLDC) sur laquelle la fréquence des courants dans l'induit est pilotée par un capteur de position du rotor, assurant la mise en quadrature des

champs à tout instant. Le système d'alimentation et de commande ainsi que le capteur de position permettent de retrouver le rôle du collecteur mécanique. Le développement de ces machines est surtout dû au fait que les MS par leur structure permettent généralement un meilleur contrôle des pertes (situées au stator et non au rotor comme en MCC). De plus, cela permet d'éviter la mise en place d'un collecteur mécanique dont les avantages et inconvénients sont explicités dans [Mul10] :

- Avantages :
  - faible coût de fabrication ;
  - tenue en température élevée ;
  - grâce à son grand nombre de lames, le collecteur assure une rotation très régulière.
- Inconvénients :
  - usure des balais impliquant des coûts de maintenance et d'indisponibilité ;
  - présence d'arcs électriques ;
  - pollutions sonores dues aux frottements des balais ;
  - production de particules de poussière par l'usure des balais.

Néanmoins, une commande vectorielle est relativement coûteuse à mettre en place et la technologie sans balais nécessite au moins deux convertisseurs statiques : un DC-DC et un DC-AC (dont le nombre d'interrupteurs est le double du nombre de phases), d'un capteur de position et d'un système de contrôle pour assurer l'autopilotage. La mise en place d'un collecteur mécanique permet d'obtenir un fonctionnement stable et généralement moins coûteux. Cependant, à structure équivalente la MCC est soumise à une réaction magnétique d'induit qui peut être plus importante que pour une MS, représentée en FIGURE 3.8. Elle est composée de la superposition des champs d'inducteur et d'induit et consiste en un déséquilibre du champ sous un pôle. Cela provoque des sursaturations, défavorise la commutation, etc... Ce phénomène ne peut être supprimé et il est plus difficilement compensable en structure inverse qu'en structure classique. La commutation est également un facteur important à prendre en considération car sa qualité affecte directement les performances globales du système.

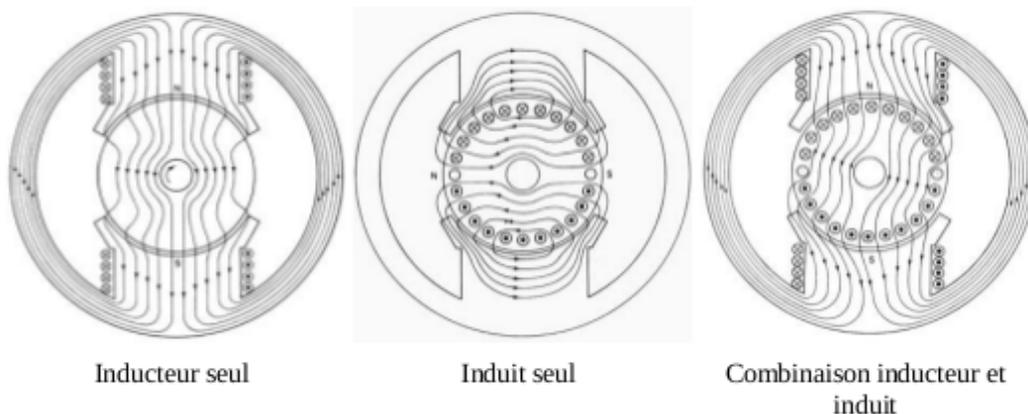


FIGURE 3.8 – Illustration de la réaction magnétique d'induit [Mul10]

Notons qu'une MCC (même à nombre élevé de phases) ne nécessite qu'un convertisseur statique DC-DC très simple pour une application à vitesse variable. Par exemple, un hacheur à un transistor peut même suffire pour alimenter une MCC fonctionnant dans un seul quadrant du plan couple-vitesse, car la vitesse est pilotée uniquement par le niveau de tension. En effet, la vitesse d'une machine synchrone est liée à la fréquence d'alimentation du champ tournant, là où la vitesse ou le couple d'une MCC dépendra du niveau de tension d'alimentation. Les machines répendent toutes à l'équation de la dynamique (2.20).

Dans le cas de la MS, l'inconnue est le couple moteur car la vitesse est liée à la fréquence. Dans le cas de la MCC, c'est l'inverse car la tension pilote le couple électromagnétique. On voit donc qu'à couple de charge  $\Gamma_{charge}$  constant, la vitesse dépend complètement du couple moteur  $\Gamma_{moteur}$  piloté par le niveau de tension aux bornes de la MCC. Connaître la relation entre le niveau de tension et le couple  $\Gamma_{moteur}$  nous amène donc au modèle analytique externe vu des bornes.

### 3.1.2.2 Modèle analytique linéaire

Si on considère le modèle linéaire vu des bornes de la machine à courant continu, le schéma équivalent ainsi que les équations de fonctionnement sont relativement simples. Le schéma équivalent à excitation séparée est présenté sur la FIGURE 3.9 :

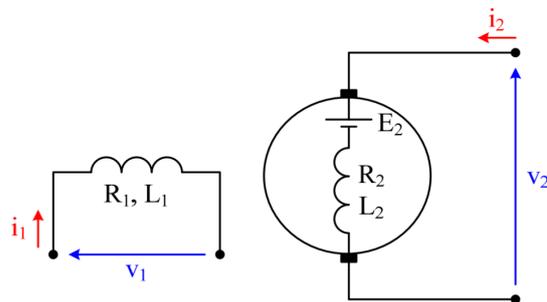


FIGURE 3.9 – Schéma externe de la MCC à excitation séparée

De la FIGURE 3.9, on tire les équations en régime permanent suivantes :

$$V_1 = R_1 I_1$$

$$V_2 = R_2 I_2 + E_2$$

En régime linéaire, la force électromotrice étant proportionnelle à la vitesse  $\Omega$  et au flux inducteur  $M_0 I_1$ , on obtient :

$$E_2 = \Omega M_0 I_1$$

Et la puissance électromagnétique s'écrit alors :

$$E_2 I_2 = \Gamma \Omega$$

et le couple électromagnétique :

$$\Gamma = M_0 I_1 I_2$$

On déduit, des équations précédentes, les relations :

$$\Gamma = \frac{M_0 I_1}{R_2} V_2 - \frac{M_0^2 I_1^2}{R_2} \Omega \quad (3.1)$$

$$\Omega = \frac{1}{M_0 I_1} V_2 - \frac{R_2}{M_0^2 I_1^2} \Gamma \quad (3.2)$$

Ces relations représentent les relations couple-vitesse de la MCC. Elles peuvent fournir, par exemple, à vitesse nulle le couple de démarrage du moteur :

$$\Gamma_d = \frac{M_0 I_1}{R_2} V_2$$

Cependant, dans le cas des démarreurs, la MCC est branchée directement sur la batterie de la voiture. On retrouve donc une MCC à excitation série et non plus séparée, ce qui signifie que le même courant parcourt les deux enroulements comme on peut le voir sur la FIGURE 3.10.

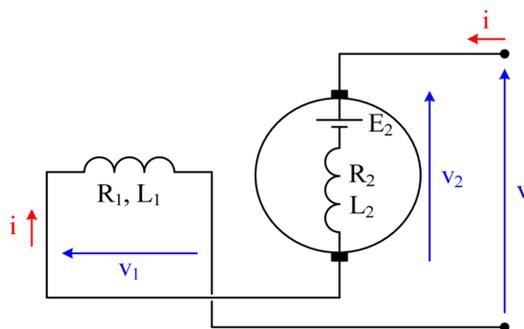


FIGURE 3.10 – Schéma externe de la MCC à excitation série

On déduit de la FIGURE 3.10 :

$$I_1 = I_2 = I$$

$$V_1 + V_2 = V$$

Ce qui respectivement modifie les relations (3.1) et (3.2) :

$$\Gamma = M_0 I_1^2 = \frac{M_0}{(R_1 + R_2 + M_0 \Omega)^2} V^2 \quad (3.3)$$

$$\Omega = \frac{1}{\sqrt{M_0 \Gamma}} V - \frac{R_1 + R_2}{M_0} \quad (3.4)$$

On remarque en particulier que la vitesse et le couple sont inversement proportionnels. Autrement dit, à un couple fort correspond une vitesse faible et inversement. Ces relations permettent d'obtenir les caractéristiques des moteurs à courant continu utilisées en industrie exposées sur la FIGURE 3.11. À noter, tout de même, que dans le cas des démarreurs, la source de tension est imposée : les caractéristiques sont donc tracées en fonction du courant batterie absorbé.

Ces modèles analytiques ne sont valables qu'en régime linéaire. Or, de nos jours, la plupart des machines fonctionnent en général en régime saturé, au niveau du coude de la caractéristique  $b(h)$  et même au-delà. Cela est encore plus vrai dans le cas des démarreurs dont le fonctionnement reste impulsif et qui sont donc très fortement sollicités. La méthode des éléments finis se prête particulièrement bien à la prise en compte de ces phénomènes non linéaires même s'il existe des modèles semi-analytiques ou hybrides intégrant désormais les non-linéarités [Baz17].

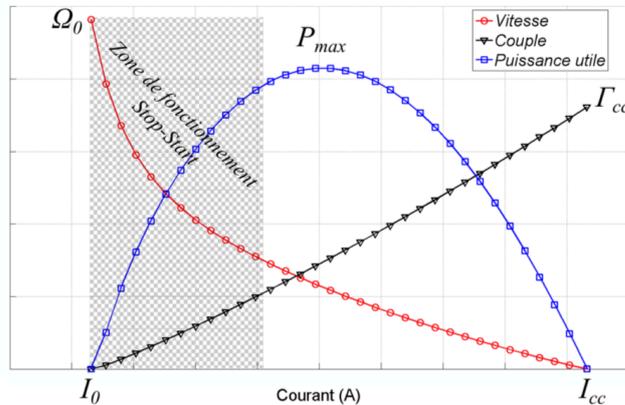


FIGURE 3.11 – Courbes caractéristiques d'un démarreur à inducteur bobiné représentant la vitesse, le couple et la puissance mécanique mesurés au pignon en fonction du courant absorbé, pour une source de tension donnée

### 3.1.2.3 Bobinages conventionnels

Dans le vocabulaire propre à la machine à courant continu, l'induit monophasé est composé de sections (ensemble de conducteurs en série) dont les extrémités sont soudées aux lames du collecteur. Dans le cas du démarreur, les sections ne regroupent qu'un seul conducteur; on parle alors d'« épingles ». Dans le vocabulaire plus classique des machines synchrones, l'ensemble des conducteurs qui commute à un instant donné serait appelé phase dont les extrémités sont reliées au collecteur. Nous tenterons d'unifier dans une section ultérieure ces deux notions; conservons pour le moment le vocabulaire des MCC.

Actuellement, dans la gamme des démarreurs Valeo, deux bobinages sont majoritairement utilisés : les bobinages imbriqués et les bobinages ondulés. Une théorie générale permet de les caractériser grâce à trois grandeurs très bien décrites dans [And13] :

- $y_1$  : le pas de bobinage, qui représente la distance en pas dentaire entre l'aller et le retour d'une même section,
- $y_2$  : le pas de couplage, qui représente la distance en pas dentaire entre le retour d'une section et l'aller de la section suivante,
- $y_c$  : le pas au collecteur, qui représente la distance en pas dentaire entre deux extrémités de sections soudées sur les lames du collecteur. Le nombre d'encoches étant égal au nombre de lames, on peut parler de pas « lamaire ». Le pas au collecteur est égal à la somme des deux pas précédents.

Le bobinage diamétral impose d'égaliser le pas de bobinage  $y_1$  au pas polaire  $\tau_p = \frac{\pi}{p}$ , ou bien en cas de nombre d'encoches impair comme en ondulé, de choisir l'entier le plus proche. Le signe du pas de couplage  $y_2$  permet de différencier le bobinage ondulé ( $y_2 > 0$ ) du bobinage imbriqué ( $y_2 < 0$ )

Pour un bobinage imbriqué, le pas au collecteur  $y_c$  est généralement positif (bobinage imbriqué non-croisé) dans un but d'économie de cuivre. En effet,  $y_c < 0$  correspond à un bobinage imbriqué croisé présenté sur la FIGURE 3.12. Lorsque  $y_c = 1$  on parle de bobinage parallèle simple et de bobinage parallèle multiple pour  $y_c > 1$ .

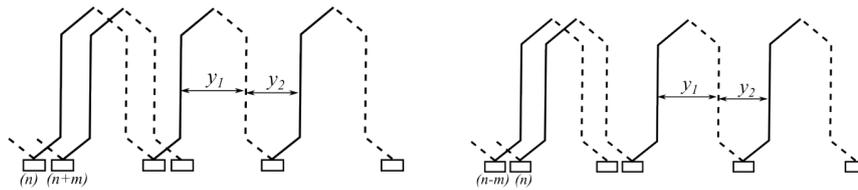


FIGURE 3.12 – Bobinage imbriqué non croisé (à gauche) et croisé (à droite) [And13]

Les bobinages ondulés ( $y_2 > 0$ ) sont caractérisés par  $y_c = \frac{N_{encoches} + m}{p}$  et sont présentés sur la FIGURE 3.13. Dans le cas où  $m > 0$ , on parle de bobinage progressif, et dans le cas où  $m < 0$  de bobinage rétrograde. Autrement dit, cela signifie qu'en partant de la lame  $n$ , après un tour d'induit, le bobinage arrive à la lame  $n + m$ .

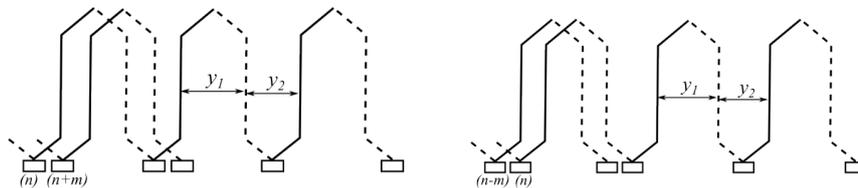


FIGURE 3.13 – Bobinage ondulé progressif (à gauche) et rétrograde (à droite) [And13]

Le cas particulier où  $|m| = 1$  représente le bobinage ondulé série qui a la particularité de ne nécessiter que deux voies d'enroulement indépendamment de la polarité. Autrement dit, il suffit de deux balais décalés d'un pas polaire pour obtenir la polarité désirée, même si en pratique, on choisit généralement un nombre de balais identique au nombre de pôles pour des raisons de tenue mécanique.

### 3.1.3 Le contact électrique glissant

L'un des principaux inconvénients de l'alimentation par collecteur est l'introduction d'un contact électrique nécessaire pour la circulation du courant. L'étude du contact électrique dépasse le simple cadre du commutateur de courant. En effet, la chute de tension liée au contact électrique dépend de plusieurs facteurs :

- les matériaux des balais et du collecteur ;
- la densité de courant ;
- le sens du courant : du balai vers la lame (anode) ou de la lame vers le balai (cathode) ;
- la température du contact ;
- l'état chimique du contact ;
- la pression spécifique des ressorts sur les balais ;
- la vitesse de rotation ;
- divers facteurs mécaniques.

De nombreux ouvrages traitent de ces aspects mécaniques comme électriques. Nous laisserons la tribologie [Zen17] à l'écart dans le cadre de cette thèse. Notons tout de même que la conductivité du matériau tend à augmenter lorsque la température augmente [Kos69]. Autrement

dit, la résistance diminue avec l'augmentation de température, ce qui implique une augmentation du courant. Il s'agit donc là d'un cercle vicieux à éviter qui peut mener dans certains cas extrêmes à l'embrasement du balai voire des câbles d'alimentation. De même, il a été montré [Kos69] que l'augmentation de la pression spécifique des ressorts de balai permet d'améliorer le contact et donc de diminuer la résistance. Néanmoins, cela impliquerait des pertes mécaniques plus importantes et donc un rendement plus faible.

Certains phénomènes sont plus particulièrement liés aux aspects électriques. Le choix des matériaux notamment permet d'obtenir des propriétés physiques, comme la résistivité, adaptées à l'application et à la gamme de courant mise en jeu. Enfin, nous pouvons expliciter la présence d'un phénomène d'électrolyse sur la surface du collecteur. En effet, le sens de circulation de courant induit la formation d'une anode et d'une cathode au contact des balais. Cela provoque un phénomène d'électrolyse en brûlant les particules de charbon à la surface de l'anode formant une couche plus résistive. L'épaisseur de cette pellicule et sa nature dépendent des densités de courant, des propriétés des surfaces et du milieu ambiant. Cela peut provoquer une usure exacerbée, un déséquilibre et donc des vibrations avec la présence d'arcs électriques de levage.

Dans la littérature [Fé95] [Fé96], il est communément admis que le contact électrique ne se comporte pas comme une simple résistance. Il est généralement présenté comme une chute de tension saturable impliquant une résistance variable en fonction de la densité de courant. Habituellement, l'étude du contact électrique est réalisée sous l'hypothèse de contact continu. Cela signifie que l'on considère le courant comme uniformément réparti sur toute la surface de contact. Néanmoins, au début du siècle dernier des expériences ont permis d'obtenir des lois de comportement pour un collecteur de machine à courant continu [KR34]. La FIGURE 3.14 représente la loi de comportement à l'arrêt et en vitesse du contact électrique.

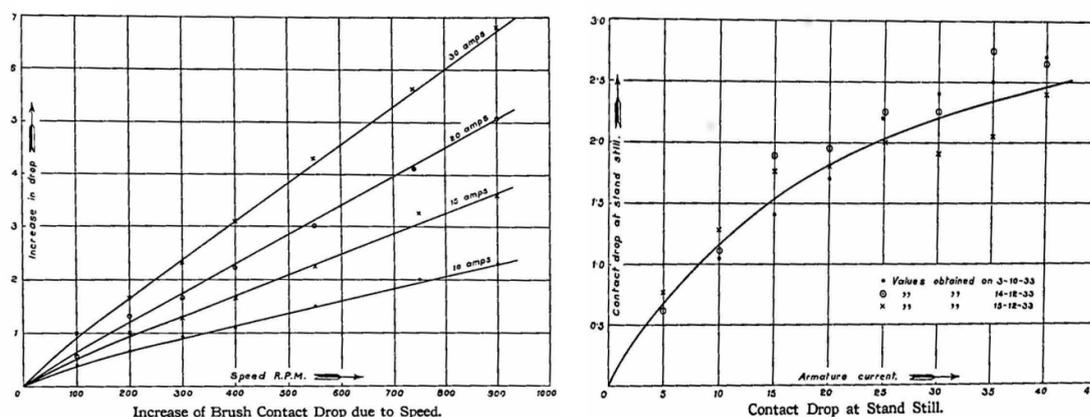


FIGURE 3.14 – Chute de tension du contact balai-collecteur d'une MCC [KR34]

L'hypothèse évoquée précédemment ne permet pas d'expliquer les résultats obtenus. D'autres hypothèses présentées notamment dans [Kos69] sont formulées afin de coller aux résultats expérimentaux. La principale hypothèse consiste à considérer le contact glissant comme un ensemble de points de contact appelés « spots » dans [And13]. La surface de contact réelle est donc bien inférieure à la surface de contact attendue. De plus, ces points de contact sont parasités par une couche de particules de charbon et de métal collées au collecteur. Cette couche

agit comme un isolant et laisse passer le courant uniquement pour une différence de potentiel suffisante. Une seconde couche d'oxyde formée par réaction chimique est présente et se perce en divers endroits formant des ponts conducteurs. L'augmentation de la densité de courant disloque la pellicule d'oxyde augmentant en taille et en nombre les spots. Cela induit une diminution de la résistance. L'ensemble de ces phénomènes électro-chimiques permet d'expliquer l'obtention des lois de comportement précédentes mais sont difficiles à modéliser. D'un point de vue plus macroscopique, il suffirait de considérer une loi de comportement pour le contact électrique obtenue de manière expérimentale. Autrement dit, cela obligerait à considérer une conductivité variable en fonction de certains paramètres, au lieu d'une conductivité constante. Une loi de comportement doit donc être implémentée pour modéliser ce phénomène. La conductivité est *a priori* fonction de la densité de courant comme on peut le voir sur la FIGURE 3.14. En d'autres termes, la constante  $\sigma_{\Omega_i}$  devient une fonction  $\sigma_{\Omega_i}(\mathbf{j})$ , ce qui implique un couplage de phénomènes non linéaires (magnétique et électrocinétique). Nous ferons, pour la suite de cette thèse, l'hypothèse que nous nous trouvons sur le plateau de la loi de comportement  $\sigma(\mathbf{j})$ , ce qui revient à considérer une conductivité constante  $\sigma_{\Omega_i}$ .

### 3.1.4 Modèles analytiques usuels de la commutation

Le contact électrique, présenté sur la FIGURE 3.15, rend cruciale la modélisation du système balai-collecteur des machines à courant continu. Nous aborderons dans cette partie le phénomène de la commutation à travers les modèles analytiques les plus répandus.

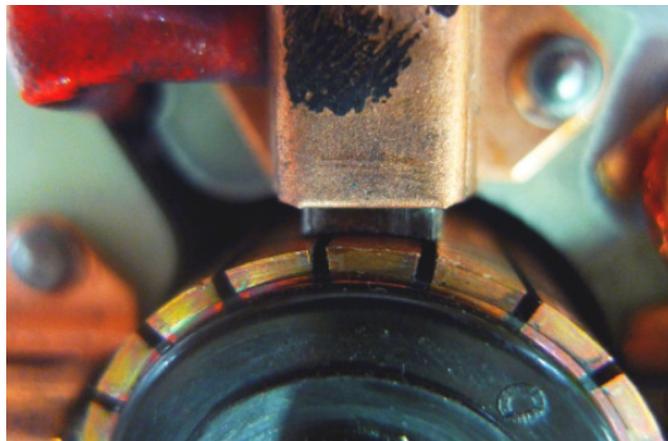


FIGURE 3.15 – Balai appuyant sur les lames d'un collecteur de démarreur automobile

Pour ce faire, considérons une machine à courant continu classique avec  $p$  paires de pôles et  $N_e$  encoches. Il est évident que le rotor peut être divisé en  $2p$  secteurs chacun composé de  $\frac{N_e}{2p}$  encoches alimentées par un courant  $+I$  ou  $-I$ . Cependant, à l'interface de deux secteurs spatiaux, le courant dans l'encoche correspondante passe soudainement d'une valeur à l'autre grâce au commutateur, comme présenté sur la FIGURE 3.19. En d'autres termes, le phénomène de commutation représente l'inversion du signe du courant lorsqu'un balai quitte une lame et arrive sur une autre. C'est ce phénomène qui assure la bonne répartition du courant à chaque instant.

La commutation est généralement considérée comme un point crucial de l'étude sur les machines à collecteurs, car la qualité de la commutation a un impact considérable sur les perfor-

mances et la durée de vie du système. C'est pourquoi il est essentiel de modéliser au mieux les phénomènes associés. Les modèles analytiques existants, présentés dans [And13] [Lap07], donnent une bonne approximation du courant d'encoches. Trois modèles sont largement répandus et correspondent à trois niveaux d'approximation différents :

- la commutation simple ;
- la commutation résistive ;
- et la commutation inductive.

Afin de simplifier l'explication, on suppose que l'angle d'ouverture du balai est égal à l'angle d'ouverture de la lame. Un simple enroulement imbriqué est également considéré. Une représentation du phénomène de commutation est schématisée sur la FIGURE 3.19. Dans ce cas, le courant  $i$  commute de  $+I$  à  $-I$  en raison du mouvement du balai de la lame 1 vers la lame 2. L'équation générale est présentée en (3.5).

$$E + r.i(t) + l.\frac{di(t)}{dt} = [I + i(t)].r_2 - [I - i(t)].r_1 \quad (3.5)$$

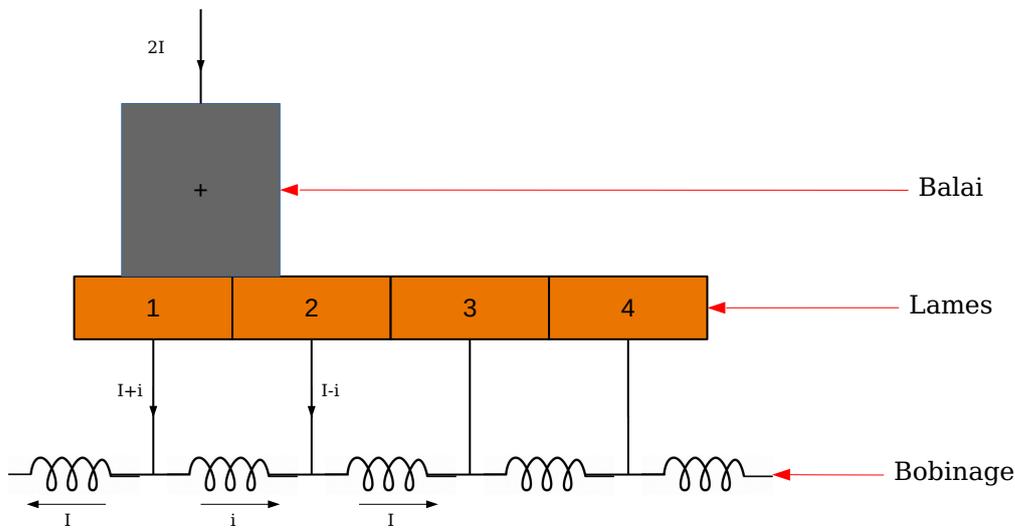


FIGURE 3.16 – Schéma d'une commutation en cours

### La commutation simple

Ce modèle représente le premier niveau de modélisation. On suppose dans ce cas que l'impact des flux et des inductances est négligeable. Seules les résistances de contact sont prises en compte pour les contacts balai-lame 1 et balai-lame 2, respectivement  $r_1$  et  $r_2$ .

$$[I + i(t)].r_2 - [I - i(t)].r_1 = 0$$

Il est plus pratique de définir  $r_1(t)$  et  $r_2(t)$  comme fraction d'une résistance de contact  $r_c$ , qui représente la résistance totale d'un contact complet balai-lame 1. Ce contact complet équivaut à

définir une surface de contact complète  $S_c$  lorsque le balai est complètement et seulement au-dessus de la lame 1.  $r_1$  et  $r_2$  sont donc des fractions de  $r_c$  qui dépendent des surfaces de contact  $S_1(t)$  et  $S_2(t)$  dont la somme est égale à  $S_c$ , lorsque l'interlame est négligé. L'équation devient alors :

$$[I + i(t)].r_c \cdot \frac{S_c}{S_2(t)} - [I - i(t)].r_c \cdot \frac{S_c}{S_2(t)} = 0$$

Selon les hypothèses de ce modèle, le courant lors de la commutation est purement linéaire et sa forme d'onde est présentée en bleu sur la synthèse représentée sur la FIGURE 3.17.

$$i(t) = I \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot S_2(t)}{S_c}\right) = I \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot t}{T}\right) \quad (3.6)$$

### La commutation résistive

Le prochain niveau d'approximation réside dans l'inclusion de la résistance des bobinages  $r$ . L'équation devient alors :

$$[I + i(t)].r_c \cdot \frac{S_c}{S_2(t)} - [I - i(t)].r_c \cdot \frac{S_c(t)}{S_2} + r \cdot i(t) = 0$$

Selon les hypothèses de ce modèle, le courant va avoir un point d'inflexion lors de la commutation. Il devient pour une vitesse constante :

$$i(t) = I \cdot \frac{1 - \frac{2 \cdot S_2(t)}{S_c}}{1 + \frac{r}{r_c} \cdot \frac{S_2(t)}{S_c} \cdot \left(1 - \frac{S_2(t)}{S_c}\right)} = I \cdot \frac{1 - \frac{2 \cdot t}{T}}{1 + \frac{r}{r_c} \cdot \frac{t}{T} \cdot \left(1 - \frac{t}{T}\right)} \quad (3.7)$$

Sa forme d'onde lors de la commutation est présentée en rouge sur la FIGURE 3.17.

### La commutation inductive

Dans ce troisième niveau de modélisation, seuls les termes d'enroulement en  $r$  et  $l$  sont conservés. Nous négligeons les résistances de contact balai-lame pour des raisons de simplifications car les considérer rendraient le modèle bien plus complexe.

$$l \cdot \frac{di(t)}{dt} + r \cdot i(t) = 0$$

On retrouve ici la décharge d'un circuit RL dont la solution est une exponentielle décroissante classique avec une constante de temps  $\tau = \frac{l}{r}$ . La forme d'onde du courant lors de la commutation est présentée en noir sur la FIGURE 3.17.

$$i(t) = -I * \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (3.8)$$

Dans ce cas, le courant n'atteint sa valeur finale que si  $\tau$  est suffisamment inférieur à  $T$ , où  $T$  est la durée de commutation qui dépend des ouvertures angulaires mais aussi de la vitesse de rotation. Dans le cas contraire, un arc électrique va se former afin d'imposer la valeur finale du courant. Ce modèle nous permet de conclure quant au fait que l'inductance désavantage et perturbe la commutation. Par conséquent, en dynamique l'effet des flux devra être considéré si l'on veut espérer modéliser la commutation.

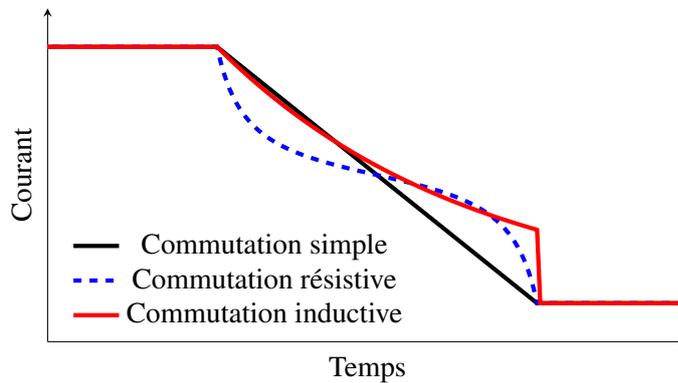


FIGURE 3.17 – Forme d’onde des courants d’encoches lors de la commutation

Les trois modèles précédemment présentés permettent d’obtenir rapidement et simplement une tendance des formes d’ondes lors de la commutation. Néanmoins, les hypothèses simplificatrices dans ce cadre semblent relativement restrictives. Tout d’abord, le courant noté  $I$  n’est pas constant aux bornes d’une MCC. Il est soumis à des ondulations qui peuvent être plus ou moins importantes en fonction de la variation de résistance vue par la source. Dans le cadre de cette thèse, la tension délivrée sera considérée comme constante et le courant une simple conséquence de la résistance de la machine vue de la batterie. De plus, le fait de négliger les résistances de contact dans le modèle inductif ne repose que sur une volonté de simplification. En effet, la résistance de contact vue par la source varie de manière inversement proportionnelle à la surface de contact balai-lame. Elle finira donc forcément par rattraper la valeur de la résistance de phase lorsque la surface de contact tendra vers 0. Cependant, il est vrai que considérer une équation différentielle ordinaire à coefficients non constants complexifie la résolution et un exemple sera présenté ultérieurement.

## 3.2 Prise en compte de la commutation en élément finis

### 3.2.1 Les modèles numériques existants

En règle générale, les simulations par éléments finis en magnéto-dynamique nécessitent la mise en place d’un couplage circuit [Gol97]. La partie circuit doit contenir la description du bobinage et de l’alimentation. Le couplage se fait généralement à l’aide de conducteurs non maillés comme dans la plupart des logiciels commerciaux et permet de prendre en compte l’effet inductif des enroulements sur l’alimentation en tension. Cependant, il est relativement courant de faire l’approximation au fondamental dans le cas d’une machine synchrone alimentée par une commande MLI. Cela permet d’imposer dans les calculs EF une source de courant dont on suppose connaître la forme d’onde (sinus ici) à tous les points de fonctionnement. Le calcul de la force électromotrice décrite par la loi de Faraday  $e = -\frac{d\phi}{dt}$  en transitoire est alors superflu. Néanmoins, dans le cas des machines à courant continu, il est nécessaire de considérer les effets transitoires car il est, *a priori*, complexe de supposer la forme des courants. On simule donc en source de tension et la forme des courants n’est pas connue d’avance. La façon la plus courante de décrire le système balai-collecteur consiste à l’inclure dans le circuit électrique. En effet, lorsqu’on

adopte un point de vue d'électronicien, le collecteur est facilement assimilable à un ensemble d'interrupteurs permettant d'obtenir un courant alternatif dans les encoches. Autrement dit, un contact balai-lame peut être décrit par un interrupteur suivant une loi de conduction dépendant de la position du balai par rapport à la lame. Trois séquences de conduction peuvent être isolées :

- lorsque le balai n'est pas en contact avec une lame, la résistance correspondante est alors considérée comme infinie afin de simuler la non-conduction de cette lame ;
- lorsque le balai est pleinement sur une lame, la résistance correspondante atteint alors sa valeur minimale permettant de simuler la pleine conduction de la lame ;
- lorsque le balai quitte ou arrive sur la lame, on observe alors respectivement la croissance ou décroissance en  $\frac{1}{x}$  correspondant à la diminution ou augmentation de la surface en vis-à-vis de balai par rapport à la lame dans l'hypothèse de pleine conduction.

On obtient la forme d'onde de résistance, et de conductance, présentée en FIGURE 3.18. Dans la partie circuit décrivant le bobinage et l'alimentation, il ne reste plus qu'à inclure des interrupteurs entre la source et les enroulements. Le signal de commande correspond à la forme d'onde de conductance mais décalée spatialement d'un pas laminaire pour chaque interrupteur. Ainsi en récupérant la position du rotor dans le modèle magnétique, il est possible d'obtenir la mise en conduction des bons interrupteurs dans la partie circuit et donc la répartition de courants appropriée. Cette méthode appliquée à un modèle de démarreur a déjà fait ses preuves dans [And13].

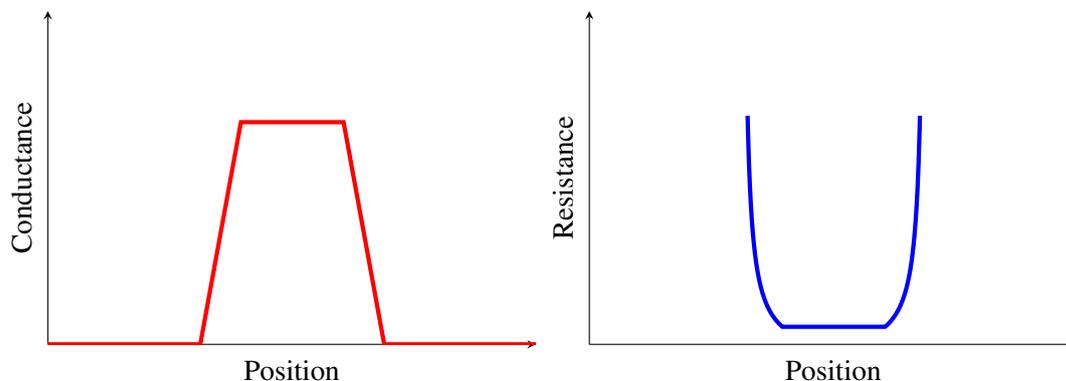


FIGURE 3.18 – Forme d'onde de conductance et de résistance des interrupteurs

Avec une telle approche, les  $N_b$  balais doivent être connectés aux  $N_l$  lames via une fonction conductance dépendante de la position. Cela représente donc  $N_b \cdot N_l$  composants électriques à inclure dans le modèle circuit. L'interrupteur se met en conduction lorsque la position mécanique correspond à l'angle de conduction du composant "électronique". On peut voir cette méthode comme une approche par composant électrique comme illustrée dans plusieurs publications [DG06], [Sin10], [Fu10] ou encore [Lin08]. Elle donne des résultats relativement précis pour la forme d'onde des courants d'encoches. De plus, elle peut être couplée avec un modèle d'arc dans le circuit pour essayer de détecter leur présence lors de la commutation [And13] et [Sin08]. Toutefois, l'un des principaux inconvénients de cette méthode est que le collecteur n'est décrit qu'à partir des ouvertures angulaires et des résistances de contact. De cette manière, seuls les effets 1D du collecteur sont pris en compte. Les paramètres géométriques et physiques

des balais et des lames sont en quelques sortes gommés, la résolution du circuit n'est alors qu'une approximation du phénomène de circulation du courant au niveau du contact électrique dépendant uniquement des surfaces en vis-à-vis. La répartition locale de la densité de courant dans le balai et dans la lame n'est pas prise en compte avec une telle modélisation.

### 3.2.2 Modélisation éléments finis du système balai-collecteur

La conclusion de la section précédente amène à une piste de réflexion quant à la prise en compte des phénomènes locaux. En effet, la géométrie du système ne peut pas être étudiée en 2D ou 3D avec l'approche usuelle. De plus, les interactions de phénomènes physiques, comme la circulation de courant au contact électrique, sont approximées par la mise en place d'interrupteurs équivalents. Une formulation variationnelle électrocinétique en potentiel scalaire électrique serait plus appropriée pour observer et étudier ces phénomènes. Néanmoins, il faudrait pour cela développer un modèle éléments finis du système afin d'y implémenter la formulation adéquate. Le point important réside donc dans le choix de la modélisation du système.

Dans [And13], une première modélisation du commutateur mécanique a été réalisée à travers une résolution électrocinétique. L'ensemble balai-lame a été dessiné en 2D puis plusieurs positions ont été simulées en résolution multi-statique. Le but était d'obtenir le signal de commande de l'interrupteur correspondant par la circulation de courant du balai vers la lame de manière multi-statique. Une fois la forme d'onde de conductance extraite et intégrée dans la partie circuit, cela a donné lieu à des simulations magnétiques transitoires comme expliqué dans la partie précédente.

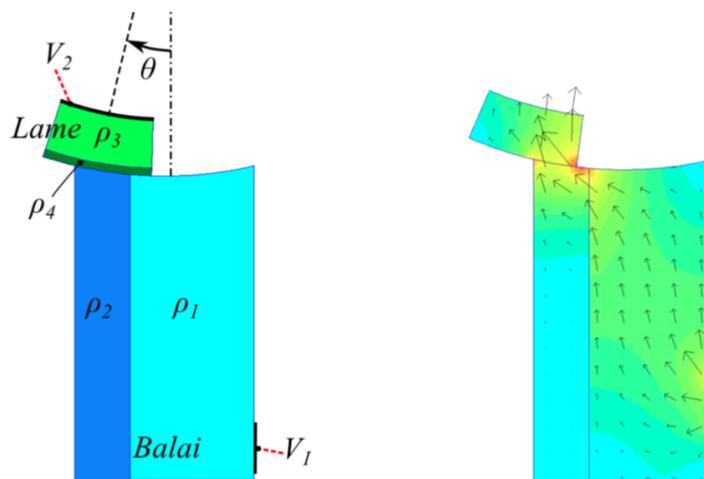


FIGURE 3.19 – Modélisation électrocinétique du commutateur présentée dans [And13]

L'objectif du modèle présenté ici est tout autre mais dérive des travaux de [And13], puisqu'il s'agit de conserver la résolution électrocinétique et de l'inclure directement dans la simulation magnétique transitoire par couplage fort des formulations faibles. Ainsi dans le but de simuler la circulation de courant du balai vers la lame de manière transitoire, certaines techniques spéciales pour la méthode des EF deviennent nécessaires. La prise en compte du mouvement se fait généralement à l'aide d'une bande de roulement [Dav85]. Cette dernière est placée dans l'entrefer de la machine et permet de réaffecter les nœuds de part et d'autre de la bande lors de la

prise en compte du mouvement. Afin que la réaffectation des nœuds ne pose aucun problème, on comprend bien que la région dans laquelle cette bande est placée, ne doit pas être découpée géométriquement. Autrement dit, la bande de roulement est habituellement implémentée dans une zone où les propriétés physiques sont homogènes. En effet, la MEF classique prévoit de découper géométriquement les régions physiques *a minima* selon les hétérogénéités de propriétés physiques et la bande de roulement ne peut, géométriquement, chevaucher ces zones. Cela serait effectivement le cas dans la zone d'interface balai-collecteur où les régions physiques devraient être découpées selon les discontinuités de la conductivité. Cette dernière rendant l'interface hétérogène, la mise en place d'une bande de roulement semble compromise.

L'utilisation de la méthode hybride de projection permettrait de détourner cette difficulté. La projection d'une fonction, par exemple la conductivité  $\sigma(\theta)$ , sur un maillage fixe permettrait d'éviter le découpage problématique en différentes régions. Pour cela, il est nécessaire de considérer une zone d'interface fine dans laquelle sera implémentée la formulation électrocinétique. Cette région finement maillée sert de support pour la mise en place de la méthode de projection hybride développée dans le Chapitre 2. Une fonction  $\sigma(\theta)$  dépendante de l'espace est utilisée pour décrire la conductivité. Dans notre cas, cette fonction peut être vue comme un simple signal carré évoluant entre un maximum de conductivité, correspondant au contact balai-lame, en rouge sur la FIGURE 3.20, et un minimum de conductivité, correspondant au contact air-lame, en blanc sur la FIGURE 3.20.

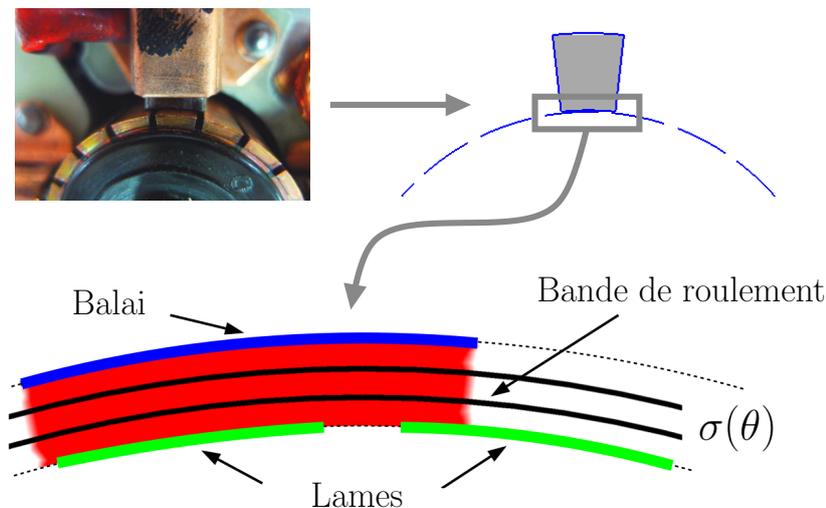


FIGURE 3.20 – Principe du modèle proposé pour le commutateur mécanique

Ainsi, lorsque géométriquement un balai se trouve en vis-à-vis d'une lame, la résolution électrocinétique, via la conductivité  $\sigma(\theta)$ , détermine la circulation du courant du balai vers la lame correspondante. En résumé, l'interface du collecteur est représentée sous la forme d'une région finement maillée dans laquelle une résolution électrocinétique est implémentée. Il est évident que lors de simulations multistatiques, l'utilisation de la méthode de projection hybride n'est pas nécessaire puisque les balais et les lames pourraient être redessinés à chaque étape dans la bonne position. Mais l'intérêt de cette méthode est tout autre ici puisque l'implémentation d'une bande de roulement électrocinétique rend plus aisées les simulations transitoires. Le système complet se modélise à travers deux bandes de roulement : l'une magnétique et l'autre électroci-

nétiq. Il est évident que la bande de roulement magnétique et la nouvelle bande de roulement électrocinétique sont liées pour suivre le même sens et le même pas de rotation.

Le couplage entre les trois parties du système (magnétique, électrocinétique et circuit) est assuré par des contraintes de description de circuit mais aussi directement par la formulation faible. Les inconnues du modèle circuit ainsi que le potentiel scalaire électrique sont fortement couplés grâce à la formulation faible, dérivée du système ( $S_1$ ) présenté dans le paragraphe 2.1.2.3. Il s'agit d'ajouter la formulation électrocinétique pour obtenir le nouveau système ( $S'_1$ ) présenté en (3.9)

$$(S'_1) \left\{ \begin{array}{l} \iint_{\Omega} \nu \mathbf{rot} \mathbf{a} \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' \, d\Omega - \iint_{\Omega_m} \nu \mathbf{b}_r \cdot \mathbf{rot} \mathbf{a}' \, d\Omega_m \\ - \iint_{\Omega_s} \left( \sum_k \mathbf{N}_t I \right) \cdot \mathbf{a}' \, d\Omega_s = 0 \\ [U] = [R] \cdot [I] + [E] \\ e_k = \iint_{\Omega_k} \frac{d\mathbf{a}}{dt} \cdot \mathbf{N}_t d\Omega_k \\ \iint_{\Omega_{interface}} \sigma(\theta) \mathbf{grad} \mathbf{v}_b \cdot \mathbf{grad} \mathbf{v}'_b \, d\Omega_{interface} \\ - \iint_{\Omega_{interface}} \left( \sum_k \mathbf{N}_t I \right) \cdot \mathbf{n} \mathbf{v}'_b \, d\Omega_{interface} = 0 \end{array} \right. \quad (3.9)$$

avec  $\sigma(\theta)$  la fonction conductivité projetée,  $\Omega_{interface}$  le domaine d'interface du système balai-collecteur et  $v_b$  le potentiel scalaire électrique. En conclusion, lorsqu'une lame se trouve dans une zone de forte conductivité via la bande de roulement, le modèle permet la circulation du courant des balais vers les lames correspondantes. En d'autres termes, chaque lame peut être considérée comme un interrupteur avec une forme d'onde de conduction correspondant à l'approche classique vue précédemment. Les deux méthodes semblent donc équivalentes en première approximation mais cela sera vérifiée ultérieurement.

Une question est restée en suspens. La résolution électrocinétique est permise par l'introduction de la zone d'interface du collecteur. Cette zone restant relativement "fictive", son épaisseur doit être calculée de manière à ne pas parasiter le système. Pour cela, il faut prendre en compte la résistance de contact balai-lame. Dans la partie 3.1.3, il a été convenu que la résistance de contact n'est pas constante mais qu'elle serait implémentée comme telle en première approximation. Cette valeur de résistance  $R$  est associée à la zone de conductivité que le courant traverse à l'interface par la formule usuelle suivante :

$$R = \frac{l}{\sigma} * \frac{1}{S}$$

La conductivité  $\sigma$  doit être correctement calculée afin d'obtenir la résistance de contact expérimentale. En considérant  $R$  et la section  $S$  constantes, cela fixe le rapport de la longueur sur la conductivité, comme on peut le voir dans 3.10. L'épaisseur  $l$  du domaine d'interface est donc déterminée de cette manière.

$$\frac{l}{\sigma} = RS = cte \quad (3.10)$$

En conclusion, deux avantages se dégagent de ce nouveau modèle :

- la prise en compte de la géométrie du système. En effet, grâce à la méthode des éléments finis, il est possible de dessiner entièrement le collecteur en 3D en couplant par exemple avec un modèle magnétique 2D (ou inversement). Cela permet un processus d'optimisation complet incluant la géométrie des machines à courant continu et la géométrie du collecteur ;
- la prise en compte d'interactions de phénomènes physiques. La résolution électrocinétique et l'introduction d'une fonction projetée permettent de prendre en compte des phénomènes locaux et multiphysiques.

### 3.2.3 Validation du modèle EF

Afin de comparer la méthode numérique usuelle avec la méthode développée dans la partie précédente, il est judicieux de se fixer un cas industriel fourni par Valeo. Pour cela, la comparaison des méthodes se fera en étudiant le démarreur dénommé TSL14 de la gamme Valeo. Le système complet à modéliser se compose d'une batterie 12V (modélisée par une source de tension idéale et d'une résistance série  $10\text{m}\Omega$ ), de 4 balais sur un collecteur de 23 lames et d'une machine tournante. Cette dernière est un moteur à courant continu développant 1,4 kW impulsif (quelques millisecondes) comprenant 4 pôles statoriques en aimant permanent et 23 encoches rotoriques. Les 23 encoches sont munies d'un bobinage ondulé. Les dimensions de la machine ainsi que les caractéristiques sont données dans la TABLE 3.1.

Puissance pic (W)	1 400
Diamètre extérieur (mm)	64
Diamètre rotor (mm)	44
Longueur active (mm)	35
Nombre d'encoches	23
Polarité	4
Induction rémanente (T)	0,46
Diamètre collecteur (mm)	32
Longueur collecteur (mm)	20
Nombre de lames	23
Nombre de balais	4
Couple bloqué (N.m)	4,5
Vitesse max ( $\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}$ )	15 500
Couple à vide (N.m)	0,25

TABLE 3.1 – Caractéristiques techniques et géométriques du TLS14

Afin de juger équitablement les deux modèles, la méthode usuelle est implémentée sur le logiciel commercial Altair Flux™, qui servira de référence. La méthode hybride, quant à elle, sera implémentée sur l'interface Onelab pour sa flexibilité dans la définition des formulations

faibles. Évidemment, le même modèle magnétique et le même bobinage sont implémentés. Les maillages des modèles magnétiques sont maintenus aussi proches que possible avec une définition identique du nombre de nœuds par ligne géométrique. La différence principale réside dans le modèle de collecteur et dans la méthode de couplage, comme le montre la FIGURE 3.21.

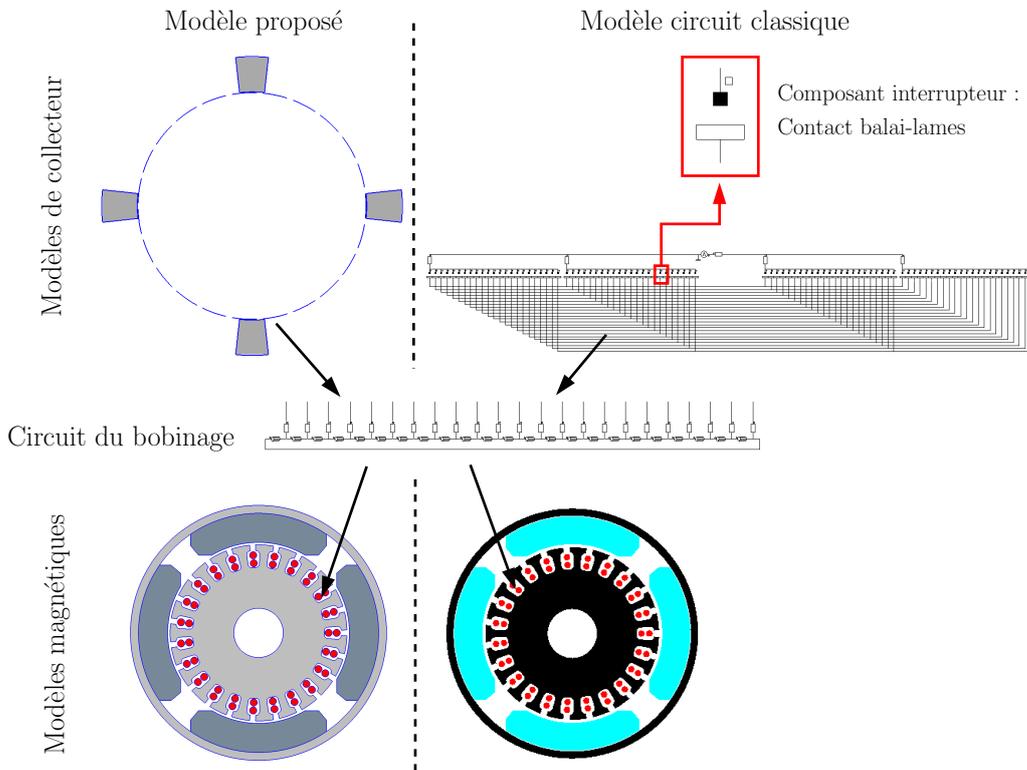


FIGURE 3.21 – Description de l'implémentation des deux modèles

Les simulations effectuées consistent en diverses résolutions magnétiques transitoires. Le mouvement est pris en compte par les deux bandes de roulements du modèle hybride dans Onelab et par l'unique bande de roulement de l'approche par composant de Altair Flux™. Les flux ainsi que les forces électromotrices sont pris en compte dans la formulation faible dans les deux approches et permettent de considérer les effets transitoires. Pour démontrer la précision de la nouvelle approche, les courants d'encoches calculés par les deux modèles seront comparés à tension d'alimentation constante. Enfin, dans le but d'économiser du temps CPU, il a été décidé d'imposer une vitesse et une tension constantes. Cela implique que les résultats transitoires qui seront observés ne seront pas représentatifs de la réalité et devront être ignorés afin de comparer les courants en régime permanent uniquement.

Une résolution multistatique correspond approximativement à une vitesse de  $1 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$ . Dans ce cas, les effets inductifs peuvent être négligés par rapport aux effets résistifs. Il est logique d'observer des résultats proches du cas résistif explicité dans la section 3.1.4. Les résultats sont présentés en FIGURE 3.22 et sont très prometteurs. On observe moins de 2% d'écart relatif entre les deux approches. On peut en conclure que la commutation résistive est bien modélisée mais il est nécessaire d'observer la commutation inductive.

Dans ce but, une vitesse de  $10\,000 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$  est imposée. Les résultats sont présentés en

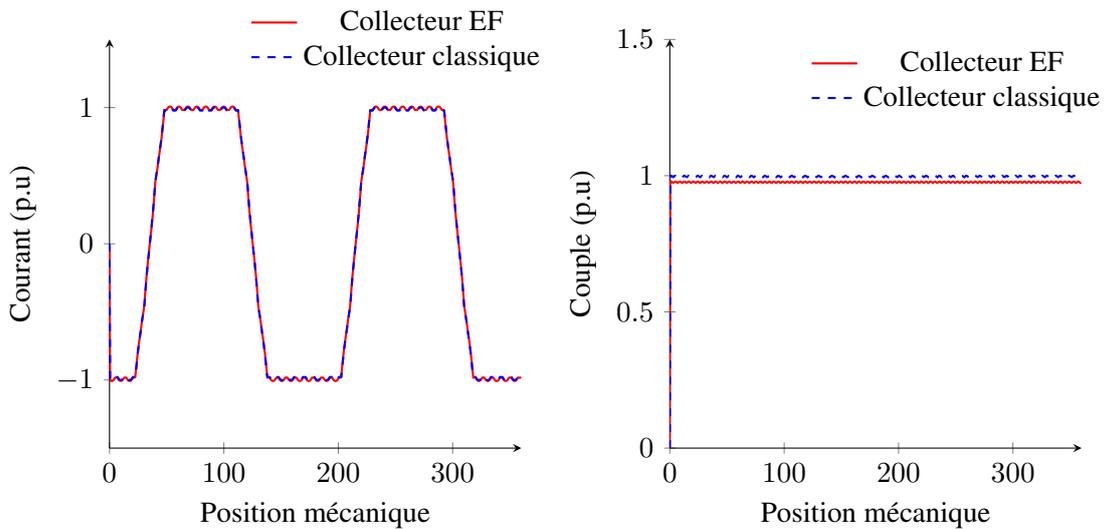


FIGURE 3.22 – Simulation à une vitesse de  $1 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$

FIGURE 3.23. À haute vitesse, en régime permanent, on observe moins de 5% d'écart relatif sur le courant d'encoches et moins de 1% sur le couple. De plus, on retrouve qualitativement le même phénomène de courant de pointe au début de la phase de commutation avec les deux approches.

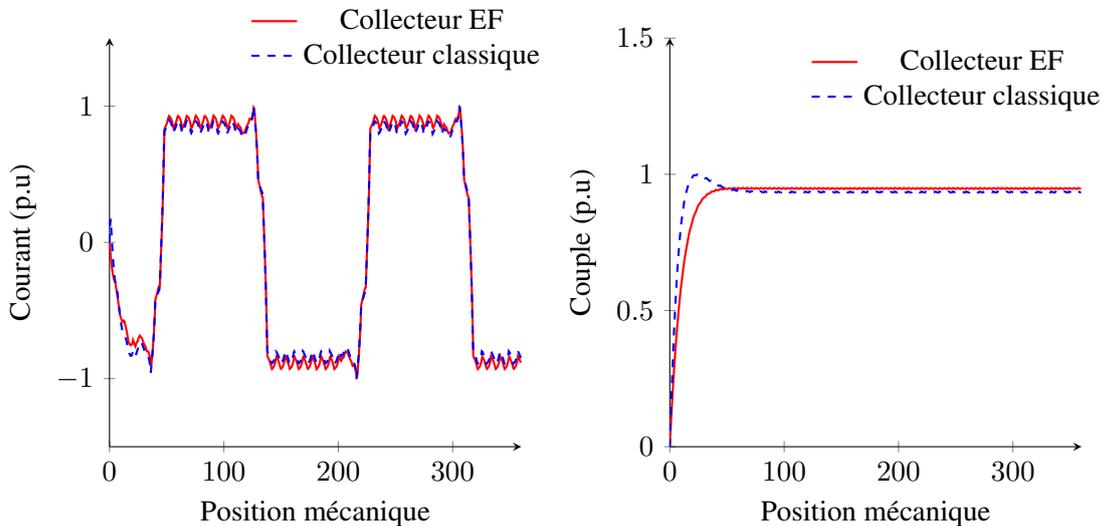


FIGURE 3.23 – Simulation à une vitesse de  $10\,000 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$

L'utilisation de l'interface Onelab et la mise en œuvre du modèle proposé permettent une forte réduction du temps CPU. Même si cela n'est pas ce qui nous intéresse ici, l'approche par éléments finis est presque 7 fois plus rapide que le modèle implanté dans le logiciel commercial. Les résultats permettent de conclure que le collecteur est bien modélisé car les deux approches fournissent des résultats quasi-identiques. De faibles écarts persistent mais il est difficile de dire si l'approche composant ou l'approche électrocinétique est la plus pertinente. Pour

pouvoir trancher entre les deux, il faudrait apporter des résultats expérimentaux de relevés de courants d'encoches lors de la commutation. Ce genre d'expériences a déjà été réalisé lors d'une précédente collaboration Green – Valeo [And13], mais au vu de la complexité de mise en place, il n'a pas été envisagé de reproduire ces relevés durant cette thèse. Nous pouvons tout de même donner quelques pistes quant à l'apport de l'approche électrocinétique par rapport à l'approche composant.

### 3.2.4 Phénomène de circulation locale du courant

L'approche par composant présentée en 3.2.1 oblige à considérer une résistance de contact associée à l'interrupteur. Ainsi, lorsque le composant est passant, une simple loi d'Ohm permet d'estimer la chute de tension au contact. Cependant, le fait d'implémenter une résolution électrocinétique dans le modèle EF du collecteur permet de simuler la circulation de courant du balai vers la lame. La circulation du courant se fait radialement dans la zone d'interface au travers d'une zone de conductivité  $\sigma(\theta)$ . Cela permet de retrouver la valeur de la résistance de contact (liée à l'approche par composant) grâce à l'équation suivante :

$$r_c = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l_i}{S_c} \quad (3.11)$$

Avec  $S_c$  représentant la section de contact complète entre le balai et la lame, et  $l_i$  l'épaisseur de l'interface du collecteur. Les modèles analytiques et l'approche par composant ont pour hypothèse de base que la circulation du courant est purement radiale du balai vers la lame, ce qui correspond à la longueur  $l_i$ . Cette hypothèse est généralement correcte mais peut conduire à certains écarts, particulièrement lorsque le balai quitte la lame correspondante. En effet, il apparaît alors une striction dans les lignes de courant impliquant une composante orthoradiale dans la circulation du courant comme on le voit sur la FIGURE 3.24. La résistance vue par le circuit étant proportionnelle à  $l_i$ , elle peut augmenter de façon non négligeable. Cependant, il faut noter que cette striction peut être exacerbée par l'interpolation linéaire nodale inhérente à la projection de la conductivité dans la zone d'interface.

### 3.2.5 Chute de tension saturable au contact électrique

Le contact électrique est généralement présenté comme une sorte de chute de tension saturable vu dans le paragraphe 3.1.3. L'effet tunnel implique une résistance variable en fonction de la densité de courant par formation de spots conducteurs. Cela pourrait être traduit d'un point de vue global et non local par une loi de comportement non linéaire. Au lieu de considérer une conductivité constante dans le modèle EF, il est envisageable d'implémenter une loi de comportement puis de procéder à une résolution électrocinétique non linéaire. Une chute de tension saturable peut être traduite par une conductivité variable en fonction de la densité de courant comme schématisé dans la FIGURE 3.25. Mathématiquement parlant, la fonction projetée  $\sigma(\theta)$  devient  $\sigma(\theta, \|\mathbf{j}\|)$  impliquant un processus de résolution non linéaire.

Malheureusement, il est difficile de trouver des exemples d'une telle loi de comportement dans la littérature. Afin de démontrer la faisabilité d'une telle résolution, une loi de comportement judicieusement choisie représentant le contact électrique est implantée dans le modèle EF et comparée à une résolution à conductivité constante. Les résultats sont présentés dans la FIGURE 3.26. Une augmentation de la densité de courant, donc du courant lorsque l'on considère

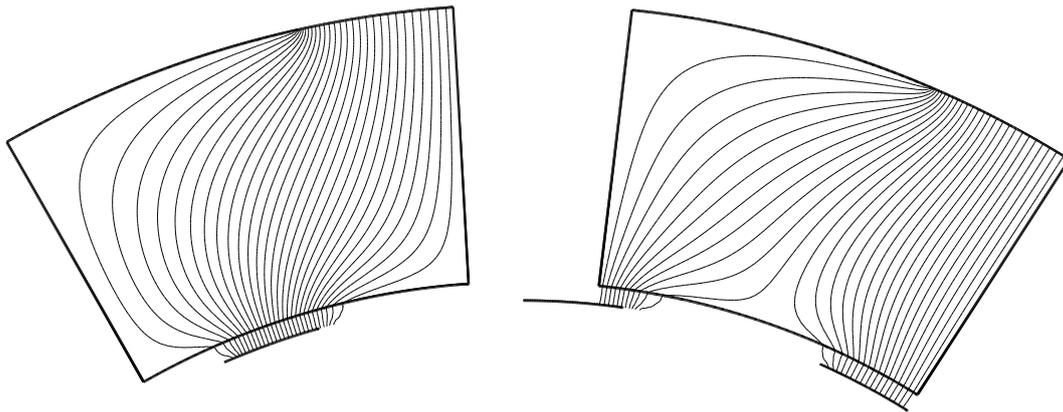


FIGURE 3.24 – Striction des lignes de courant des balais vers les lames.

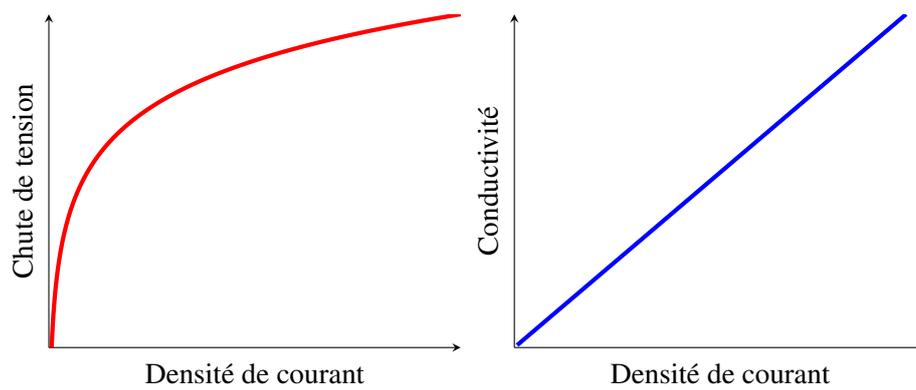


FIGURE 3.25 – Loi de comportement non linéaire sur la conductivité (droite) modélisant la chute de tension saturable (gauche)

une section constante, implique une diminution de la résistance par une augmentation linéaire de la conductivité.

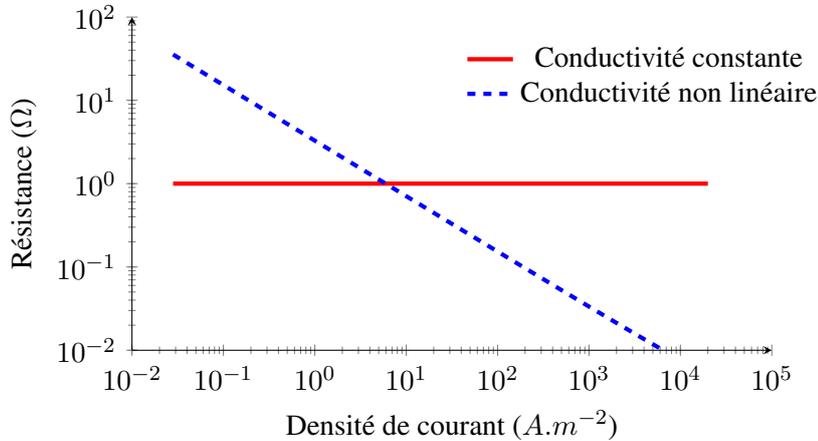


FIGURE 3.26 – Résultats des simulations non linéaires couplées

La résolution électrocinétique non linéaire fonctionne donc parfaitement. Néanmoins, la littérature reste peu fournie en loi de comportement du contact électrique. Dans la suite une simple conductivité constante  $\sigma(\theta)$  sera donc implémentée. En résumé, lorsque le balai quitte une lame, la diminution de la section de contact implique une augmentation de la résistance. De plus, un phénomène de striction des lignes de circulation de courant rallonge le trajet, ce qui entraîne une augmentation de la résistance. En revanche, la loi de comportement non linéaire tend à diminuer la résistance en réponse à l'augmentation en norme de la densité de courant. La commutation est au cœur de l'étude des machines à courant continu mais il s'agit d'un enchevêtrement de plusieurs phénomènes complexes comme l'arc électrique vu dans [Sin08] qui, ici, n'est pas pris en compte. Malgré cela, le nouveau modèle EF du collecteur semble prometteur pour tenter d'inclure un large faisceau de phénomènes permettant de modéliser toujours avec plus de précision le commutateur mécanique.

### 3.3 Étude analytique de la commutation

#### 3.3.1 Extension aux machines synchrones

Dans la partie 3.1.2.1, un rapide parallèle a déjà été dressé entre la MCC et la MS. Il s'agit maintenant de souligner les points communs et de tenter d'adopter un langage commun. Pour rappel, la machine synchrone possède un induit fixe au stator permettant de créer un champ tournant et ainsi entraîner la rotation de l'inducteur situé au rotor. *A contrario*, la machine à courant continu possède un inducteur fixe et un induit tournant alimenté par le collecteur qui permet, via la rotation de l'induit, de caler les champs d'inducteur et d'induit. De plus, les machines synchrones possèdent habituellement un bobinage croisé concentré ou réparti. On peut noter le développement important des types de bobinages concentrés autour des dents (ou non croisés) qu'ils soient à simple couche ou double couche. Ces types de bobinages sont relativement communs en BLDC. En revanche, les moteurs à courant continu présents dans les démarreurs sont

quasi-exclusivement équipés de bobinages imbriqués ou ondulés explicités dans la partie 3.1.2.3. Dans les deux cas, le flux inducteur est généralement créé par la présence d'aimants permanents ou de pôles bobinés même si on peut voir que certains travaux portent sur le développement de structure à griffes statoriques à bobinage concentrique [Baz18]. Le but de cette partie est d'explorer les principes appliqués usuellement en machine synchrone aux machines à courant continu et plus particulièrement au commutateur mécanique. Partons du postulat que la machine à courant continu pour une application démarreur comme c'est le cas actuellement n'est pas optimisée pour une application de traction. On se propose alors de déconstruire « ce que l'on sait » sur la MCC dans son application démarreur et d'adopter une approche en champ. Cela nous permettra d'envisager des structures peu communes en alimentation par commutateur mécanique. Nous serons alors amenés à considérer des machines synchrones polyphasées à collecteur. Pour ce faire, il est nécessaire de concevoir le commutateur permettant d'obtenir les formes d'ondes classiquement associées à une MS usuelle. Le commutateur mécanique est un système rustique et robuste dont l'étude est encore ouverte, ce qui permet d'innover sur l'alimentation de la MCC classique et d'aboutir à trois premiers brevets d'invention [Lab18a], [Lab18b] et [Lab18c]. La machine synchrone triphasée la plus simple à imaginer est une machine bipolaire possédant 6 encoches statoriques comme présentée sur la FIGURE 3.27.

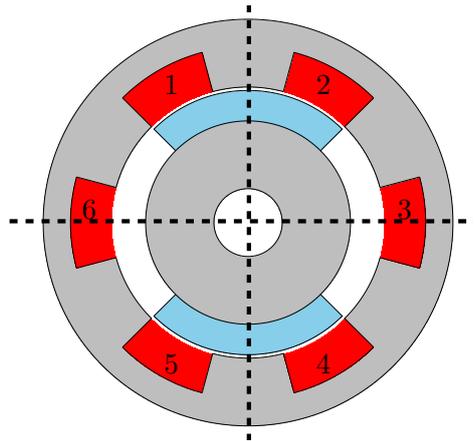


FIGURE 3.27 – Machine synchrone triphasée 2 pôles 6 encoches

Lorsque l'on considère différentes positions du rotor, il est aisé d'en déduire la position des courants d'encoches nécessaires au bon fonctionnement de la machine. Autrement dit, l'induction normale  $b_n$  et le champ tangentiel  $h_t$  doivent être en phase à tout instant. Si nous inversons la structure pour obtenir la MCC équivalente, le constat reste le même. Remarquons que le bobinage n'a toujours pas été évoqué à cet instant. Dans le cas d'une MCC, lorsque le rotor bouge de  $\Delta\theta$  dans le sens trigonométrique le champ  $h_t$  doit se déplacer de  $\Delta\theta$  dans le sens horaire pour rester bien en phase avec  $b_n$  fixé par la position du stator. Le mouvement du champ étant rétrograde, en grandeurs algébriques on obtient (3.12).

$$\omega = -p\Omega \quad (3.12)$$

Il est possible de représenter les séquences d'alimentations dans le cas d'un couplage polaire sur la TABLE 3.2, en considérant un pas de déplacement  $\Delta\theta$  égal au pas d'encoches  $\frac{2\pi}{N_{enc}}$ .

Séquence	1	2	3	4	5	6
Encoche 1	+	+	0	-	-	0
Encoche 2	+	0	-	-	0	+
Encoche 3	0	-	-	0	+	+
Encoche 4	-	-	0	+	+	0
Encoche 5	-	0	+	+	0	-
Encoche 6	0	+	+	0	-	-

TABLE 3.2 – Séquences d’alimentations simplifiées en triphasé

La MS est alimentée par un système de courant qui permet la mise en phase des champs  $b_n$  et  $h_t$ , généralement via un convertisseur statique. Dans le cas de la MCC, il convient de trouver un collecteur ainsi qu’un bobinage qui permettent de réaliser cette condition. Dans l’exemple précédent, en considérant un bobinage diamétral, on peut facilement imaginer un collecteur adéquat. Il suffira d’assurer un système triphasé de courant, par exemple, via trois lames sur le collecteur avec deux balais décalés de  $\pi$  radians électriques. Les équations de dimensionnement ainsi qu’une étude analytique seront présentées ultérieurement.

Il est intéressant d’utiliser la FIGURE 3.27 pour dresser un vocabulaire commun. En effet, partant de l’analyse de la structure géométrique, on constate que la machine est composée de deux pôles,  $p = 1$ . De plus, à la vue des encoches se trouvant sur la ligne du neutre à courant nul (en train de commuter), nous pouvons en conclure que le nombre d’encoches par pôle et par phase  $q$  est unitaire. Ainsi suivant l’équation (3.13), nous pouvons dire que la machine représentée est une machine triphasée, avec la définition d’une phase, un regroupement d’encoches commutant en même temps.

$$q = \frac{\text{Nombre d'encoches}}{2p \cdot \text{Nombre de phases}} \quad (3.13)$$

Dans la suite nous conserverons la notion de phases plutôt que de sections comme c’est habituellement le cas pour les MCC et cela nous permettra d’avoir un langage commun. Avec la même analyse, la machine représentée sur la FIGURE 3.8 est une machine dodécaphasée. Notons que la montée en phase d’une MCC permet généralement de lisser les ondulations au détriment du nombre de lames présentes sur le collecteur mécanique, cela ne nécessitant pas plus de transistors. Le *low-cost* implique cependant quelques concessions sur les performances, par exemple les pertes seront difficilement évacuables, les performances d’accélération seront moindres à cause de l’inertie importante du rotor bobiné et les autres inconvénients du commutateur mécanique déjà évoqués.

### 3.3.2 Conception du nouveau commutateur

Visuellement, il est aisé de comprendre l’enchaînement de courant dans les encoches grâce à la TABLE 3.2. Sur un tour complet électrique (ou un pas polaire), il apparaît clairement que chaque phase conduit une fois « positivement » et une fois « négativement » impliquant deux étapes de commutation. Le schéma de bobinage diamétral correspondant au cas du paragraphe précédent est présenté sur la FIGURE 3.28.

Plusieurs options sont possibles quant au couplage de phase et cela aura un impact sur la

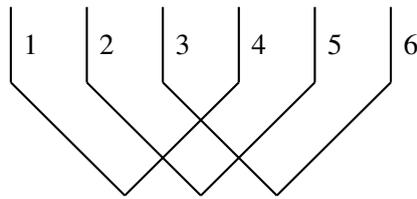


FIGURE 3.28 – Schéma de bobinage diamétral à 6 encoches

topologie du collecteur. Il est possible :

- de ne pas coupler les phases. Autrement dit, chaque phase aura son entrée et sa sortie reliées au collecteur comme présenté sur la FIGURE 3.29. Le nombre de lames au collecteur sera deux fois plus important que le nombre de phases et l'équilibrage des phases n'est pas assuré ;

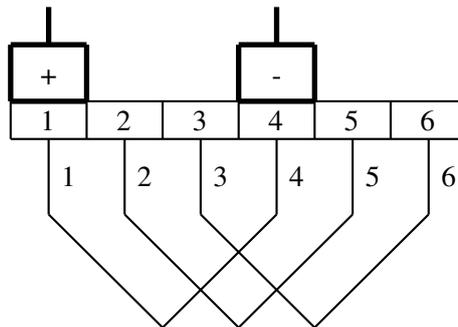


FIGURE 3.29 – Schéma de bobinage diamétral avec phases non couplées

- de coupler les phases en étoile. Les phases seront ainsi équilibrées. Toutes les sorties de phases seront reliées entre elles et seules les entrées seront connectées aux lames sur le collecteur comme on peut le voir sur la FIGURE 3.30. Le nombre de lames, sur 360 degrés électriques, sera égal au nombre de phases ;

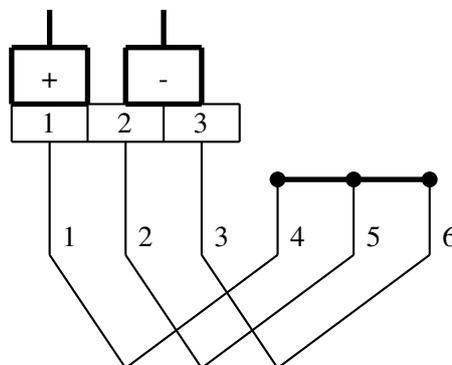


FIGURE 3.30 – Schéma de bobinage diamétral à phases couplées en étoile

- de coupler les phases en triangle comme sur la FIGURE 3.31. Les conclusions sont identiques au précédent point.

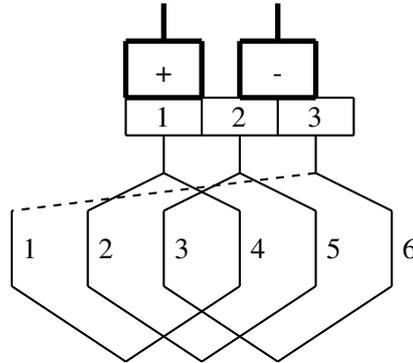


FIGURE 3.31 – Schéma de bobinage diamétral à phases couplées en triangle

Il est alors aisé de vérifier le nombre de lames évoqué précédemment en couplage étoile triphasé pour un bobinage diamétral, soit 3 lames pour deux balais. Il reste alors à adapter la position des balais dans le référentiel du champ inducteur afin de mettre en phase  $b_n$  et  $h_t$ . L'écartement entre balai permet d'influer sur la proportion de conduction « positive » et « négative » des phases. Une anti-symétrie à  $\pi$  radians électriques impose un écartement entre le balai + et le balai - de  $\pi$  radians électriques. Dans la suite de ce chapitre, le découplage des phases est écarté à cause du nombre élevé de lames engendrées. De plus d'un point de vue pédagogique, il est plus judicieux de se focaliser sur le couplage étoile de trois phases.

Considérons une machine définie par son nombre de phases  $N_{ph}$ , son nombre de paires de pôles  $p$  ainsi que son nombre d'encoches par pôle et par phase  $q$ . On remonte au nombre d'encoches rotoriques  $N_{enc}$  par la relation (3.13). Le collecteur est entièrement défini par son nombre de séquences sur le motif élémentaire  $N_{seq}$  comme présenté sur la TABLE 3.2 et répondant à l'équation (3.14).

$$N_{seq} = 2qN_{ph} \quad (3.14)$$

Ces séquences élémentaires permettent d'obtenir l'enchaînement dans l'alimentation des lames du collecteur. Ce nombre de lames  $N_{lame}$  est obtenu par la relation (3.15) pour un couplage étoile ou triangle et par la relation (3.16) pour le non couplage des phases.

$$N_{lame} = pN_{ph} \quad (3.15)$$

$$N_{lame} = 2pN_{ph} \quad (3.16)$$

Les précédents schémas sont présentés pour une paire de pôle afin d'en simplifier le développement. Elle est bien sûr déclinable à de plus fortes polarités suivant l'équation (3.15) dont un exemple de commutateur est schématisé en FIGURE 3.32. Il apparaît clairement que les entrées de phases sont reliées à plusieurs lames afin d'accorder la pulsation des courants avec la polarité. Le raccord des phases aux lames doit être un point particulier d'attention afin de ne pas déséquilibrer les encoches d'une même phase par une résistance différente. Le développement de ce commutateur a permis le dépôt d'un brevet d'invention [Dev19].

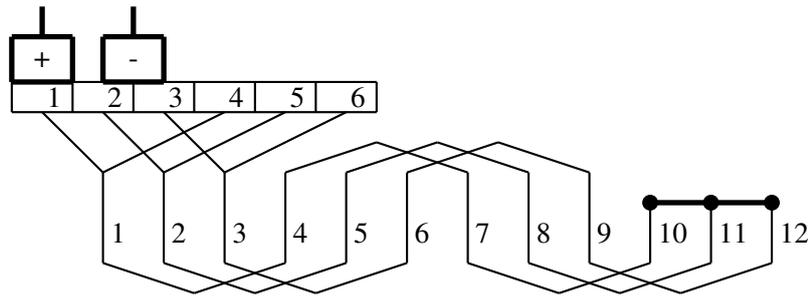


FIGURE 3.32 – Schéma de bobinage diamétral à phases couplées en étoile

### 3.3.3 Développement analytique sur un cas d'étude

Dans cette partie, le collecteur étant entièrement défini, nous aborderons les formes d'ondes de courant obtenues à travers le commutateur d'un point de vue théorique et donc analytique. Comme tout développement analytique, plusieurs hypothèses simplificatrices doivent être explicitées. Dans le cas d'une machine triphasée classique, en réduisant le domaine temporel d'étude à un pas polaire, on retrouve un collecteur à trois lames s'étendant de 0 à  $2\pi$  radians électriques. Une simple symétrie permettra de passer à  $2\pi$  radians mécaniques en s'adaptant à la polarité de la machine. De plus, on considérera pour l'exemple une connexion en étoile des trois phases de la machine. La démarche serait évidemment la même avec un couplage triangle. Le schéma simplifié du système étudié est présenté en FIGURE 3.33.

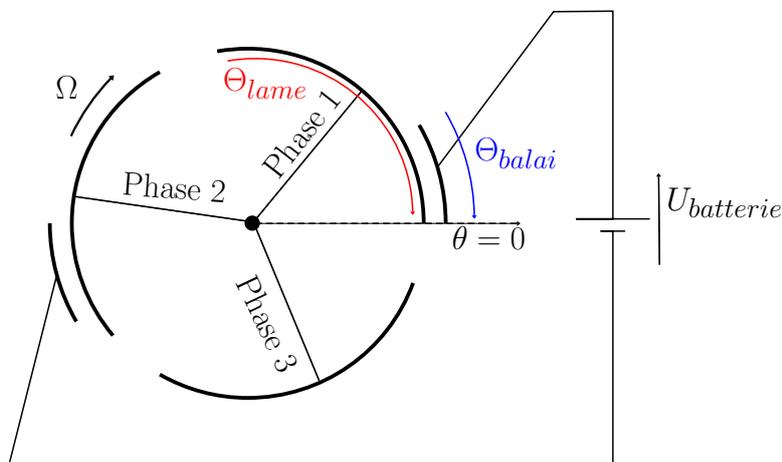


FIGURE 3.33 – Représentation schématique de la position des balais et des lames

Il est évident que plusieurs cas de figure vont se présenter en fonction des ouvertures angulaires des composants du système :  $\Theta_{lame}$  pour la lame,  $\Theta_{balai}$  pour le balai et  $\Theta_{interlame}$  pour l'interlame. On peut également expliciter le pas au collecteur  $\tau_{collecteur} = \frac{2\pi}{N_{ph}}$  avec  $N_{ph}$  le nombre de phases. Les différentes combinaisons sont présentées dans la TABLE 3.3.

À titre d'exemple, intéressons-nous au cas 1. Ce genre de système s'étudie lorsque l'on décompose la rotation en séquences de conduction. Autrement dit, nous allons dissocier la rotation sur  $\pi$  radians électriques en séquences durant lesquelles le balai ne rencontre aucun changement de vis-à-vis. Chaque frontière entre lame et isolant (interlame) représentera donc un changement

Cas 1	$\Theta_{lame} > \Theta_{balai} > \Theta_{interlame}$
Cas 2	$\Theta_{balai} > \Theta_{lame} > \Theta_{interlame}$
Cas 3	$\Theta_{lame} > \Theta_{interlame} > \Theta_{balai}$
Cas 4	$\Theta_{balai} > \Theta_{interlame} > \Theta_{lame}$
Cas 5	$\Theta_{interlame} > \Theta_{balai} > \Theta_{lame}$
Cas 6	$\Theta_{interlame} > \Theta_{lame} > \Theta_{balai}$

TABLE 3.3 – Résumé des cas possibles

de séquence de conduction. Pour chacune des séquences, nous mènerons l'étude du système de manière consécutive pour deux hypothèses de fonctionnement :

1. commutation résistive : les résistances de phase et de contact sont considérées ;
2. commutation inductive : les effets transitoires sont intégrés au calcul analytique.

La commutation simple ne sera pas traitée ici car elle ne représente qu'un cas particulier de la commutation résistive. De plus, cela surchargerait ce chapitre et nuirait à la compréhension. L'étude est reportée en annexe. Afin de simplifier l'étude analytique, nous considérerons que le système est entraîné à vitesse constante  $\Omega$  et que l'alimentation est une source de tension constante  $U_{batterie}$ . De plus, on se placera dans l'hypothèse de contact continu sous les balais en considérant le contact comme une résistance, et non une chute de tension saturable, évoluant avec les surfaces de contact. Les différentes séquences de fonctionnement qui vont être étudiées sont présentées ci-après. Par soucis de clarté sur les schémas, on présentera le déplacement du collecteur dans le sens horaire.

**Séquence 1** ( $Sq_1$ ) :  $\theta \in [0; \frac{\Theta_{lame}}{2} - \Theta_{interlame} - \Theta_{balai}[$

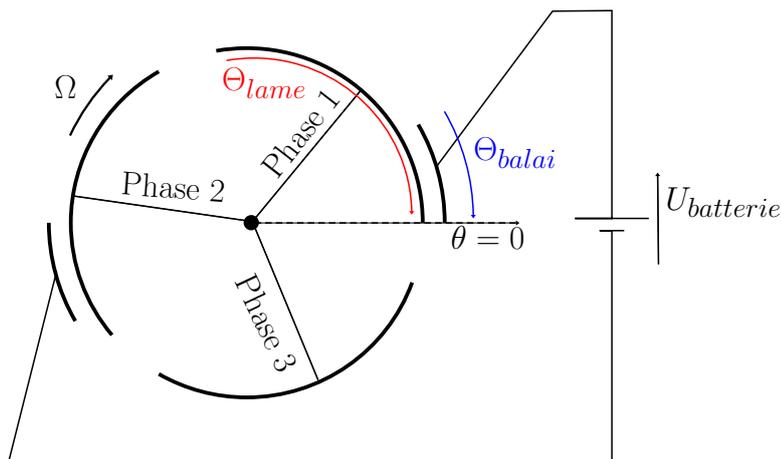


FIGURE 3.34 – Schéma de position des balais et des lames lors de la séquence 1

**Séquence 2** ( $Sq_2$ ) :  $\theta \in [\frac{\Theta_{lame}}{2} - \Theta_{interlame} - \Theta_{balai}; \frac{\Theta_{lame}}{2} - \Theta_{balai}[$

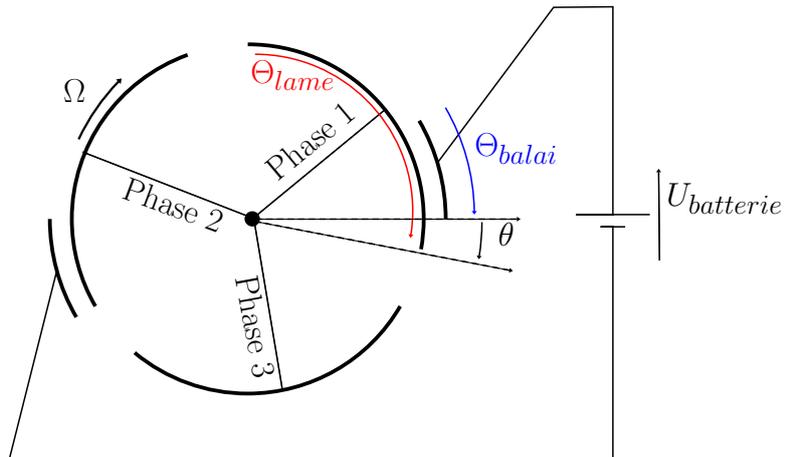


FIGURE 3.35 – Schéma de position des balais et des lames lors de la séquence 2

**Séquence 3 ( $Sq_3$ ) :**  $\theta \in \left[ \frac{\Theta_{lame}}{2} - \Theta_{balai}; \frac{\Theta_{lame}}{2} - \Theta_{interlame} \right[$

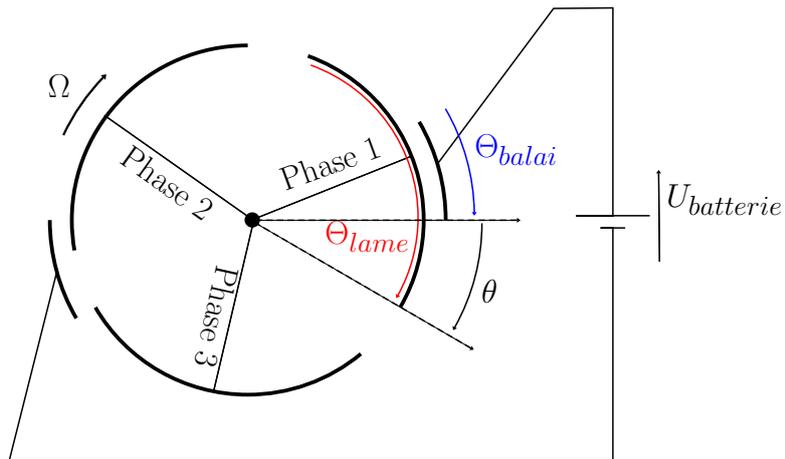


FIGURE 3.36 – Schéma de position des balais et des lames lors de la séquence 3

**Séquence 4 ( $Sq_4$ ) :**  $\theta \in \left[ \frac{\Theta_{lame}}{2} - \Theta_{interlame}; \frac{\Theta_{lame}}{2} \right[$

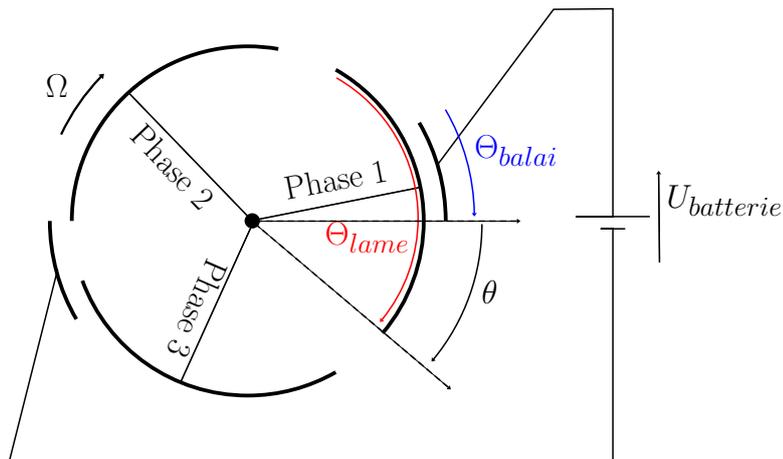


FIGURE 3.37 – Schéma de position des balais et des lames lors de la séquence 4

Séquences suivantes :  $\theta \geq \frac{\Theta_{lame}}{2}$

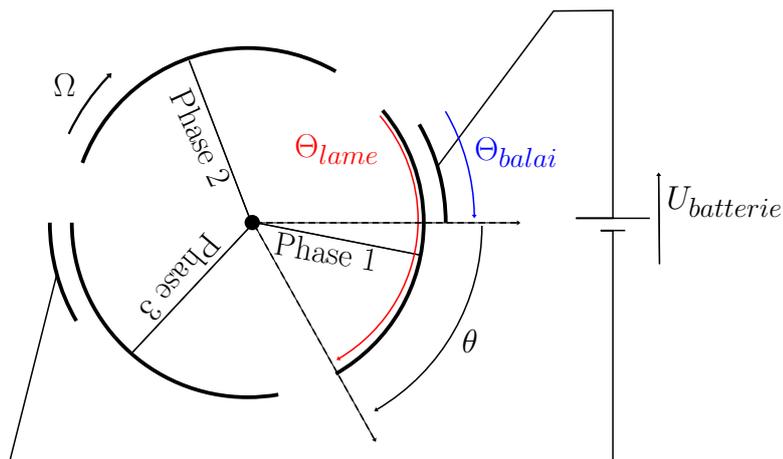


FIGURE 3.38 – Schéma de position des balais et des lames lors de la séquence 5

On voit donc clairement que la séquence 5 est analogue à la séquence 1 avec conduction des phases 1 et 3. Les séquences suivantes, de manière similaire, sont déduites des séquences 1 à 4. Les formes d'ondes complètes des courants de phases sont donc obtenues par symétrie et anti-symétrie des quatre premières séquences de conduction.

### 3.3.3.1 Commutation résistive

Nous représentons dans ce qui suit, une schématisation des différentes séquences de conduction avec une représentation similaire à celle d'un onduleur à six interrupteurs. L'interrupteur fermé indique la présence d'un contact entre lames et balais et l'interrupteur ouvert représente évidemment l'absence de contact. Nous allons voir que le commutateur mécanique est équivalent à un convertisseur statique de courant avec des résistances variables.

#### Séquence 1

Le schéma électrique équivalent à considérer est présenté sur la FIGURE 3.39.

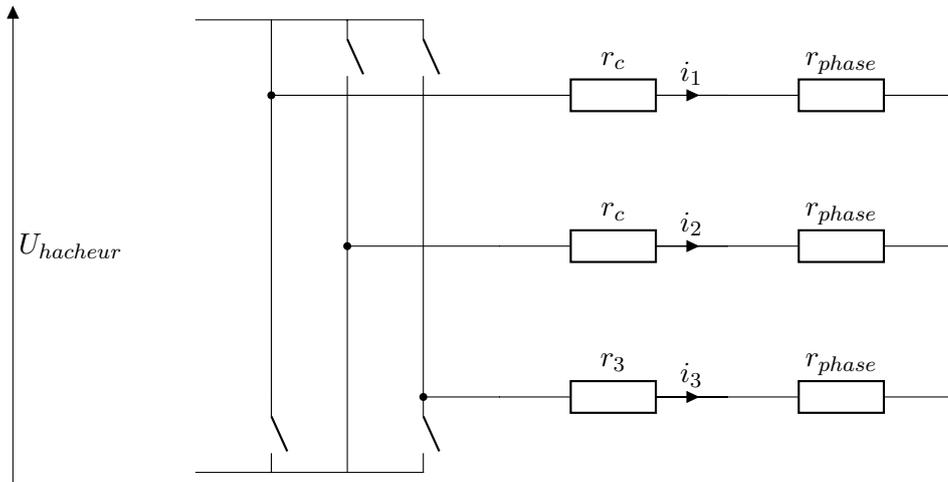


FIGURE 3.39 – Circuit équivalent de la séquence 1 en commutation résistive

On peut aisément voir que seule l'équation de circuit change par rapport à l'annexe 1 pour devenir (3.17).

$$r_c \cdot i_1(t) + r_{phase}i_1(t) - r_c i_2(t) - r_{phase}i_2(t) = U_{batterie} \quad (3.17)$$

Et sachant  $i_1(\theta) = -i_2(\theta)$ , on trouve les relations (3.18).

$$\begin{cases} i_1(\theta) = \frac{U_{batterie}}{2(r_c+r_{phase})} \\ i_2(\theta) = -\frac{U_{batterie}}{2(r_c+r_{phase})} \\ i_3(\theta) = 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

Lors de cette première séquence, les courants sont constants car aucune variation de résistance n'a lieu. Cela nous donne le chronogramme de la FIGURE 3.40.

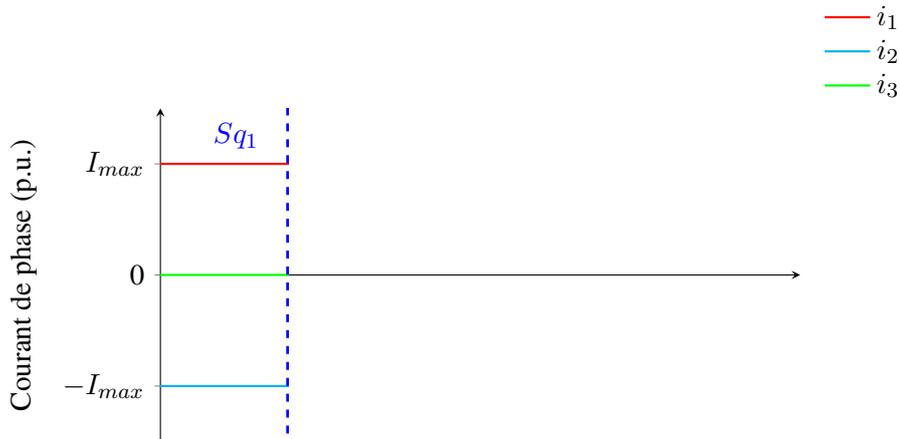


FIGURE 3.40 – Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 1 de la commutation résistive

### Séquence 2

Le schéma électrique de la séquence de conduction est présenté sur la FIGURE 3.41.

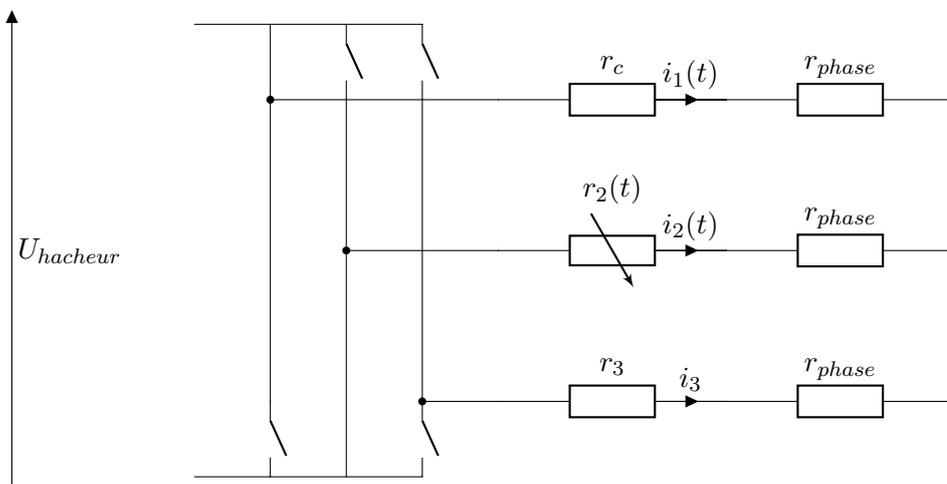


FIGURE 3.41 – Circuit équivalent de la séquence 2 en commutation résistive

Les lois de Kirchhoff nous permettent d'obtenir les relations (3.19).

$$\begin{cases} i_1(\theta) = \frac{U_{batterie}}{2r_{phase} + r_c \left(1 + \frac{S_t}{S_2(t)}\right)} \\ i_2(\theta) = -\frac{U_{batterie}}{2r_{phase} + r_c \left(1 + \frac{S_t}{S_2(t)}\right)} \\ i_3(\theta) = 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

Il apparaît que le terme  $r_c \left(1 + \frac{S_t}{S_2(t)}\right)$  étant forcément supérieur à  $2r_c$ , alors

$$i_1(Sq_1 \cap Sq_2) < i_1(Sq_2 \cap Sq_3) \quad (3.20)$$

La valeur finale du courant est conditionnée par le taux de recouvrement du balai sur la lame.

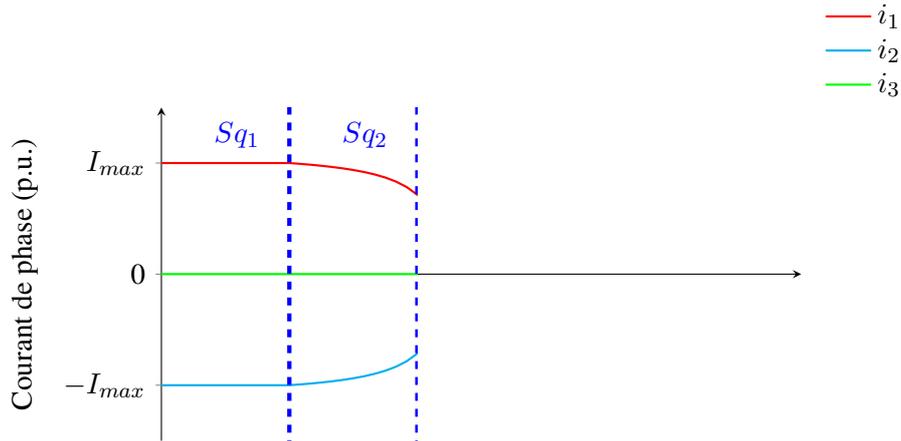


FIGURE 3.42 – Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 2 de la commutation résistive

### Séquence 3

Lors de la séquence 3, on assiste à la mise en conduction de la phase 3 en parallèle de la phase 2 ce qui donne le schéma électrique équivalent de la FIGURE 3.43.

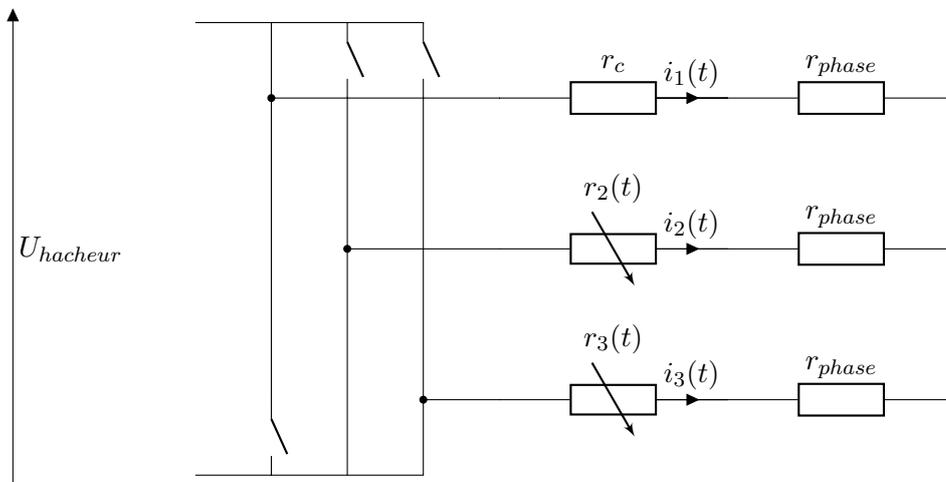


FIGURE 3.43 – Circuit équivalent de la séquence 3 en commutation résistive

Ceci nous permet d'obtenir le système de trois équations (3.21).

$$\begin{cases} i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) = 0 \\ (r_2(t) + r_{phase})i_2(t) - (r_3(t) + r_{phase})i_3(t) = 0 \\ (r_c + r_{phase})i_1(t) + R_{eq}(t)i_1(t) = U_{batterie} \end{cases} \quad (3.21)$$

De plus, nous connaissons les relations (3.22), en introduisant  $\xi_i(t)$  le rapport de recouvrement du balai sur la lame  $i$ .

$$\begin{cases} R_{eq}(t) = \frac{(r_2(t)+r_{phase})(r_3(t)+r_{phase})}{r_2(t)+r_3(t)+2r_{phase}} \\ r_2(t) = \frac{r_c S_2}{S_2(t)} = \frac{r_c}{\xi_2(t)} \\ r_3(t) = \frac{r_c S_3}{S_3(t)} = \frac{r_c}{\xi_3(t)} \end{cases} \quad (3.22)$$

Nous obtenons les relations (3.23) après quelques étapes de résolution.

$$\begin{cases} i_1(t) = \frac{U_{batterie}}{r_{phase} + r_c + R_{eq}(t)} \\ i_2(t) = -\frac{r_3(t)+r_{phase}}{(r_2(t)+r_3(t)+2r_{phase})(r_{phase}+r_c+R_{eq}(t))} U_{batterie} \\ i_3(t) = -\frac{r_2(t)+r_{phase}}{(r_2(t)+r_3(t)+2r_{phase})(r_{phase}+r_c+R_{eq}(t))} U_{batterie} \end{cases} \quad (3.23)$$

On peut se demander si la valeur de ce courant intermédiaire peut dépasser la valeur de  $I_{max}$  lors de la séquence  $S_{q1}$  appelé en (3.24).

$$I_{max} = i_1(S_{q1} \cap S_{q2}) = \frac{U_{batterie}}{2r_{phase} + 2r_c} \quad (3.24)$$

Ceci nous permet de définir l'inégalité (3.25).

$$2r_{phase} + 2r_c \geq r_{phase} + r_c + R_{eq}(t) \quad (3.25)$$

Après quelques étapes de calculs, nous retrouvons une équation du second ordre en  $r_{phase}$ .

$$r_{phase}^2 + 2r_{phase}r_c + r_c^2 \left( \frac{1}{\xi_2(t)} + \frac{1}{\xi_3(t)} - \frac{1}{\xi_2(t)\xi_3(t)} \right) = 0$$

Cela donne deux solutions pour  $r_{phase}$ .

$$\begin{aligned} r_{phase,1} &= \frac{-2r_c + \sqrt{4r_c^2 \left( 1 - \frac{1}{\xi_2(t)} - \frac{1}{\xi_3(t)} + \frac{1}{\xi_2(t)\xi_3(t)} \right)}}{2} \\ r_{phase,2} &= \frac{-2r_c - \sqrt{4r_c^2 \left( 1 - \frac{1}{\xi_2(t)} - \frac{1}{\xi_3(t)} + \frac{1}{\xi_2(t)\xi_3(t)} \right)}}{2} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Seule la première expression a un sens car elle présente des valeurs positives. On peut la réécrire en introduisant  $\gamma_r$  le rapport des résistances de phase et de contact.

$$\gamma_r = \frac{r_{phase,1}}{r_c} = -1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\xi_2(t)} - \frac{1}{\xi_3(t)} + \frac{1}{\xi_2(t)\xi_3(t)}}$$

À nouveau, en introduisant  $\xi_t$  comme étant la rapport de recouvrement constant et qui vaut la somme  $\xi_2(t) + \xi_3(t)$  à tout instant de la séquence  $S_{q3}$ , on peut expliciter les valeurs pour lesquelles le rapport  $\gamma_r$  est positif.

$$-1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\xi_2(t)} - \frac{1}{\xi_3(t)} + \frac{1}{\xi_2(t)\xi_3(t)}} \geq 0 \implies \frac{1 - \xi_t}{(\xi_t - \xi_3(t)) \xi_3(t)} \geq 0$$

$$\xi_t \leq 1$$

Ainsi lorsque  $\xi_t \leq 1$ , on obtient une valeur de  $\gamma_r$  dont le dépassement permet d'obtenir un palier supérieur à  $I_{max}$ . Sur la FIGURE 3.44 est représentée une valeur de  $\gamma_r$  inférieure à la valeur critique évoquée plus haut.

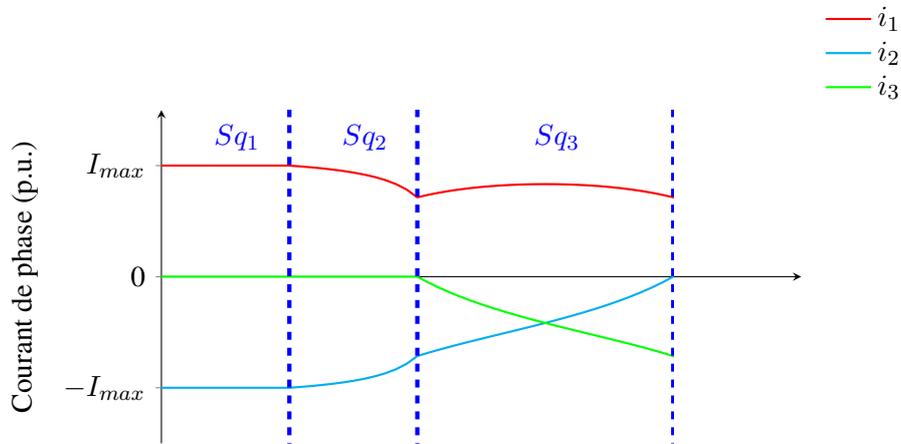


FIGURE 3.44 – Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 3 de la commutation résistive

#### Séquence 4

Les phases 1 et 3 sont en conduction lors de cette séquence. La résistance de contact de la phase 3 diminue progressivement de manière inversement proportionnelle à l'augmentation de la surface en vis-à-vis du balai négatif.

En exploitant le schéma électrique, on obtient les relations (3.27).

$$\begin{cases} i_1(\theta) = \frac{U_{batterie}}{2r_{phase} + r_c \left(1 + \frac{S_t}{S_3(t)}\right)} \\ i_2(\theta) = 0 \\ i_3(\theta) = -\frac{U_{batterie}}{2r_{phase} + r_c \left(1 + \frac{S_t}{S_3(t)}\right)} \end{cases} \quad (3.27)$$

Les valeurs des courants  $i_1$  et  $i_3$  croissent en valeur absolue jusqu'à atteindre la valeur de  $i_1(S_{q1} \cap S_{q2})$ . Cette séquence est présentée en FIGURE 3.46.

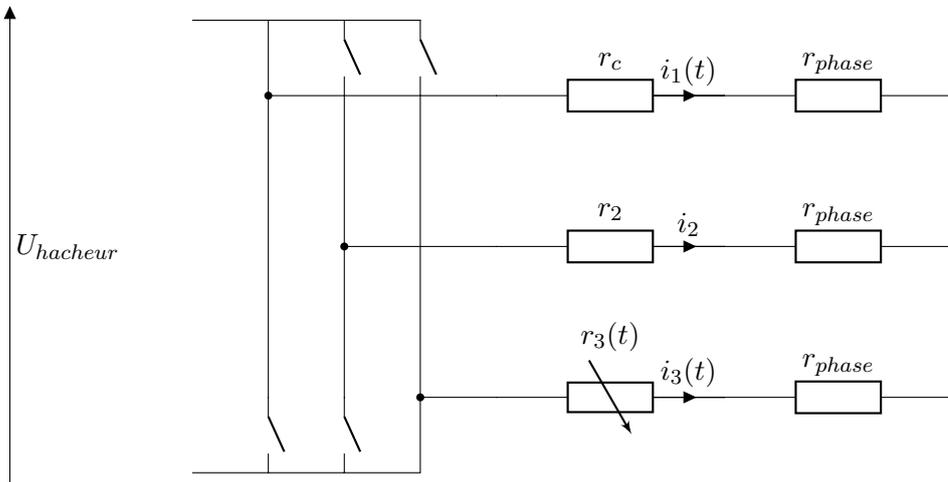


FIGURE 3.45 – Circuit équivalent de la séquence 4 en commutation résistive

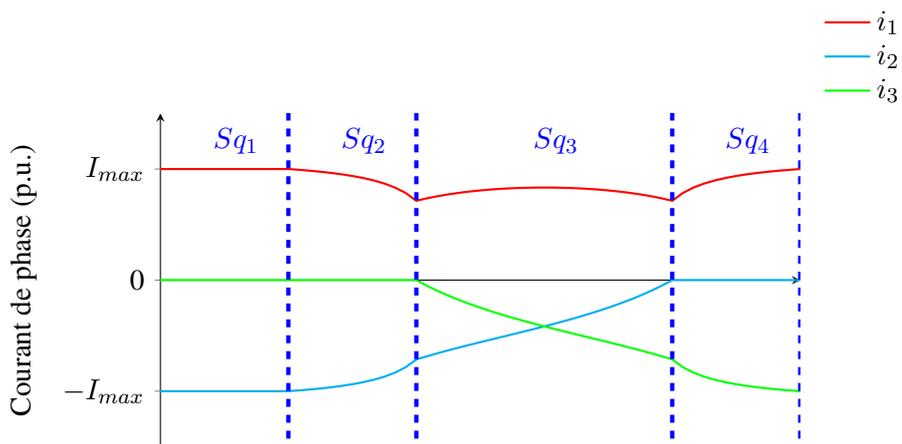


FIGURE 3.46 – Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 4 de la commutation résistive

### Chronogramme complet

À nouveau, l'intégralité du chronogramme sur un pas polaire s'obtient à l'aide de symétrie et d'anti-symétrie comme présenté sur la FIGURE 3.47.

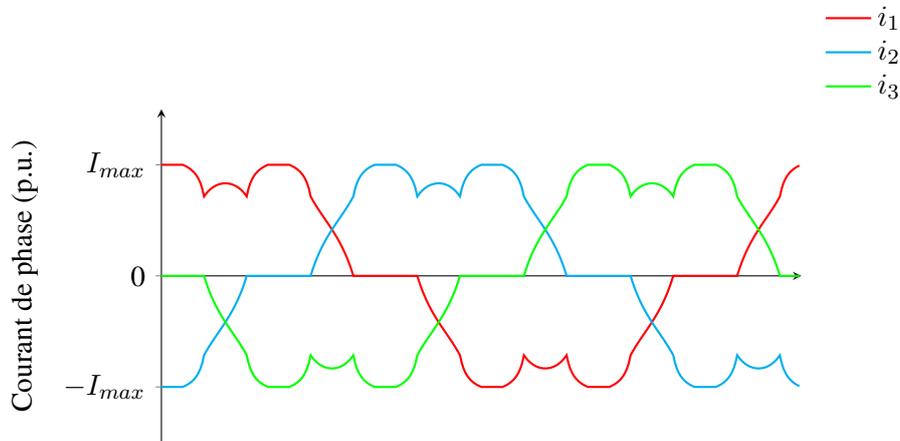


FIGURE 3.47 – Chronogramme des courants de phase analytique lors de la commutation résistive

### 3.3.3.2 Commutation inductive

#### Séquence 1

Le schéma électrique équivalent à considérer est présenté sur la FIGURE 3.48.

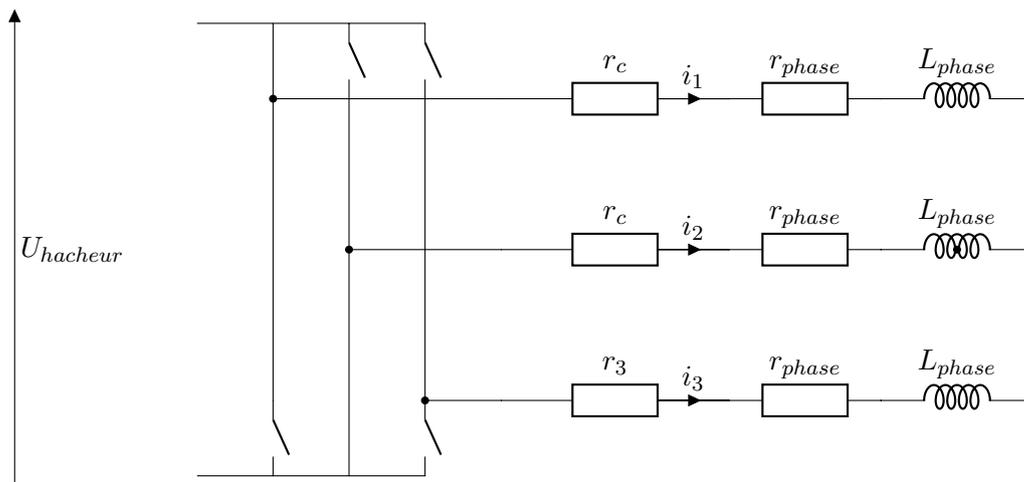


FIGURE 3.48 – Circuit équivalent de la séquence 1 en commutation inductive

Lors de l'intervalle de conduction de la séquence 1, le courant ne subit aucune variation. On se trouve donc en régime permanent avec les mêmes équations que la commutation résistive. On

trouve ainsi les relations (3.28).

$$\begin{cases} i_1(\theta) = \frac{U_{batterie}}{(2r_c+2r_{phase})} \\ i_2(\theta) = -\frac{U_{batterie}}{(2r_c+2r_{phase})} \\ i_3(\theta) = 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

Les formes d'ondes de courant sont représentées sur la FIGURE 3.49. À ce stade, il est possible d'affirmer que le courant de cette séquence sera impacté par la réponse inductive de la séquence précédente. Ainsi, le courant ne sera pas constant à moins que l'inductance ne soit presque négligeable ce qui n'est pas le propos de cette partie. Il faudra donc reboucler en fin d'étude pour estimer le courant lors de cette séquence.

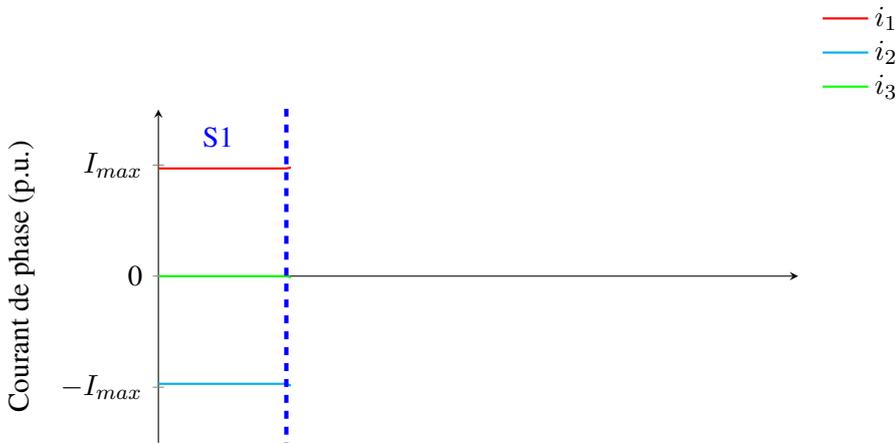


FIGURE 3.49 – Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 1 de la commutation inductive

### Séquence 2

La résistance de contact de la phase 2 commence à augmenter. La variation de courant implique une réponse inductive du circuit, il est alors nécessaire de considérer les inductances des phases.

La plupart des modèles analytiques négligent les résistances de contact afin de retrouver la réponse d'un circuit RL classique à une variation de résistance. Considérer les résistances variables rend la résolution plus complexe. Néanmoins, négliger la résistance de contact, en pleine augmentation, par rapport à la résistance de phase semble être une hypothèse relativement forte. L'équation à résoudre provient donc d'un circuit RL mais à résistance variable présentée en (3.29).

$$\begin{aligned} U_{batterie} - R_{eq}(t)i(t) - L \frac{di(t)}{dt} &= 0 \\ \implies \frac{di(t)}{dt} &= \frac{U_{batterie}}{L} - \frac{R_{eq}(t)}{L}i(t) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Cette équation différentielle à coefficients non constants peut être résolue par la méthode de variation de la constante. Cela consiste, dans un premier temps, à résoudre l'équation homogène dont la résolution est présentée en (3.30).

$$\begin{aligned} \frac{di_h(t)}{i_h(t)} &= -\frac{R_{eq}(t)}{L} dt \\ \implies \ln(i_h(t)) &= \int \frac{di_h(t)}{i_h(t)} = \int -\frac{R_{eq}(t)}{L} dt + C \\ \implies i_h(t) &= C \exp\left(-\int \frac{R_{eq}(t)}{L} dt\right) \end{aligned} \quad (3.30)$$

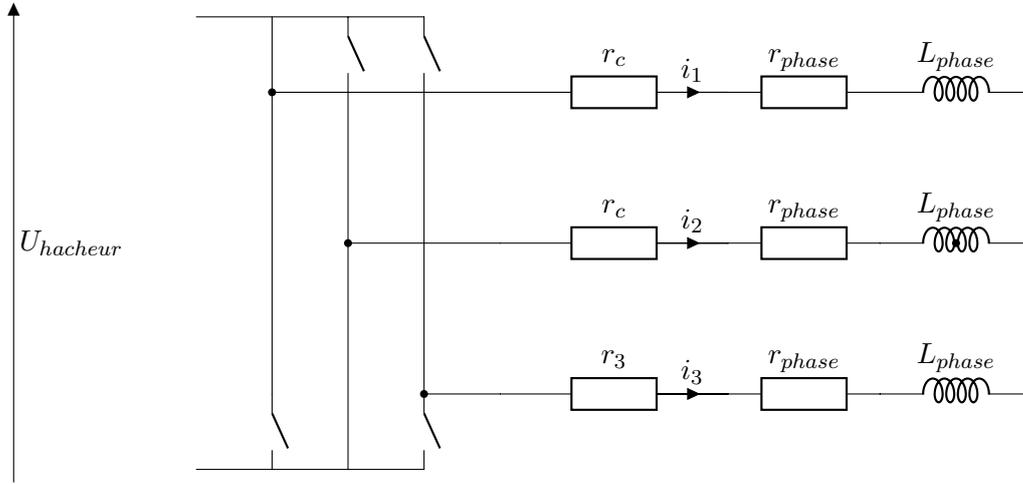


FIGURE 3.50 – Circuit équivalent de la séquence 2 en commutation inductive

Avant de pouvoir aller plus loin et trouver la primitive associée à l'équation homogène, il faut définir la fonction représentant la résistance de contact  $R_{eq}(t)$ .

$$R_{eq}(t) = 2r_{phase} + r_c + r_2(t)$$

La partie variable dépend de la résistance de contact  $r_2(t)$  définie en (3.31).

$$r_2(t) = \frac{r_c S_t}{S_2(t)} = \frac{r_c}{\xi(t)} \quad (3.31)$$

La fonction  $\xi(t)$  représente l'évolution du rapport de recouvrement en pourcentage de la surface totale  $S_t$ . Entre  $t_0$  et  $t_1$  la fonction  $\xi(t)$  suit l'évolution d'une fonction affine présentée en (3.32).

$$\xi(t) = \frac{1 - \xi_t}{t_0 - t_1} t + \frac{\xi_t t_0 - t_1}{t_0 - t_1} \quad (3.32)$$

La solution de l'équation homogène après intégration est introduite en (3.33).

$$i_h(t) = C \left( (1 - \xi_t)t + \xi_t t_0 - t_1 \right)^{-\frac{r_c(t_0 - t_1)}{L(1 - \xi_t)}} e^{-\frac{2r_{phase} + r_c}{L} t} \quad (3.33)$$

La solution de l'équation particulière est obtenue après une intégration par partie. Elle est présentée en (3.34)

$$\begin{aligned} i_p(t) = & \frac{U_{batterie}}{L} \left( (1 - \xi_t)t + \xi_t t_0 - t_1 \right)^{-\frac{r_c(t_0 - t_1)}{L(1 - \xi_t)}} e^{-\frac{2r_{phase} + r_c}{L} t} e^{-\frac{2r_{phase} + r_c}{L} \frac{(\xi_t t_0 - t_1)}{(1 - \xi_t)}} \\ & \times \frac{1}{\frac{2r_{phase} + r_c}{L}} \cdot \left( \left( (1 - \xi_t)t + \xi_t t_0 - t_1 \right)^{\frac{r_c(t_0 - t_1)}{L(1 - \xi_t)}} - \left( \frac{2r_{phase} + r_c}{L} \left( (1 - \xi_t)t + \xi_t t_0 - t_1 \right) \right)^{-\frac{r_c(t_0 - t_1)}{L(1 - \xi_t)}} \right) \\ & \times \Gamma \left( \frac{r_c(t_0 - t_1)}{L(1 - \xi_t)} + 1, -\frac{2r_{phase} + r_c}{L} \left( (1 - \xi_t)t + \xi_t t_0 - t_1 \right) \right) \quad (3.34) \end{aligned}$$

$\Gamma(a, b)$  représente la fonction gamma incomplète supérieure. La solution de l'équation n'est autre que la somme  $i(t) = i_h(t) + i_p(t)$  que nous ne détaillerons pas pour plus de lisibilité mais qui est présentée sur la FIGURE 3.51.

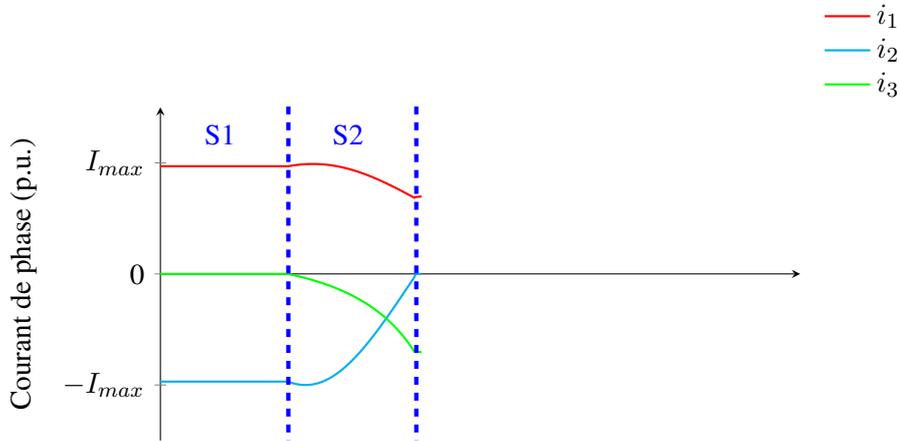


FIGURE 3.51 – Chronogramme des courants de phase analytique lors de la séquence 2 de la commutation inductive

### Chronogramme complet

Les séquences 3 et 4 suivent la même réponse inductive que nous représenterons sur le chronogramme complet de la FIGURE 3.52 mais que nous ne détaillerons pas sous forme analytique, compte tenu de la lourdeur des expressions.

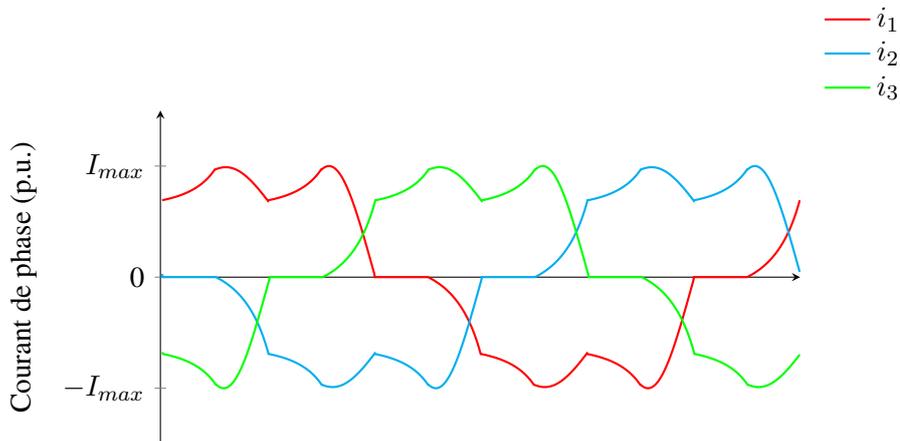


FIGURE 3.52 – Chronogramme des courants de phase analytique lors de la commutation inductive

### 3.3.4 Limite géométrique

L'étude analytique menée dans la partie précédente a laissé de côté les cinq autres cas présentés dans la TABLE 3.3. Il est possible de mettre en évidence des cas de limites géométriques

permettant d'assurer un bon fonctionnement de la machine. On peut traiter cette question en terme d'événements.

### Conditions géométriques de conduction

Lorsque l'on regarde la TABLE 3.3, les cas pour lesquels l'ouverture angulaire de l'interlame est supérieure à celle des balais risque de poser problème. En effet, pour assurer une conduction minimale de deux phases sur trois à tout instant, cela nécessite la présence d'au moins une lame différente sous chacun des balais. On peut noter deux événements :

- le balai + atteint la lame 2 en  $\tau_{collecteur} - \Theta_l - \Theta_b$  ;
- le balai - quitte la lame 3 en  $\frac{\tau_{collecteur}}{2}$ .

Nous pouvons résumer la condition de conduction ainsi : le balai + doit atteindre la lame 2 avant que le balai - ne quitte la lame 3. Ceci implique, au vu des événements précédents :

$$\Theta_{il} - \Theta_b < \frac{\tau_{collecteur}}{2} \quad (3.35)$$

### Conditions géométriques d'absence de court-circuit

Lorsque l'on regarde la TABLE 3.3, les cas pour lesquels l'ouverture angulaire du balai est supérieure à celle des lames risque de poser problème. En effet, pour assurer l'absence de court-circuit de source, cela nécessite que les deux balais ne puissent pas recouvrir la même lame. On peut, à nouveau, noter deux événements :

- le balai + atteint la lame 2 en  $\tau_{collecteur} - \Theta_b$  ;
- le balai - quitte la lame 2 en  $\frac{\tau_{collecteur}}{2} - \Theta_{il}$ .

Nous pouvons résumer la condition d'absence de court-circuit ainsi : le balai - doit quitter la lame 2 avant que le balai + n'atteigne la lame 2. Ceci implique, au vu des événements précédents :

$$\Theta_b - \Theta_{il} < \frac{\tau_{collecteur}}{2} \quad (3.36)$$

En respectant ces deux conditions, nous assurons un mode moteur relativement sain à notre machine sans phase de coupure ni de court-circuit.

### 3.3.5 Équivalence avec la commande classique

Les schémas électriques de la partie précédente permettent de voir que le collecteur forme une structure de convertisseur statique classique. On définit alors le signal de commande de chaque interrupteur en s'intéressant aux durées des séquences de fonctionnement. Chaque interrupteur conduit donc pendant  $\Theta_{balai} + \Theta_{lame}$  degrés électriques. Il est donc aisé de constater que cette période de conduction est analogue aux commandes classiques de machines synchrones comme les commandes  $120^\circ$  et  $180^\circ$ . Dans le cadre de notre commutateur mécanique, on parlera donc de commande  $\Theta_{balai} + \Theta_{lame}$  degrés. Faire varier les proportions de  $\Theta_{balai}$  et de  $\Theta_{lame}$  en conservant  $\Theta_{balai} + \Theta_{lame} = constante$  permettrait *a priori* d'obtenir les mêmes formes d'ondes de courant de phase. Afin de vérifier ces hypothèses, un modèle de collecteur entièrement paramétrable est développé en éléments finis. Plusieurs simulations multistatiques sont menées à bien en faisant varier les ouvertures angulaires électriques des balais  $\Theta_{balai}$  et des lames  $\Theta_{lame}$  en pourcentage, respectivement  $db$  et  $dl$ , du pas au collecteur  $\tau_c = \frac{2\pi}{N_{phases}}$ . Une première simulation négligeant les résistances de bobinage est présentée en FIGURE 3.53.

Ce graphe permet de constater que les formes d'ondes de courant sont identiques sur une antidiagonale de la matrice de résultats. Une antidiagonale représentant  $\Theta_{balai} + \Theta_{lame} = constante$ , les résultats attendus sont bien vérifiés. De plus, les formes d'ondes représentant le cas 1 ( $\Theta_{lame} > \Theta_{balai} > \Theta_{interlame}$ ) sont conformes aux attentes analytiques. Une seconde simulation en prenant en compte les résistances de bobinage est présentée en FIGURE 3.54.

À nouveau, les formes d'ondes représentant le cas 1 sont conformes aux attentes analytiques. La taille des plateaux étant entièrement défini par le rapport des résistances de contact et de phases comme évoqué précédemment, il est intéressant de représenter toutes ces variations sur un seul et même graphe en FIGURE 3.55.

Le choix du rapport des résistances ainsi que du type de commande permet donc de passer d'une forme d'onde de courant de phase à une autre. Cela se révélera utile dans le chapitre suivant concernant la conception de machine. La simulation transitoire représentant la commutation inductive est plus complexe à comparer avec l'étude analytique. En effet, dans une machine les inductances sont difficiles à évaluer, le nombre de spires et la vitesse ayant un fort impact, cela nécessite une cartographie complète. Il est toutefois possible de présenter, à nombre de spires fixés, l'impact de l'augmentation de l'inductance sur la FIGURE 3.56.

Des discontinuités sont clairement présentes et il est possible de distinguer les traces de charges et décharges d'un circuit  $RL$  avec l'apparition d'un déphasage proportionnel à la vitesse et donc à  $L$ . Les expressions analytiques ainsi que les simulations éléments finis sont donc plus que cohérentes. Ces dernières ont permis l'exploration d'un nombre important de configurations pour l'alimentation de notre machine.

Néanmoins, un facteur limitant concerne tous les types d'alimentation à commutateur mécanique présentés jusque maintenant. La commande classique consiste à pouvoir faire varier l'angle d'amorçage des interrupteurs. Ce dernier point équivaut en MCC à pouvoir décaler dynamiquement les balais par rapport aux pôles statoriques ou inversement les pôles statoriques par rapport aux balais [Hin18]. En l'absence de mise en place de telles techniques, la MCC va subir de plein fouet l'effet des flux ce qui signifie que les courants et les FEM vont progressivement se déphaser dans le temps et l'espace en fonction de la vitesse. Ce facteur limitant va rendre le dimensionnement de la MCC pour un cahier des charges de traction automobile relativement complexe.

### 3.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons, dans un premier temps, dressé l'état de l'art ainsi que les spécificités du système balai-collecteur. En utilisant la méthode de projection développée au Chapitre 2, nous sommes parvenus à modéliser finement le contact électrique. En effet, le nouveau modèle EF du commutateur mécanique rend compte de la circulation de courant à l'interface tout en laissant une grande liberté dans l'inclusion de couplage multiphysique comme nous en avons vu un exemple dans le paragraphe 3.2.5. Dans le cadre de cette thèse, le modèle du commutateur ainsi obtenu permet de prendre en compte l'effet temporel des flux pour obtenir des simulations dynamiques de machines à balais. Dans le but d'adapter la MCC à un cahier des charges de traction, un nouvel ensemble collecteur-bobinage a été imaginé. Dans une optique de pré-dimensionnement, des modèles analytiques sont généralement utilisés pour déterminer approximativement la forme d'onde des courants. Dans la littérature, on trouve des modèles aux

hypothèses restrictives qui ne s'appliquent pas dans le cadre de cette étude ; c'est pourquoi une étude analytique a été réalisée sous des hypothèses moins fortes. En plus de mettre en évidence des limites géométriques de construction, l'étude en séquence de conduction a été confrontée aux simulations EF du commutateur mécanique confirmant ainsi le pré-dimensionnement des formes d'ondes. En résumé, le modèle EF du commutateur permet d'obtenir des simulations transitoires magnétiques couplées au circuit électrique. Ces résultats ont été validés par comparaison aux méthodes usuelles. Le modèle EF du collecteur permet également des couplages multiphysiques au contact électrique ainsi qu'une optimisation géométrique du système balait-collecteur. Les modèles analytiques présentés en seconde partie permettent d'obtenir un pré-dimensionnement des formes d'ondes de courant sous des hypothèses moins fortes que les modèles usuels. De plus, l'étude en séquence de conduction a mis en avant des limites de constructions géométriques du commutateur. On peut également noter que les paramètres importants permettant de classer les formes d'ondes de courant ont été explicités rendant la phase de pré-conception plus rapide.

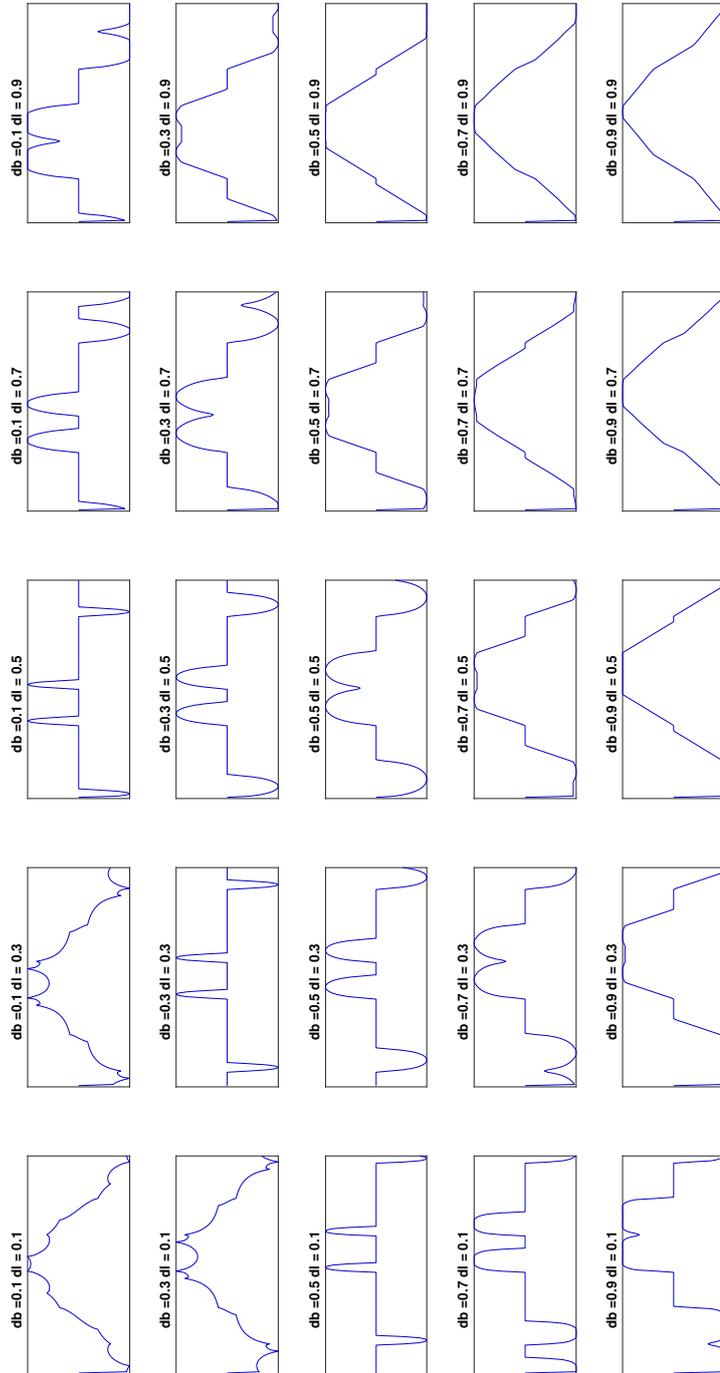


FIGURE 3.53 – Variation paramétrique de  $\Theta_{batai}$  et  $\Theta_{lame}$  en commutation simple.

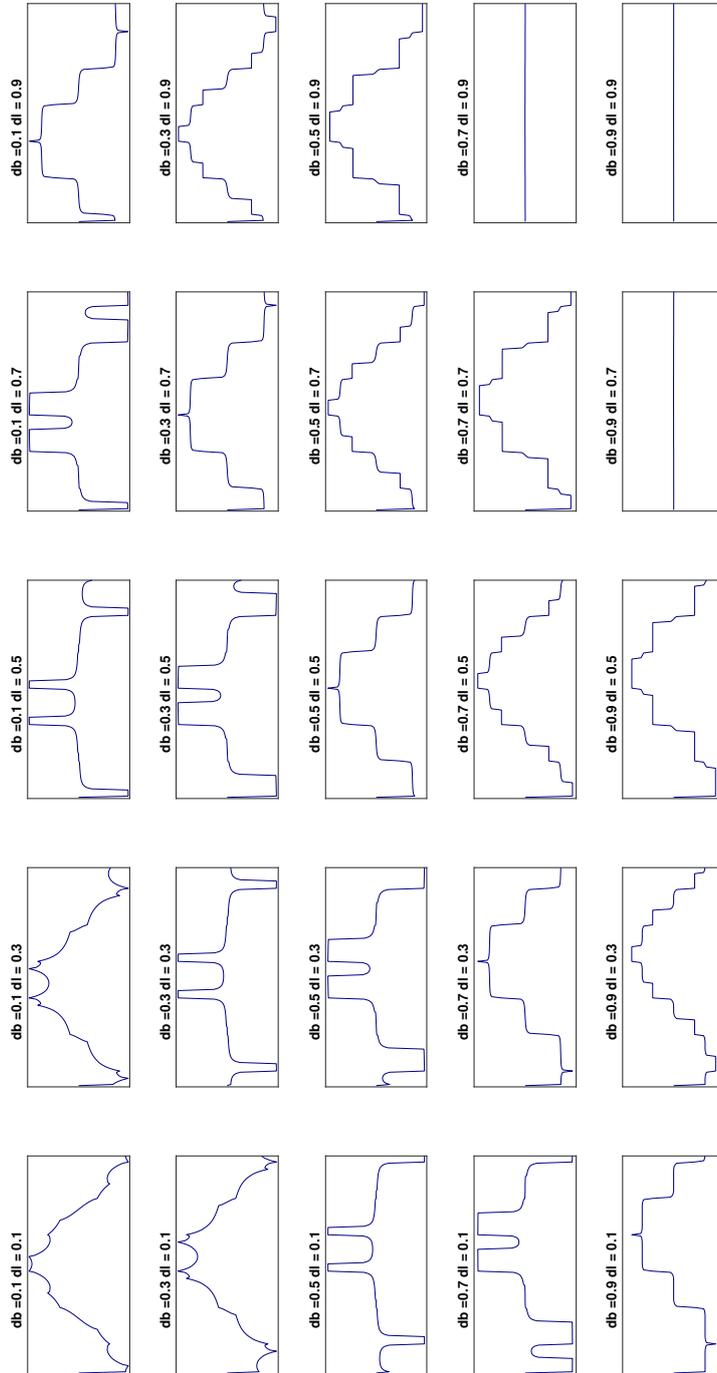


FIGURE 3.54 – Variation paramétrique de  $\Theta_{ball}$  et  $\Theta_{lame}$  en commutation résistive.

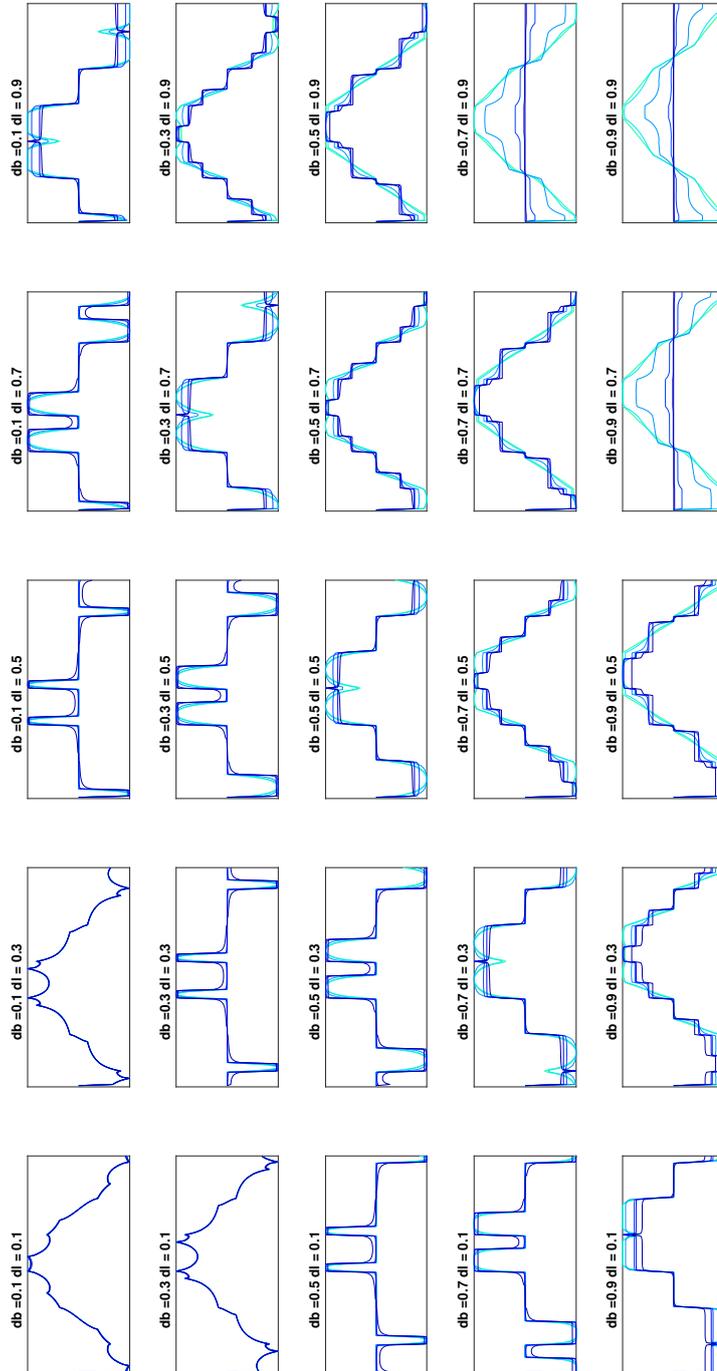


FIGURE 3.55 – Variation paramétrique de  $\Theta_{balai}$ ,  $\Theta_{lame}$  et du rapport des résistances  $\gamma_r$ .

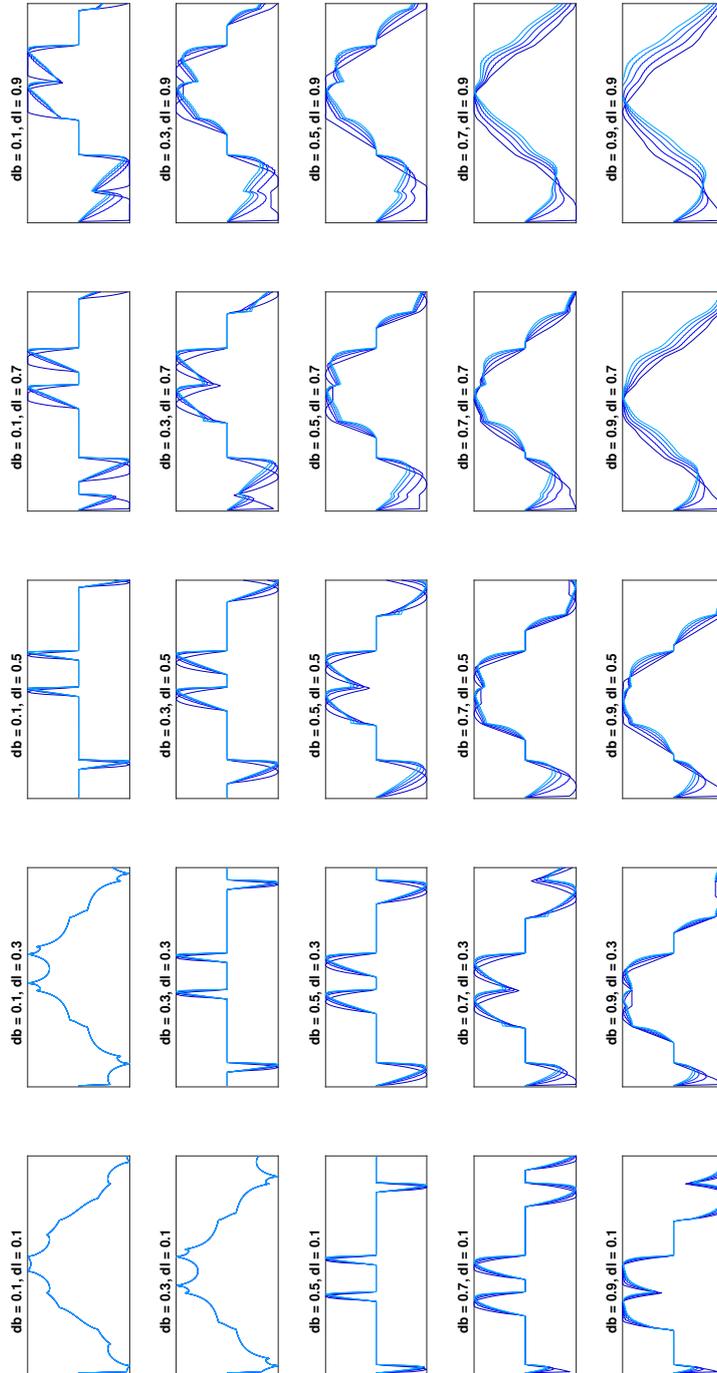


FIGURE 3.56 – Variation paramétrique de  $\Theta_{balai}$ ,  $\Theta_{lame}$  et de la vitesse  $\Omega$  pour un rapport des résistances  $\gamma_r$  constant.



## Chapitre 4

# Applications industrielles pour traction automobile

### Sommaire

---

<b>Introduction</b>	<b>108</b>
<b>4.1 Présentation du système industriel</b>	<b>108</b>
4.1.1 Description du système étudié	108
4.1.2 Cahier des charges	109
4.1.3 Processus d'optimisation	110
<b>4.2 Possibilité d'une machine à effet Vernier</b>	<b>111</b>
4.2.1 Théorie de l'effet de moiré	112
4.2.2 Application aux machines à commutateur mécanique	114
4.2.3 Comparaison couplage polaire et couplage dentaire	114
4.2.4 Conclusion	116
<b>4.3 Structures de machine et paramétrisation du problème d'optimisation</b>	<b>117</b>
4.3.1 Phase de pré-conception	117
4.3.2 Topologie du rotor	118
4.3.3 Catégorie de bobinage	119
4.3.3.1 Bobinage réparti à pas diamétral	119
4.3.3.2 Bobinage fractionnaire sur dents	120
4.3.4 Topologies de stator	120
4.3.4.1 Conversion d'énergie par réluctance variable	121
4.3.4.2 Utilisation d'aimants permanents	124
4.3.5 Résultats du processus d'optimisation	125
4.3.6 Mise en place d'une machine à pôles bobinés	129
<b>4.4 Validations expérimentales, analyse et perspectives</b>	<b>134</b>
4.4.1 Essais sur maquettes	134
4.4.2 Regard sur le cahier des charges	137
4.4.3 Compromis performances - comportement	138
4.4.4 Perspectives	139
<b>4.5 Conclusion</b>	<b>140</b>

---

## Introduction

Dans ce chapitre, nous allons aborder le dimensionnement industriel d'une machine originale pour traction automobile. Dans le but d'électrifier de petits véhicules urbains pour désengorger les métropoles, Valeo met l'accent sur le *re-use* et le *low-cost*. Étant donné leur savoir-faire dans les démarreurs électriques avec les lignes de productions adaptées, il est logique de s'inspirer des MCC dans un contexte de *re-use*. La difficulté réside dans l'adaptation de ces moteurs à un cahier des charges de traction automobile. Dans les chapitres précédents, des méthodes ont été développées afin de pouvoir optimiser des machines à commutateur mécanique. En effet, les formulations faibles sont parfaitement adaptées à cette classe de problème puisqu'elles permettent la prise en compte des effets inductifs de la machine. De plus, la méthode de projection hybride rend possible simplement l'inclusion du commutateur tournant dans le modèle éléments finis. Ce dernier sera utilisé comme boîte noire dans un processus d'optimisation dont les résultats seront confrontés au cahier des charges industriel.

Nous nous attacherons dans un premier temps à présenter le système industriel de traction ainsi que le cahier des charges donné par Valeo. Le processus d'optimisation sera explicité directement à la suite. Nous aborderons, dans un second temps, l'effet Vernier qui a été appliqué aux premières topologies de machines proposées par Valeo. Nous tenterons d'évaluer l'intérêt de cet effet dans le cadre industriel présent. Suite à cela, les différentes structures de stator et de rotor ainsi que leur paramétrisation pour l'optimisation seront présentées. Les résultats permettront de positionner les machines par rapport au cahier des charges et un processus de validation sera effectué sur la (ou les) machine(s) sélectionnée(s). Enfin, nous terminerons par une analyse critique portant à la fois sur le cahier des charges industriel mais également sur les choix des topologies et le processus de dimensionnement.

## 4.1 Présentation du système industriel

### 4.1.1 Description du système étudié

Le système de traction pour véhicules urbains sera composé d'une batterie, d'un hacheur quatre quadrants avec résistance de roue libre et de la machine autopilotée. La chaîne de traction est schématisée sur la FIGURE 4.1.

La première partie du système regroupe ce qu'il y a en amont de la machine à savoir la batterie ainsi que le hacheur. Ces deux éléments seront modélisés par une source de tension continue et parfaite dans nos modèles. On ne considère donc que la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur en négligeant le contenu harmonique ainsi que son rendement. En aval du système, il y a deux possibilités :

- une attaque directe sans réducteur qui implique une machine lente à fort couple ;
- la mise en place d'un réducteur mécanique qui permet le dimensionnement d'une machine rapide mais qui inclut un élément supplémentaire dans le système.

La première possibilité correspondant à une machine lente à fort couple pour de l'attaque directe a donné lieu à un premier cahier des charges qui sera traité par Dominique Giraud dans le cadre de sa thèse. Seule la seconde possibilité qui donne lieu à un cahier des charges d'une machine rapide avec réducteur mécanique sera donc étudiée ici.

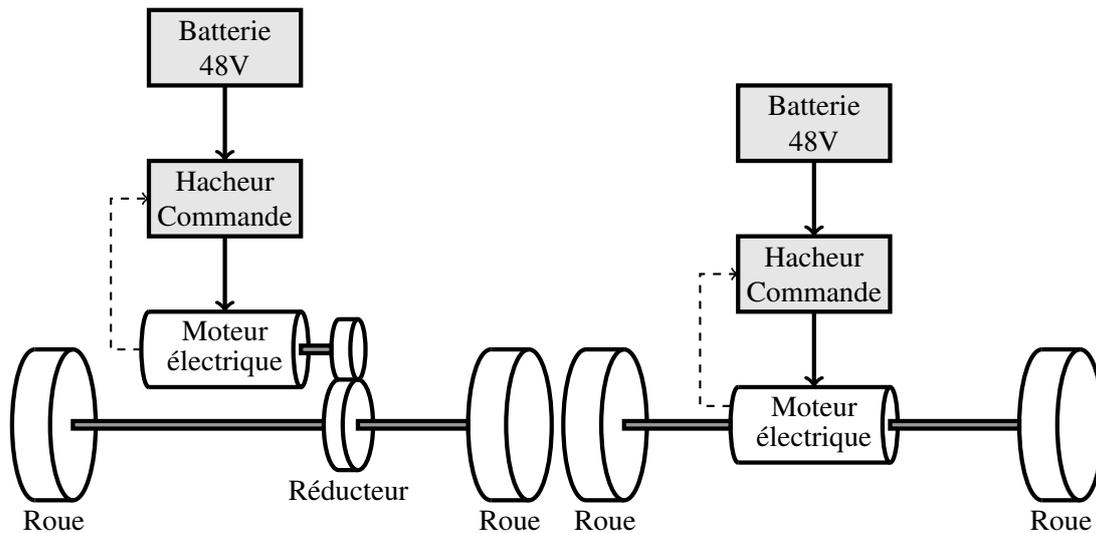


FIGURE 4.1 – Chaîne de traction avec réducteur (gauche) et en attaque directe (droite)

#### 4.1.2 Cahier des charges

Dans la gamme Valeo, il existe à l'heure actuelle une machine synchrone à aimants permanents à contrôle vectoriel destinée à réaliser la fonction de traction avec réducteur. Afin de positionner notre machine *low-cost*, il a été décidé d'adopter sensiblement le même cahier des charges présenté en TABLE 4.1. Deux régimes de fonctionnement sont présents dans le cahier des charges. On distingue un mode de fonctionnement permanent ainsi qu'un mode « pic » correspondant à un régime transitoire voire impulsif de performances élevées.

Diamètre extérieur (mm)	144
Longueur utile (mm)	44
Puissance pic (W)	3 000
Couple bloqué pic (N.m)	30
Couple de coin pic (N.m)	30
Puissance permanent (W)	1 900
Couple bloqué permanent (N.m)	20
Couple de coin permanent (N.m)	20
Vitesse de coin ( $\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}$ )	950
Vitesse max ( $\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}$ )	5 000
Ondulations de couple crête-crête (%)	20

TABLE 4.1 – Cahier des charges pour machine de traction

Ce cahier permet d'obtenir les caractéristiques que nos machines doivent tenir et dont les gabarits sont présentés sur la FIGURE 4.2.

Trois points de fonctionnement sont critiques dans le dimensionnement :

- le point à vitesse nulle et couple maximal ;

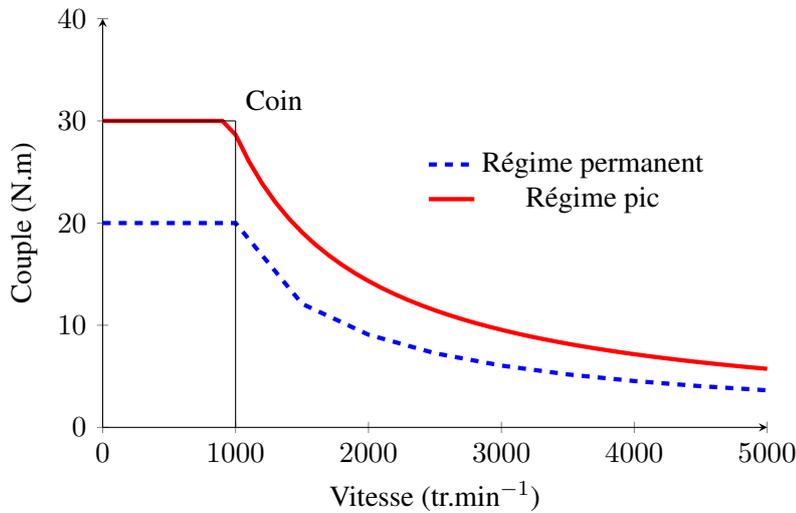


FIGURE 4.2 – Caractéristiques du cahier des charges

- le point de coin à couple maximal ;
- le point à vitesse maximale.

Ces caractéristiques proviennent directement du cahier des charges d'une machine à attaque directe. En effet, l'application scooter ou véhicule monoplace  $50 \text{ km}\cdot\text{h}^{-1}$  maximum implique pour un diamètre de roue de 10 pouces une vitesse de rotation sur l'arbre d'environ  $1000 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$ . Le couple est quant à lui défini par Valeo selon des normes internes à environ  $200 \text{ N}\cdot\text{m}$  de couple bloqué pic et  $130 \text{ N}\cdot\text{m}$  de couple bloqué permanent. En choisissant un réducteur de rapport 6, on retrouve bien le cahier des charges de la TABLE 4.1. Compte-tenu de l'aspect *low-cost* de la machine, les aimants permanents autres que les aimants ferrites seront exclus. De plus, une demande de l'entreprise est de limiter le nombre de lames présentes sur le collecteur pour ne pas s'éloigner des lignes de production actuelles. Les éléments constitutifs du hacheur donnent une limite en courant source fixée à  $300 \text{ A}$ . Ce dernier élément nous pousse à considérer le couplage étoile des phases plutôt que le couplage triangle car pour un courant source  $I_{s,max}$  nous disposerons de  $I_{s,max}$  par phase en étoile et de  $\frac{I_{s,max}}{2}$  en triangle pour une alimentation triphasée. Il est évident que pour la réflexion duale sur les tensions, le couplage triangle nous permettrait de monter plus haut en vitesse. Enfin, nous pouvons nous rendre compte qu'il n'est pas question de rendement dans le cahier de charges. Il s'agit pourtant d'une des grandeurs les plus importantes en application traction puisqu'il est en lien direct avec l'autonomie du véhicule et une attention toute particulière y sera apportée.

### 4.1.3 Processus d'optimisation

Pour satisfaire le cahier des charges de traction, le but est donc d'optimiser des MCC triphasées en couplage étoile. Dans un premier temps, il est impossible de déterminer si les machines répondront au cahier des charges, il faudra donc procéder à une maximisation des performances massique ou volumique afin de positionner les machines entre elles. Le dimensionnement se fera exclusivement sur l'ensemble commutateur mécanique - machine qui seront optimisés si-

multanément en prenant en compte la dynamique électrique selon le système (S1) composé des formulations (2.16), (2.17) et (2.18).

Un premier processus d'optimisation avec une formulation statique permettra de vérifier que les machines développent bien le couple maximal sans quoi les processus d'optimisation dynamique seraient inutiles. Cette première optimisation est présentée en (4.1).

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{X \in \mathbb{R}^n} (-\Gamma_{moteur}) \text{ sous } \left\{ \begin{array}{l} c_1 = \mathbf{J}_{\text{eff}}(X) - 50 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \leq 0 \\ c_2 = I_{s,max}(X) - 300 \text{ A} \leq 0 \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Les contraintes, définies par l'industriel, correspondent au courant maximal admissible dans les MOSFET et à la densité de courant maximale admissible en fonctionnement impulsionnel. Les machines qui développeront un couple suffisant à la suite du premier processus seront optimisées en dynamique. Cette étape est présentée en (4.2). Ce processus contiendra deux points de fonctionnement résolus successivement pour la vitesse de coin et pour la vitesse maximale.

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{X \in \mathbb{R}^n} (\max(\Delta\Gamma(X)|_{\Omega_{coin}}, \Delta\Gamma(X)|_{\Omega_{max}})) \\ \text{sous } \left\{ \begin{array}{l} c_1 = 30 - \Gamma(X)|_{\Omega_{coin}} \leq 0 \\ c_2 = 0 - \Gamma(X)|_{\Omega_{max}} \leq 0 \\ c_3 = \max(\mathbf{J}_{\text{eff}}(X)|_{\Omega_{coin}}, \mathbf{J}_{\text{eff}}(X)|_{\Omega_{max}}) - 50 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \leq 0 \\ c_4 = \max(I_{s,max}(X)|_{\Omega_{coin}}, I_{s,max}(X)|_{\Omega_{max}}) - 300 \text{ A} \leq 0 \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (4.2)$$

Les contraintes sont définies en tant que barrières progressives et extrêmes dans NOMAD ce qui signifie que pour chaque optimisation, nous obtiendrons le meilleur résultat respectant les contraintes (solution réalisable) ainsi que le meilleur résultat avec le minimum de violation des contraintes (solution acceptable). Cela permet de remettre en question certaines contraintes lorsque leur violation libère vraiment le problème d'optimisation mais également de choisir une solution acceptable lorsque le processus ne donne aucune solution réalisable.

Les optimisations en dynamique nécessitant un temps de calcul relativement important, un travail sur l'accélération de la convergence a été effectuée en amont. En effet, lors du développement des modèles, plusieurs algorithmes de convergence ont été testés sur les résidus du potentiel vecteur. L'algorithme de Newton-Raphson implanté dans le solveur GetDP s'avère être le plus rapide à assurer une convergence sur les résidus du potentiel vecteur à  $10^{-6}$  près. Une première étape consiste à vérifier la stabilité des modèles par une convergence sur les résidus à  $10^{-6}$  près puis en s'appuyant sur l'étude présente dans [Dev17], il a été décidé d'accélérer la résolution en convergeant sur le couple électromagnétique à  $10^{-3}$  près. Cela a pour conséquence de diviser le temps de calcul par 2 voire 3 pour chaque point en non-linéaire malgré une perte d'informations certaine sur les grandeurs locales. Le processus d'optimisation portant sur des grandeurs globales, la vérification de la convergence sur les résidus du potentiel vecteur à  $10^{-6}$  près se fera *a posteriori* pour chaque machine optimisée.

## 4.2 Possibilité d'une machine à effet Vernier

Dans un premier temps, Valeo envisageait une machine de traction en attaque directe, autrement dit, une machine lente à fort couple afin de se passer d'un réducteur mécanique. Ce dernier peut, en effet, être problématique car comme tout système il est assujéti à un rendement,

à une durée de vie ainsi qu'à des possibilités de défaillance. Dans la littérature, il existe différentes techniques pour se passer de réducteur mécanique [Gou11] [Bid19], une des plus utilisées à l'heure actuelle est l'effet Vernier [Tai02]. Cette thèse portant sur le dimensionnement d'une machine rapide avec réducteur mécanique, l'effet Vernier peut présenter un intérêt pour réduire le rapport de réduction du réducteur mécanique.

#### 4.2.1 Théorie de l'effet de moiré

L'effet de moiré est un phénomène d'interférences spatiales entre deux réseaux dont une présentation détaillée se trouve en annexe B. En électromagnétisme, on parle de rapport de réduction Vernier  $G$ , mais le principe reste identique [Lee63]. En effet, la coïncidence des deux réseaux équivaut à l'interaction des perméances de denture ou plus généralement à l'interaction champ inducteur – denture. En nommant  $\Delta_1$  le pas du réseau 1,  $\Delta_2$  le pas du second réseau et  $\delta_p$  leur différence, alors un déplacement de  $\delta_p$  du rotor implique un déplacement de cette interaction de  $\Delta_1$  que l'on peut illustrer sur la FIGURE 4.3 grâce à des aimants [Kim14a].

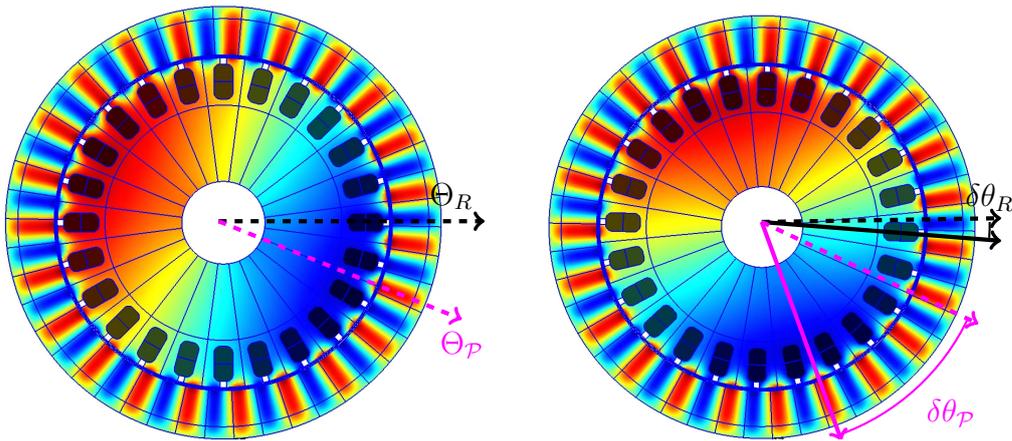


FIGURE 4.3 – Image du déplacement  $\delta\theta_p$  de la référence de l'interaction champ inducteur – denture  $\Theta_p$  (violet) par la norme de la composante axiale du potentiel vecteur magnétique pour un faible déplacement  $\delta\theta_R$  de l'axe de référence rotorique  $\theta_R$  (noir)

À partir de (B.3) et de (B.5), on retrouve la relation bien connue (4.3).

$$\frac{N_1}{n_p} = \frac{N_2}{N_1 - N_2} \Leftrightarrow n_p = N_1 - N_2 \quad (4.3)$$

Avec  $N_1$  et  $N_2$  respectivement le nombre de raies des réseau 1 et 2 et  $n_p$  la polarité de l'interférence. Une denture de machine ou une induction normale crée une onde plus ou moins trapèze décomposable en série de Fourier [Muk74]. L'approche au fondamental permet d'obtenir des résultats plus explicites. Les ondes de perméance au fondamental sont définies respectivement par les fonctions  $f_1$  et  $f_2$  représentées sur la FIGURE 4.5.

$$f_1(\theta) = a_0 + \frac{2}{\pi} \sin(N_1\theta)$$

$$f_2(\theta) = b_0 + \frac{2}{\pi} \sin(N_2\theta)$$

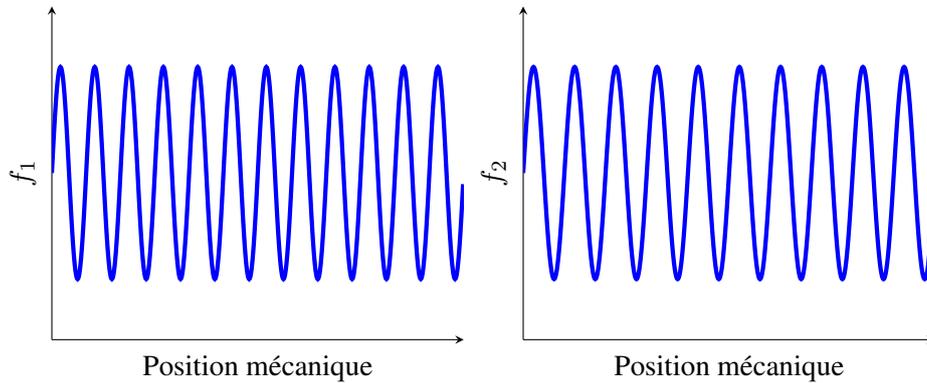


FIGURE 4.4 – Fondamental

Le résultat de la multiplication de ces ondes dans l'entrefer est présenté en (4.4).

$$f_1(\theta)f_2(\theta) = a_0 \cdot b_0 + \frac{2}{\pi} [b_0 \sin(N_1\theta) + a_0 \sin(N_2\theta)] + \frac{2}{\pi^2} [\cos((N_1 - N_2)\theta) - \cos((N_1 + N_2)\theta)] \quad (4.4)$$

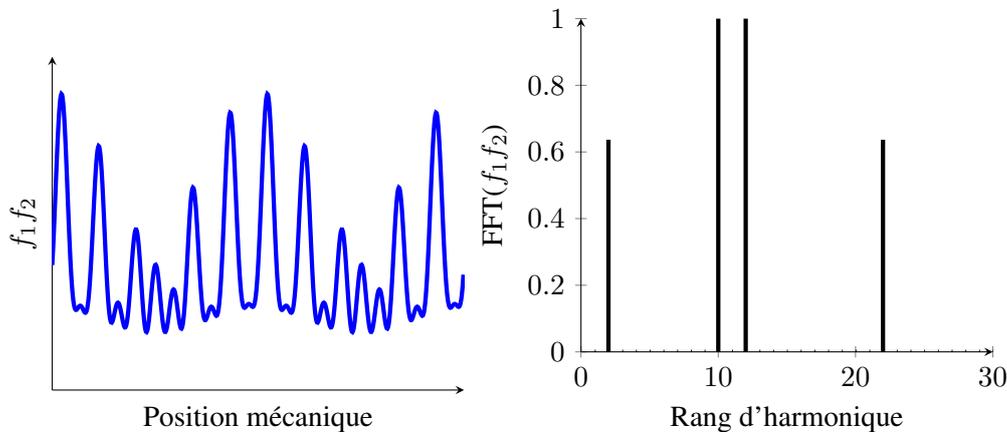


FIGURE 4.5 – Fondamental

Aux harmoniques statorique, *e.g.*  $N_1 = 12$ , et rotorique, *e.g.*  $N_2 = 10$ , se superposent les harmoniques dits Vernier qui se situent aux rangs  $N_1 - N_2 = 2$  et  $N_1 + N_2 = 22$ . L'équation (4.4) montre que cette dernière onde tourne dans le sens opposé. De plus, en supposant une valeur moyenne de perméance de 0,5 H, le rapport des amplitudes Vernier sur polaire vaut environ 63%. En considérant des dents droites (ou trapèzes) le contenu harmonique s'enrichit fortement mais ne change pas les conclusions précédentes d'un point de vue qualitatif.

Considérons pour finir, un exemple de machine synchrone à aimants permanents à deux paires de pôles (4 aimants) et 12 encoches statoriques. Cette machine est alimentée avec une pulsation d'induit  $\omega$  et la vitesse de son rotor sera  $\Omega = \frac{\omega}{p}$ . Appliquons désormais la théorie de l'effet Vernier en démultipliant le nombre d'aimants pour passer de 4 à 20 aimants soit 10 paires de pôles rotoriques. Le nombre de paires de pôles à l'induit vaut  $p = 2$  selon l'équation (4.3) et le

rapport Vernier  $G = 5$  selon l'équation (B.6). Ce dernier représente la différence de déplacement entre le champ et le rotor, l'application de l'effet Vernier s'accompagne donc d'une diminution de vitesse par  $\Omega = \frac{\omega}{pG}$ . Le facteur  $G$  peut être vu comme un facteur permettant la démultiplication des pôles apparents. Le produit  $p' = pG$  est perçu comme une polarité apparente par la machine et sera nommé la transpolarité dans les paragraphes suivants. L'effet Vernier permet généralement d'obtenir une machine lente à fort couple en fonctionnement synchrone [Mat11].

#### 4.2.2 Application aux machines à commutateur mécanique

La conclusion du paragraphe précédent permet de mettre en évidence les avantages de l'effet Vernier pour une machine de traction. Cela justifie de s'intéresser à ce phénomène dans le cadre de l'adaptation de la MCC à un cahier des charges de traction. En résumé, l'effet Vernier provoque le déplacement rapide de l'interaction champ inducteur – denture dans le sens de déplacement du rotor. Cela semble donc incompatible avec le principe de fonctionnement d'une MCC dans lequel les pôles induits sont spatialement fixe à cause de l'inducteur fixe également. Afin de rendre compatible cet effet au commutateur mécanique, il est nécessaire de s'assurer que le champ induit de la machine suit bien l'interaction du champ inducteur par la denture rotorique. La MCC, via le collecteur, permet de garder  $h_t$  en phase avec  $b_n$  (inducteur fixe au stator). Or, ici, l'effet de moiré impacte  $b_n$ , par l'interaction de la denture, de manière à le rendre tournant « rapidement » dans le sens rotorique et non plus fixe dans l'espace. Autrement dit, un déplacement  $\Delta\theta$  du rotor doit engendrer un déplacement de  $G\Delta\theta$  du champ induit. Cela revient donc à injecter une pulsation  $pG$  fois plus rapide que le déplacement. La relation donnant le nombre de lames d'une MCC en bobinage réparti et couplage étoile a été donnée en (3.15). Le rapport Vernier modifie la polarité apparente. Il suffit alors d'adapter (3.15) pour obtenir (4.5).

$$N_{lame} = p' N_{ph} = pG N_{ph} \quad (4.5)$$

Il faut également porter une attention particulière à l'enchaînement des phases. La champ induit d'une MCC évolue usuellement dans le sens inverse de celui du rotor afin de rester fixe dans l'espace. Il faudra veiller, dans le cas de l'application de l'effet Vernier à une MCC, à ce que l'enchaînement des phases permettent le déplacement du champ induit dans le même sens que celui du rotor. Le développement du commutateur permettant l'effet de moiré a permis le développement d'un brevet d'invention [Ris20].

On peut observer sur la FIGURE 4.6, la modification structurelle d'une MCC en MCC Vernier (MCCV) à nombre de dents rotoriques constants. Le nombre de paires d'aimants a été multiplié par  $G$  et la conversion d'énergie s'accroche désormais sur l'harmonique Vernier de rang 2. À un instant fixé, la répartition spatiale des courants d'induit n'a donc pas été modifiée, seule la fréquence d'alimentation a été augmentée d'un facteur  $G$  provoquant la rotation spatiale du champ plus rapidement que la rotation mécanique du rotor. La modification structurelle va ainsi permettre au champ induit de suivre le champ inducteur moyennant une augmentation du nombre de lames sur le collecteur.

#### 4.2.3 Comparaison couplage polaire et couplage dentaire

Les deux machines présentées sur la FIGURE 4.6 vont nous permettre d'investiguer les avantages et inconvénients de l'utilisation de l'effet Vernier. La comparaison entre un couplage dit

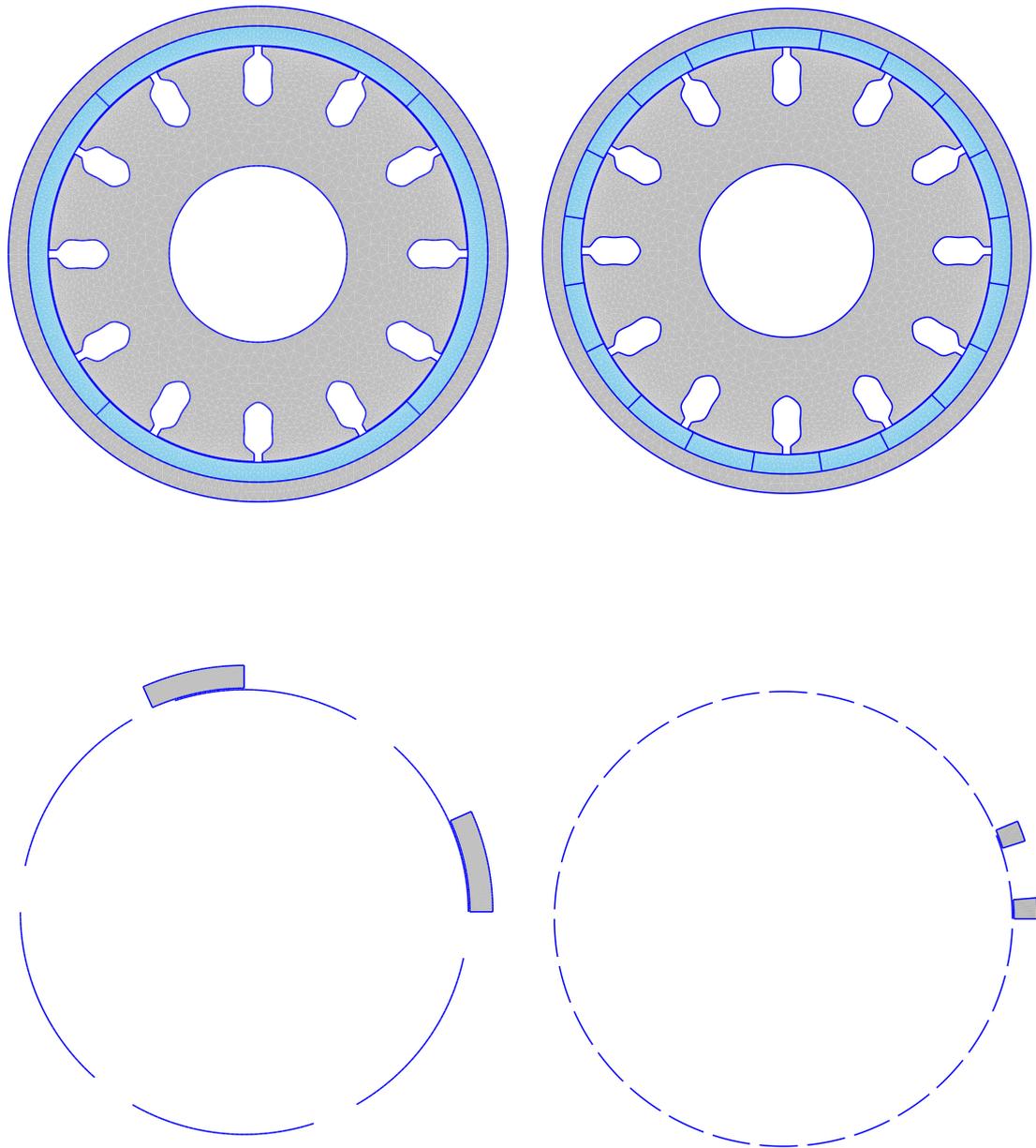


FIGURE 4.6 – Modification d’une structure classique (gauche) en structure Vernier (droite) avec représentation de leur commutateur respectif (en bas)

polaire (classique) et dentaire (Vernier) est, en général, complexe. Dans la littérature, on trouve des comparaisons [Du17] qui mettent en avant des gains en densité de couple grâce à l'effet Vernier, mais parfois réalisés *in fine* en doublant les ampères-tours machine [Ala14]. Dans ce paragraphe, nous nous attacherons à travailler à ampères-tours machine constants et géométrie constante. En réalité, uniquement deux différences sont à noter :

- le nombre de lames et la taille des balais. Ceci va provoquer une variation de résistances entre les deux modèles qui sera compensée pour conserver les ampères-tours machine ;
- la géométrie n'est pas optimisée à la base pour la polarité de la machine. La polarité de l'induit étant la même dans les deux cas, nous ferons dans un premier temps l'hypothèse de conserver les grandeurs géométriques. Cette hypothèse est la plus restrictive car si l'on optimise la machine pour sa polarité, la comparaison ne se fera nécessairement pas à géométrie identique et si l'on décide de ne pas optimiser la géométrie, comme dans notre cas, il faut avoir conscience de la présence d'un biais de confirmation.

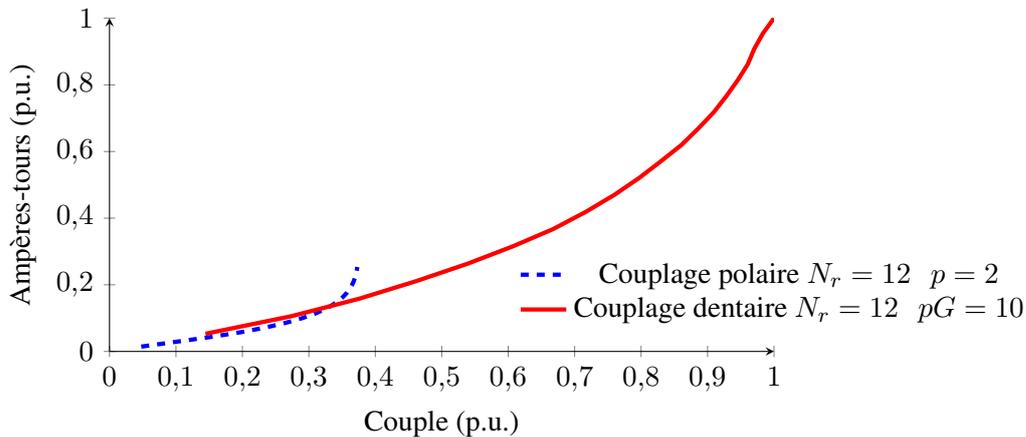


FIGURE 4.7 – Comparaison couplage polaire et dentaire à iso-géométrie

Les deux courbes présentées sur la FIGURE 4.7 permettent de constater qu'aucune amélioration n'est visible pour les faibles couples. Néanmoins, la machine à 12 encoches et 4 pôles sature bien plus rapidement et cela met en défaut l'hypothèse précédente. En effet, la transpolarité Vernier permet d'obtenir une polarité apparente de  $p' = 10$  par le couplage dentaire. Il semble donc judicieux de comparer non pas à rotor identique mais à polarité apparente identique pour s'affranchir de la géométrie non optimisée. La machine Vernier 12 encoches et 10 paires d'aimants doit donc être comparée à une machine 60 encoches et 10 paires d'aimants en couplage polaire à iso-ampères-tours. On peut observer cette comparaison sur la FIGURE 4.8.

Les deux types de couplage semblent donc développer sensiblement le même couple pour les mêmes ampères-tours machine à quelques variations près qui peuvent s'expliquer par une saturation différente.

#### 4.2.4 Conclusion

En résumé, la transpolarité permet d'augmenter la polarité apparente de la machine synchrone provoquant son ralentissement à pulsation d'alimentation constante. Une machine syn-

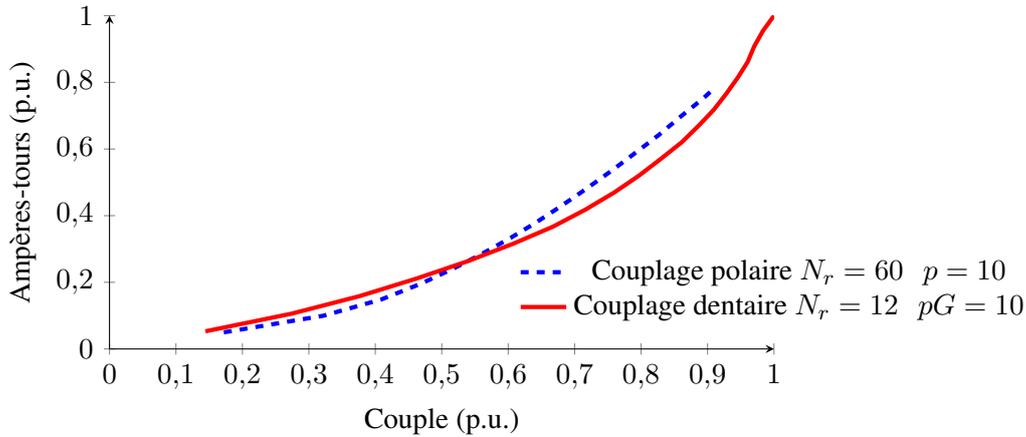


FIGURE 4.8 – Comparaison couplage polaire et dentaire à iso-polarité apparente

chrone et son équivalent Vernier sur lesquelles nous égaliserions la polarité à la transpolarité devraient se comporter sensiblement de la même manière, la seule différence serait le nombre d'encoches. Ce dernier étant moins élevé par application de l'effet Vernier, à ampères-tours machine équivalent, il faudra plus d'ampères-tours encoches en effet Vernier dans un rapport  $\frac{N_{enc,polaire}}{N_{enc,Vernier}}$  pour conserver les mêmes performances. Pour les MCC, la vitesse n'est pas fonction de la fréquence mais plutôt du niveau de tension DC et de la cinématique. La transpolarité aura pour conséquence de pouvoir monter en polarité apparente donc en fréquence des courants d'induits mais n'aura vraisemblablement aucun impact ni sur la vitesse ni sur le couple pour une géométrie optimisée. La montée en fréquence risque potentiellement de provoquer une augmentation des pertes de la machine. En effet, pour une transpolarité  $p'$  de 10 et une machine tournant à  $3000 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$ , le fondamental des courants dans l'induit atteindra 500 Hz. La montée en polarité apparente est rapide puisqu'il est possible de montrer qu'avec un bobinage réparti à pas diamétral le facteur  $G$  est multiple de  $6k \pm 1$  avec aimants ou pôles statoriques et  $3k \pm 1$  en réluctance variable. L'application de l'effet de moiré sur une machine auto-pilotée ne semble donc pas un choix pertinent dans le cadre d'une application de traction automobile et sera écartée dans la suite du développement.

## 4.3 Structures de machine et paramétrisation du problème d'optimisation

### 4.3.1 Phase de pré-conception

La partie industrielle n'a pas imposé de structure initiale à optimiser dans le cadre de cette thèse. Une grande liberté a été permise dans l'exploration de nouvelles topologies avec, néanmoins, les aspect *low-cost* et *re-use* à la fois en objectifs et en contraintes. Ceci a limité les structures dès le départ en orientant le dimensionnement vers des directions acceptables industriellement. Les technologies initiales concernent les démarreurs renforcés, c'est pourquoi les topologies d'induits ne sont qu'une homothétie des MCC de démarreurs. Il s'agira d'induits en tôles feuilletées constitués d'une vingtaine d'encoches semi-ouvertes. Évidemment, même si

l'induit initial est proche de celui des MCC de démarreurs, il devra être paramétré pour permettre l'obtention de dent à géométrie variable. La compatibilité de la géométrie aux *process* Valeo sera vérifiée *a posteriori*. Le commutateur est également inspiré de celui des démarreurs renforcés, ainsi les balais seront constitués du même matériau mais le collecteur et sa connectique sont repensés pour correspondre aux bobinages utilisés. Enfin, l'inducteur est libre et permet d'envisager différents types de conversion d'énergie. La réluctance variable est préférée par le côté industriel pour son faible coût en matière première. Néanmoins, les aimants permanents doivent être considérés pour atteindre des couples volumiques plus importants. Enfin, la dernière possibilité consiste à mettre en place des pôles bobinés, dont la technologie est maîtrisée du côté industriel, pour pouvoir défluxer la machine et atteindre des vitesses plus importantes. En somme, de nombreux modèles ont dû être développés afin d'explorer un domaine de structures envisagées important. Dans la suite de cette partie, nous nous attacherons à présenter les structures que nous avons retenues et leur paramétrisation pour le problème de dimensionnement.

### 4.3.2 Topologie du rotor

Le rotor initial est modélisé à partir du *re-use* des technologies démarreurs et des *process* de bobinages. Le rotor envisagé, présenté sur la FIGURE 4.9, est donc un rotor à encoches semi-ouvertes inspiré du rotor du modèle ESW20 présenté dans [Baz17]. Cette topologie générique de rotor sera identique pour toutes les structures. L'ouverture des isthmes permet de réduire les ondulations et de maintenir le bobinage en place soumis à la force de centrifugation. Néanmoins, ce rotor ne semble pas spécialement adapté à une conversion d'énergie par réluctance variable. C'est pourquoi il a fallu, par une paramétrisation judicieuse, le laisser libre d'évoluer vers des géométries diverses.

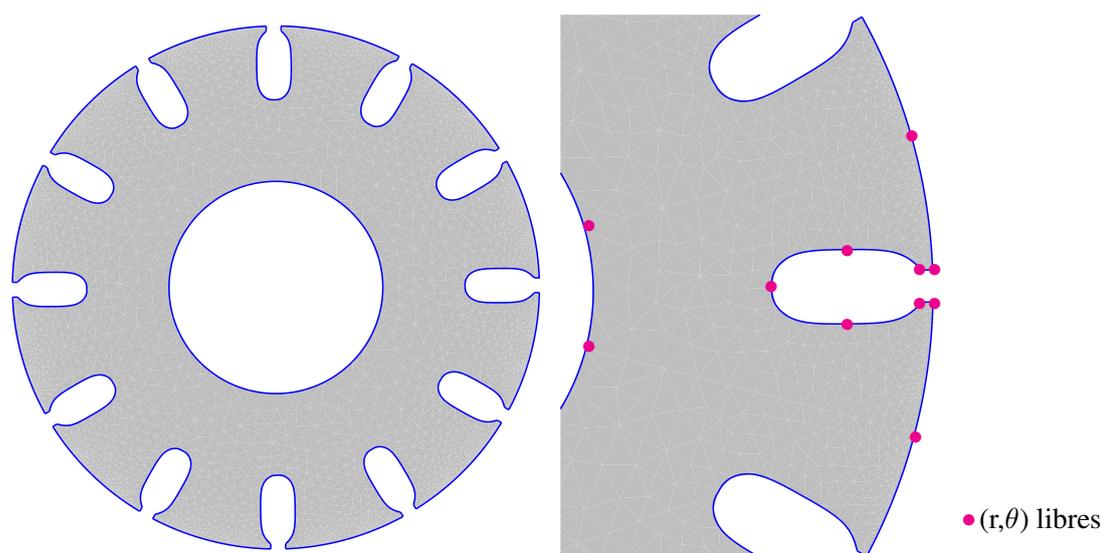


FIGURE 4.9 – Présentation du stator et paramétrisation

Le rotor est construit par duplication puis rotation d'une encoche, ce qui interdit de considé-

rer les machines non symétriques. Une encoche est construite à l'aide de 11 points géométriques à deux degrés de liberté comme on peut le voir sur la FIGURE 4.9. Le paramétrage ainsi que les bornes supérieures et inférieures sont optimisés. D'un point de vue industriel, le coût *process* est limité par le *re-use* et par les bornes de l'optimisation permettant dans tous les cas d'adapter le *process* de bobinage utilisé au sein de Valeo, sauf si la forme de l'encoche venait à être profondément modifiée.

### 4.3.3 Catégorie de bobinage

Le chapitre précédent nous permettait de conclure quant à l'utilisation d'un bobinage triphasé en couplage étoile. Cette association maximise le courant disponible dans une phase et minimise le nombre de lames présentes sur le collecteur. Néanmoins, la montée en vitesse sera limitée par le niveau de tension disponible sur chaque phase. Pour chaque simulation, la résolution électrocinétique couplée au circuit électrique permet d'obtenir une densité de courant équivalente reliée à la densité de courant sur fil par le coefficient de remplissage de l'encoche  $K_r$ . De la même manière, nous négligerons les effets fréquentiels pour considérer un conducteur massif dont la surface sera divisée par le nombre de spires et multiplié par le coefficient de remplissage afin d'obtenir la section de fil. L'épaisseur d'isolant sera ainsi occultée. Il a été décidé de la prendre en compte en réduisant le coefficient de remplissage de sa valeur réelle 0,55 selon le *process* Valeo à 0,5 ce qui revient à considérer que l'isolant occupe 5% de la surface totale de l'encoche. Sur la topologie générique d'induit, deux bobinages sont envisageables industriellement le bobinage réparti et le bobinage fractionnaire.

#### 4.3.3.1 Bobinage réparti à pas diamétral

Le premier bobinage à être considéré est le bobinage réparti. Il a déjà été présenté dans le chapitre précédent. Il consiste à choisir un pas de bobinage entre l'aller et le retour égal au pas polaire. Il s'agit d'un bobinage classique avec un enchaînement des phases : A,-C,B,-A,C,-B sous une paire de pôles soit 6 encoches. Il est représenté sur la FIGURE 4.10.

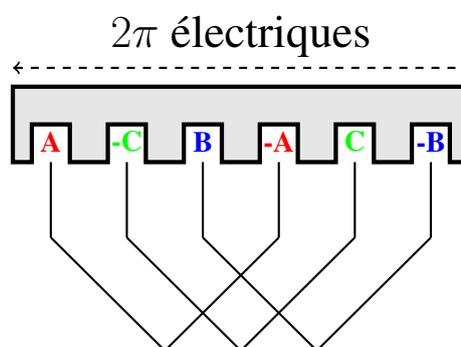


FIGURE 4.10 – Schéma de bobinage diamétral à 6 encoches

Le nombre d'encoches par pôle et par phase restera unitaire pour toutes les simulations à bobinage réparti. Nous ne considérerons donc que des bobinages monocouches pour des raisons de simplifications étant donné le nombre important de topologies à explorer.

#### 4.3.3.2 Bobinage fractionnaire sur dents

Le bobinage fractionnaire est largement utilisé dans de nombreux domaines particulièrement pour sa capacité à réduire fortement les ondulations de couple. Ce bobinage consiste en un nombre d'encoches par pôle et par phase non entier. Il permet d'obtenir un grand nombre de pôles avec peu d'encoches. Néanmoins, il présente l'inconvénient d'un contenu harmonique riche avec de possibles sous-harmoniques. Son intérêt réside dans l'asymétrie géométrique, résultante de la décorrélation des pôles, des phases, et des encoches, qui permet dans certains cas de lisser les ondulations de couple. En terme de champ, ce bobinage crée un champ induit d'une polarité spatiale  $p$  par une répartition différente des phases dans les encoches. En d'autres termes, pour une machine synchrone de 10 pôles, le bobinage fractionnaire permet l'implantation de trois phases dont la répartition dans 12 encoches résulte en une répartition spatiale de  $p$  paires de pôles du champ induit. Cependant, la combinaison  $[N_{enc} ; p ; N_{phase}]$  doit être réalisable. Les règles de bobinages restent rudimentaires et sont explicitées dans [As113]. Le site internet [eme19] est très bien construit et permet d'avoir une idée des caractéristiques et des performances d'un grand nombre de combinaisons pour machines triphasées. Nous choisirons pour les prochaines simulations un bobinage fractionnaire sur dents comportant deux phases par encoche tel que représenté sur la FIGURE 4.11 pour une machine 12 encoches 10 pôles.

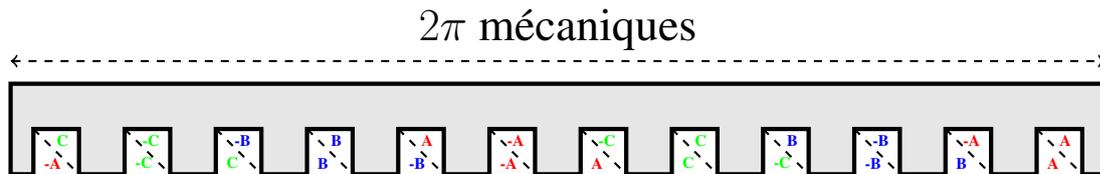


FIGURE 4.11 – Schéma de bobinage fractionnaire 12 encoches et 10 pôles

Ce type de bobinage semble analogue à un effet de moiré dans le sens où ce dernier permet également l'implantation d'une machine à faible nombre d'encoches pour une forte polarité. Néanmoins, dans le cas de l'effet de moiré, l'augmentation de polarité est basée sur l'interaction des ondes. La pulsation des courants du bobinage réparti est adaptée à la polarité pour suivre le déplacement rapide de l'interaction. Il s'agit d'un champ à faible polarité spatiale se déplaçant rapidement. Dans le cas du bobinage fractionnaire, le flux inducteur est stationnaire. Le réarrangement des phases dans les encoches permet de simuler la présence de 10 pôles induits fixes dans l'espace et le temps. Les deux effets sont structurellement différents mais permettent de monter en polarité à rotor identique. Les deux s'accompagnent d'une perte de couple moyen et potentiellement d'une réduction des ondulations. On préférera, cependant, conserver le bobinage fractionnaire dans la suite plutôt que l'effet Vernier car l'éventail de possibilité est plus important.

#### 4.3.4 Topologies de stator

La machine est principalement contrainte par les aspects *low-cost* et *re-use*, différents stators seront modélisés pour être utilisés dans les processus d'optimisation. Pour des raisons économiques, toutes les parties ferromagnétiques douces posséderont la caractéristique  $b(h)$  du fer M800-50A.

#### 4.3.4.1 Conversion d'énergie par réluctance variable

Le plus économique est de considérer une conversion d'énergie basée sur la réluctance variable. En effet, le stator ne serait alors composé que de fer, préférentiellement en tôles feuilletées pour éviter les courants de Foucault. Une machine à réluctance variable basique est représentée sur la FIGURE 4.12. En alimentant la spire par un courant, la pièce ferromagnétique mobile cherchera à s'aligner en  $\theta = 0$  pour maximiser le passage du flux [Mai04b]. Cet alignement correspond à une position stable à couple nul. Le couple maximum correspond à un décalage de  $\theta = \frac{\pi}{4}$  radians par rapport à l'axe direct.

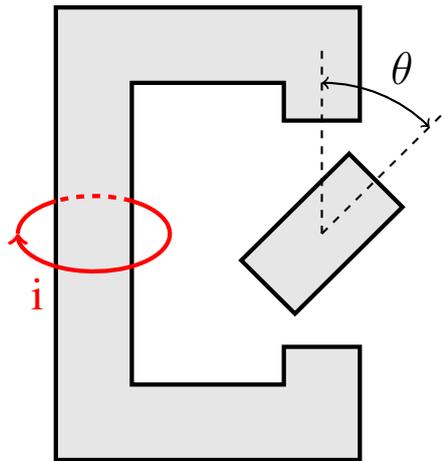


FIGURE 4.12 – Schématisation d'une machine à réluctance variable

Dans une machine à réluctance variable, la minimisation de l'énergie du système passe par le déplacement des dents rotoriques qui vont chercher à s'aligner avec les dents statoriques dans le but de minimiser le trajet du flux magnétique. En MCC, la denture est fixée au stator, le collecteur devra alors assurer une alimentation permettant d'assurer un couple maximal en décalant  $h_t$  de  $\frac{\pi}{4}$  radians électriques par rapport à l'axe direct. La conversion par réluctance variable est d'autant plus performante que l'inductance d'axe direct est forte et l'inductance d'axe en quadrature est faible. On fait souvent appel au graphe  $\varphi(i)$  pour juger qualitativement la performance d'une machine à réluctance variable (MRV). Sur le graphe de la FIGURE 4.13, l'aire de la courbe  $\varphi(i)$  est proportionnelle au couple développé par la machine. L'absence d'excitation inducteur implique un passage par le point origine, le seul moyen d'augmenter le couple réside alors dans la maximisation de la différence des inductances d'axe direct  $L_d$  et d'axe en quadrature  $L_q$ . Néanmoins, un fort déséquilibre entraînera par le fait des ondulations de couple plus importantes. Les structures présentées ci-après sont classées du plus faible au plus fort déséquilibre  $L_d - L_q$ .

#### Pôles saillants

Le premier type de stator de MRV à être considéré est un simple stator avec denture [Mai04a] présenté sur la FIGURE 4.14. La variation de perméance due à la denture permet d'induire une différence entre l'inductance de l'axe direct et l'inductance de l'axe en quadrature.

Le stator est construit par duplication puis rotation d'un pôle, ce qui interdit de considérer les machines non symétriques. Un pôle est construit par 8 points géométriques comme on peut le voir sur la FIGURE 4.14. Parmi ceux-ci, 6 points possèdent deux degrés de liberté et 2 sont

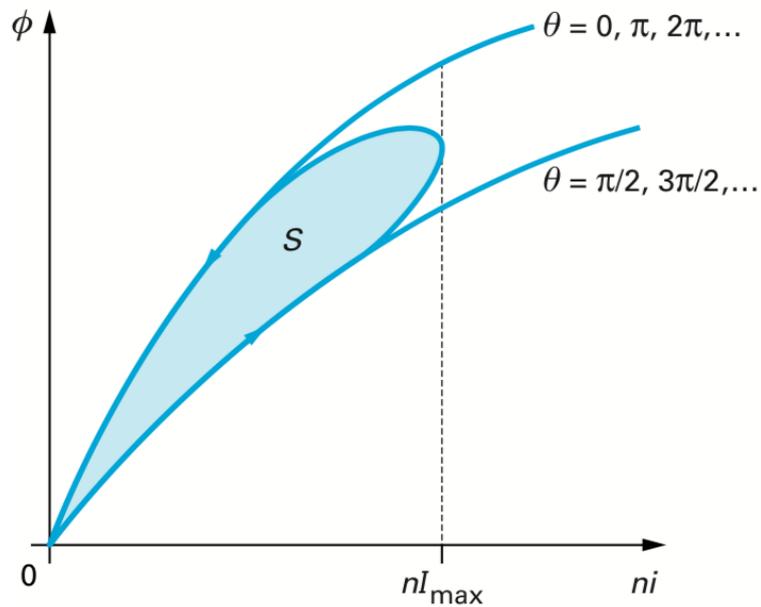


FIGURE 4.13 – Caractéristique  $\phi(i)$  pour une alimentation en sinus de courant

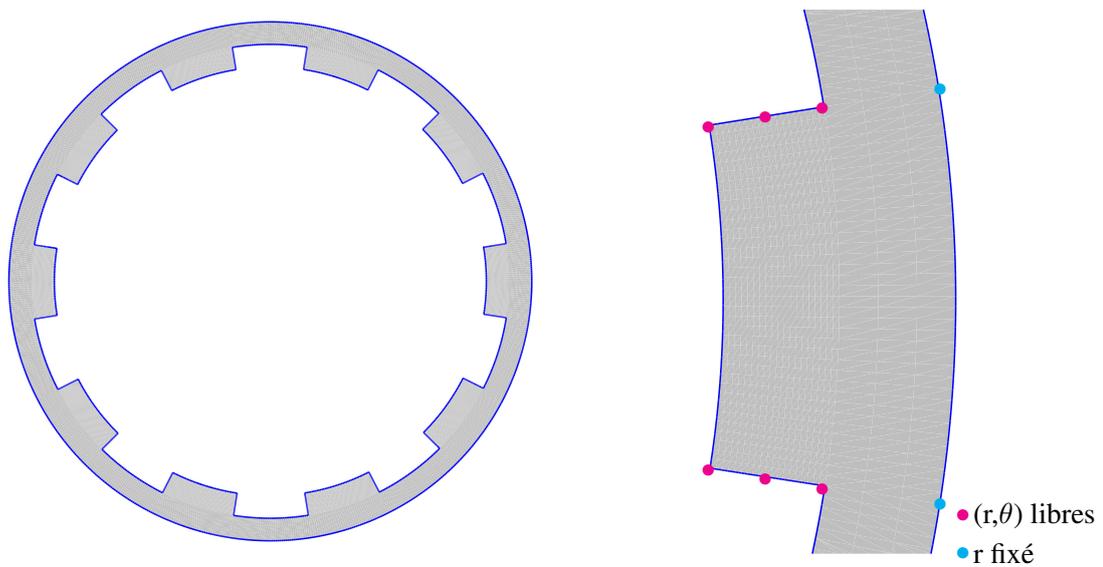


FIGURE 4.14 – Stator avec denture et paramétrisation pour l'optimisation

contraints en rayon mais orthoradialement libres pour permettre le changement de polarité. Le paramétrage est optimisé de manière à considérer uniquement des pourcentages de longueur et à supprimer la présence de variables liées. Les bornes supérieures et inférieures sont choisies afin de minimiser les erreurs de maillage et de rester géométriquement acceptable d'un point de vue industriel. Les problèmes inhérents à cette machine sont un mauvais facteur de puissance, un mauvais rendement, un couple massique peu élevé et des ondulations généralement importantes. *A contrario*, elle possède la capacité de monter relativement haut en vitesse.

### Guide de flux

Le rotor de la machine synchro-réductante à guide de flux est généralement creusé ou feuilleté dans le but de servir de guide de flux afin d'obliger ce dernier à emprunter l'axe direct [Bar15]. La transposition au stator est relativement simple comme on peut le voir sur la FIGURE 4.15, et permet de s'affranchir des ponts de tenue mécanique en vitesse. Néanmoins afin de loger les guides de flux, il a été nécessaire d'augmenter l'épaisseur du stator donc de diminuer le rayon d'alésage ce qui pourra se révéler néfaste dans l'optique d'une optimisation des performances.

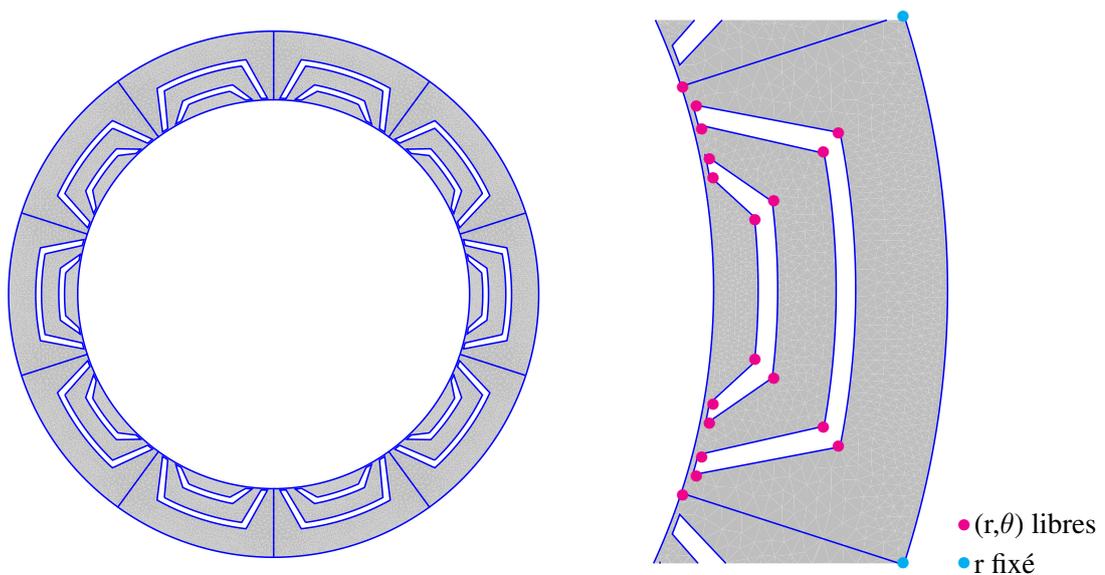


FIGURE 4.15 – Présentation du stator et paramétrisation

D'un point de vue industriel, le coût en matière première est relativement faible mais le *process* peut, quant à lui, se révéler plus complexe. Il est tout de même envisageable côté industriel de considérer des tuiles de fer à empiler ou des tôles feuilletées radialement. Cette machine possède un facteur de puissance et un rendement légèrement améliorés, un couple massique toujours aussi peu élevé et des ondulations importantes.

### Stator segmenté

Cette structure particulière a été proposée dans la thèse de Caroline Doc [Doc10]. Elle maximise la différence  $L_d - L_q$  en permettant une circulation du flux magnétique dans l'axe  $d$  et en interdisant, aux fuites près, la circulation dans l'axe  $q$ . La forte différence entre l'inductance d'axe direct et l'inductance d'axe en quadrature permet de maximiser le couple obtenu mais

aussi, inévitablement, les ondulations de ce dernier. L'inversion de la structure telle que proposée sur la FIGURE 4.16, rend indispensable la présence d'une structure mécanique externe non ferromagnétique (*e.g.* plastique) afin de faire tenir les pôles.

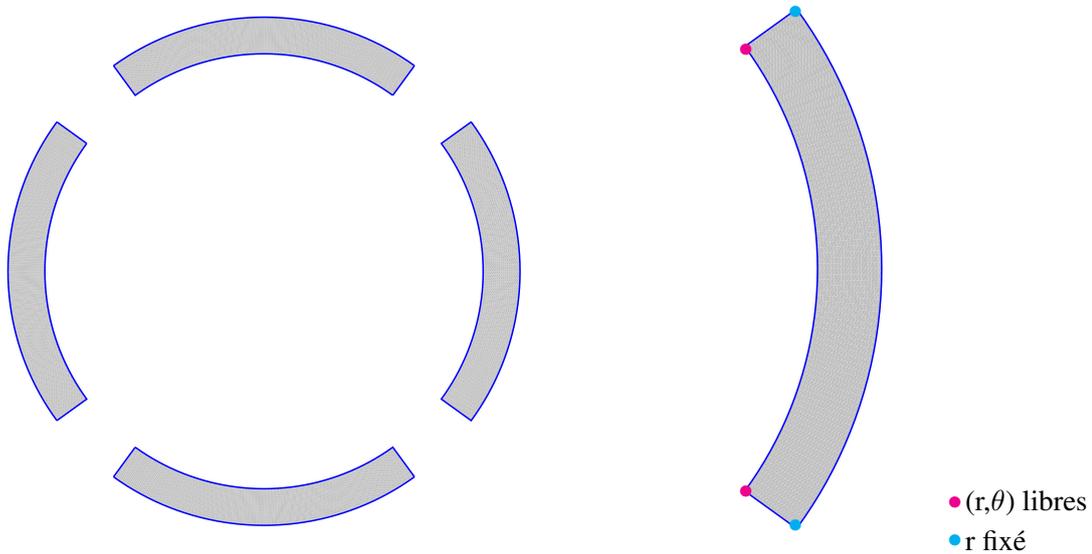


FIGURE 4.16 – Présentation du stator et paramétrisation

D'un point de vue industriel, le coût en matière première est minimum mais le *process* peut être complexe concernant les parties non ferromagnétiques assurant la rigidité mécanique. Cette machine possède un facteur de puissance, un rendement et un couple massique légèrement améliorés, mais des ondulations largement supérieures aux cas précédents.

#### 4.3.4.2 Utilisation d'aimants permanents

Les aimants permanents en ferrite représentent une alternative moins économique mais plus performante [LB15]. Un avantage de la structure inversée de la MCC est de ne pas devoir gérer les contraintes mécaniques de rotation sur les aimants. En effet, lorsque ces derniers sont placés sur le rotor, cela nécessite la mise en place de frètes dimensionnées pour la tenue en vitesse ou bien l'enterrement des aimants sous la surface du rotor [Kim14b]. L'inversion de structure permet de s'affranchir de cela moyennant de simples cales ou encore de la colle comme sur certains démarreurs.

##### Aimants segmentés en ferrite

Le *process* Valeo nous impose de nous intéresser à de simples aimants segmentés en forme de pavé comme on peut le voir sur la FIGURE 4.17. Ces aimants sont positionnés à l'aide de chanfreins puis collés à la surface du stator. Ils possèdent une induction rémanente de norme  $\|\mathbf{b}_r\| = 0,42 \text{ T}$  unidirectionnelle et non radiale. Autrement dit, en considérant l'aimant situé sur la droite de la FIGURE 4.17, celui-ci possède une aimantation suivant le vecteur  $\mathbf{e}_x$ , soit  $\mathbf{b}_r = \|\mathbf{b}_r\|\mathbf{e}_x$

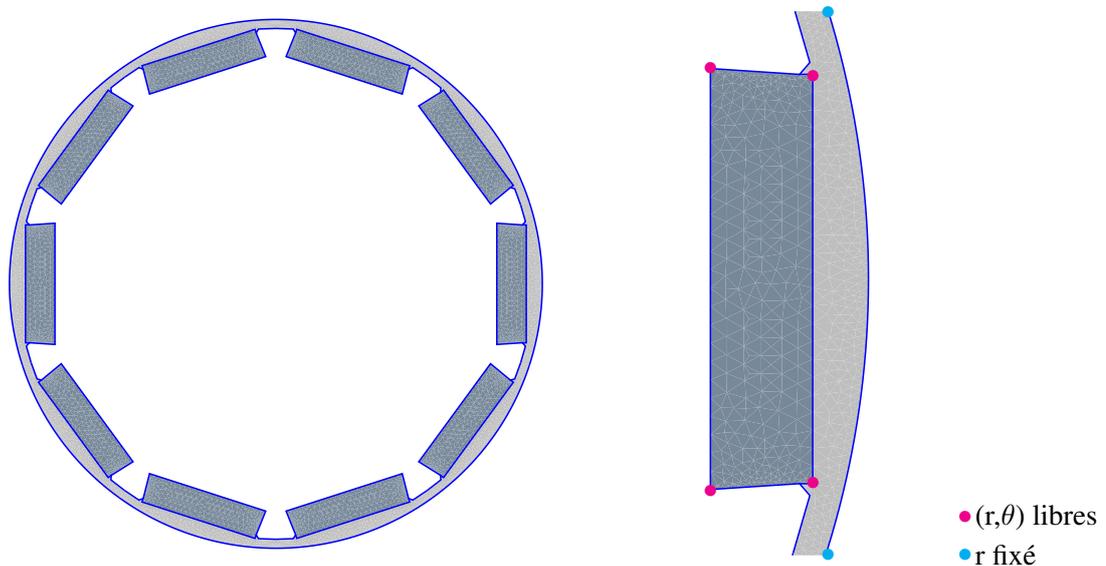


FIGURE 4.17 – Présentation du stator et paramétrisation

D'un point de vue industriel, le coût en matière première est plus important par l'intégration d'aimants mais le gain en performance est non-négligeable. Cette machine peut posséder à la fois un bon facteur de puissance, un bon rendement et un bon couple massique. Les ondulations peuvent être réduites à condition de trouver un compromis avec le niveau de couple moyen.

#### Aimants en ferrite à aimantation Halbach

Le *process* Valeo en partenariat avec des entreprises tierces permet de s'intéresser à un anneau en ferrite à aimantation Halbach. Historiquement, l'aimantation Halbach avait été envisagé dans le cadre de MCC de puissance pour démarreurs automobiles. En effet, la réaction d'induit déforme le champ inducteur trapézoïdale et envisager un champ sinus permet d'éviter de subir les effets de cette déformation, comme on peut le voir dans [Lab14]. Cette aimantation particulière permet d'obtenir une induction rémanente quasi sinusoïdale le long de l'anneau comme on peut le voir sur la FIGURE 4.18, ce qui peut se révéler très intéressant en termes d'ondulations et de couple moyen [Bia16] [Zhu02]. Cette structure permet de s'affranchir d'un organe de retour de flux statorique mais nécessite tout de même une culasse de tenue mécanique.

D'un point de vue industriel, le *process* et le coût en matière première sont plus importants par l'intégration d'une technique d'aimantation particulière. Cette machine peut posséder à la fois un bon facteur de puissance, un bon rendement et un bon couple massique. Les ondulations peuvent être fortement réduites à condition de trouver un compromis avec le niveau de couple moyen.

#### 4.3.5 Résultats du processus d'optimisation

On dénombre ainsi un ensemble de 12 structures de machine à tester, correspondant à 6 stators associés à 2 types de bobinage rotorique. Pour chacune de ces structures, le processus

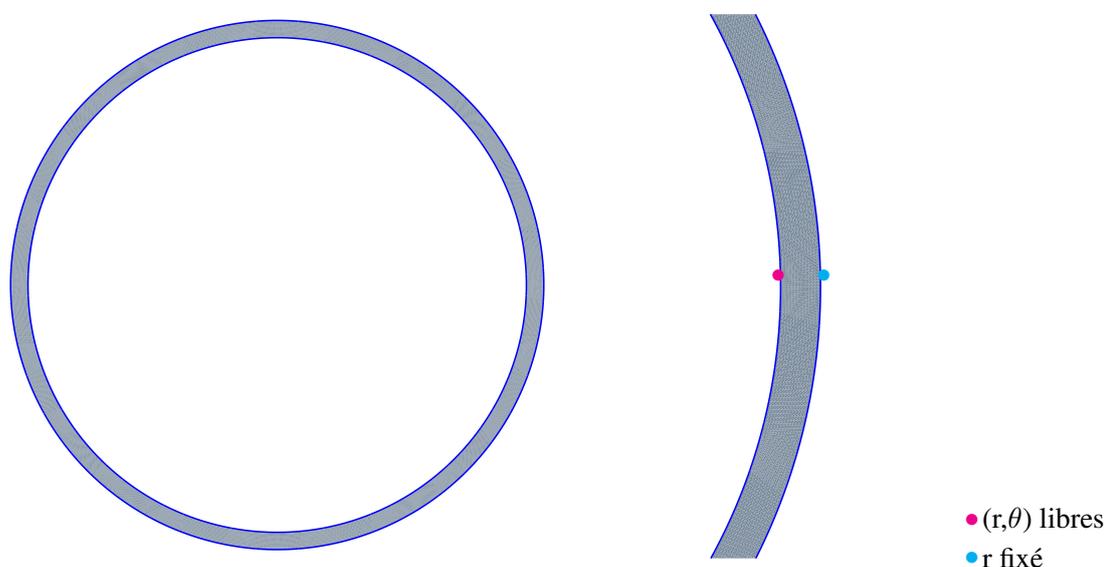


FIGURE 4.18 – Présentation du stator et paramétrisation

d'optimisation de la section 4.1.3 sera mis en place. Les résultats des deux étapes sont présentés dans les TABLE 4.2 et TABLE 4.3.

Pour rappel, la machine doit être capable de développer un couple pic de 30 N.m. Les contraintes sont fixées à 300 A maximum circulant dans les MOSFET et  $50 \text{ A}\cdot\text{mm}^{-2}$  sur fil en impulsionnel. Ainsi au vu des résultats de la TABLE 4.2, il apparaît que les machines synchro-réductantes avec guide de flux ne permettent pas de développer le couple requis par le cahier des charges que ce soit avec le bobinage réparti ou à pas fractionnaire. Il est possible de tirer les mêmes conclusions concernant la machine à réductance variable à plots ainsi que la machine à stator segmenté, toutes deux équipées du bobinage à pas fractionnaire. Ces résultats peuvent facilement s'expliquer par l'absence d'excitation pour ces machines en comparaison des machines à aimants. En résumé, un ensemble de quatre machines peut d'ores et déjà être exclu du second processus d'optimisation dynamique.

Les rendements présentés dans la TABLE 4.3 représentent des rendements sur des points de fonctionnement impulsionnels. Ils ne sont, certes, pas élevés mais la machine n'a pas vocation à fonctionner dans cette zone particulière. De plus, les résultats des optimisations sont des optimums locaux et non globaux. Il semble correct d'avoir un indice de confiance élevé dans les optimisations qui ont atteint leurs contraintes en courant et en densité de courant. Les autres optimisations représentent généralement une moins bonne utilisation du cuivre et du fer qui ne permettent pas d'atteindre le courant maximal ou encore la densité de courant maximale. Ces résultats permettent, néanmoins, pour chaque machine de tracer la caractéristique couple-vitesse et de la comparer au cahier des charges proposé par Valeo. Ces courbes sont présentées sur la FIGURE 4.19 et sur la FIGURE 4.20.

Ainsi les structures basées sur la réductance variable ne permettent pas de développer le couple attendu quel que soit le type de bobinage. En revanche, elles ont la capacité de monter

	Bobinage réparti					
	$\Gamma$ (N.m)	Commande (°)	Tension (V)	Courant (A)	Densité (A.mm <sup>-2</sup> )	p
MRV	37	167	10	290	47	4
MSR	18	168	7	230	33	4
Stator segmenté	50	180	10	296	48	3
Aimants segmentés	33	163	5	184	50	5
Halbach	43	120	11	298	45	4
	Bobinage fractionnaire					
	$\Gamma$ (N.m)	Commande (°)	Tension (V)	Courant (A)	Densité (A.mm <sup>-2</sup> )	p
MRV	19	154	6	300	50	5
MSR	12	120	10	257	44	5
Stator segmenté	17	180	8	298	50	5
Aimants segmentés	29	166	6	297	44	5
Halbach	36	120	7	300	47	5

TABLE 4.2 – Résultats de l'optimisation (4.1)

	Bobinage réparti							
	$\Delta\Gamma$ (%)	$\Gamma$ (N.m)	Commande (°)	Tension (V)	Courant (A)	Densité (A.mm <sup>-2</sup> )	p	$\eta$ (%)
MRV	187	17	132	20	299	44	4	28
MSR	-	-	-	-	-	-	-	-
Stator segmenté	124	11	168	13	298	27	4	28
Aimants segmentés	71	27	132	32	223	50	4	38
Halbach	38	18	130	13	300	29	3	46
	Bobinage fractionnaire							
	$\Delta\Gamma$ %	$\Gamma$ (N.m)	Commande (°)	Tension (V)	Courant (A)	Densité (A.mm <sup>-2</sup> )	p	$\eta$ %
MRV	-	-	-	-	-	-	-	-
MSR	-	-	-	-	-	-	-	-
Stator segmenté	-	-	-	-	-	-	-	-
Aimants segmentés	35	21	153	19	300	39	5	37
Halbach	20	28	168	25	290	40	5	45

TABLE 4.3 – Résultats de l'optimisation (4.2) - Performances à 950 tr.min<sup>-1</sup>

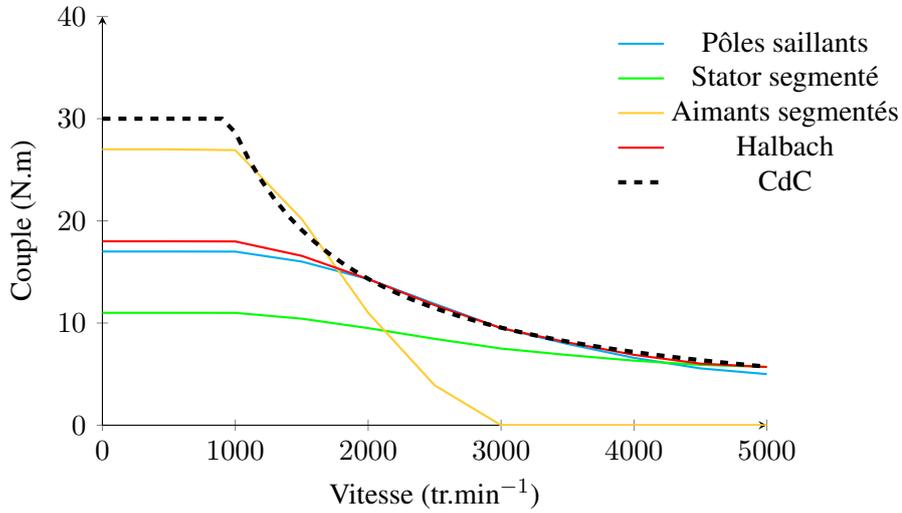


FIGURE 4.19 – Caractéristiques des machines à bobinage réparti après optimisation (4.2)

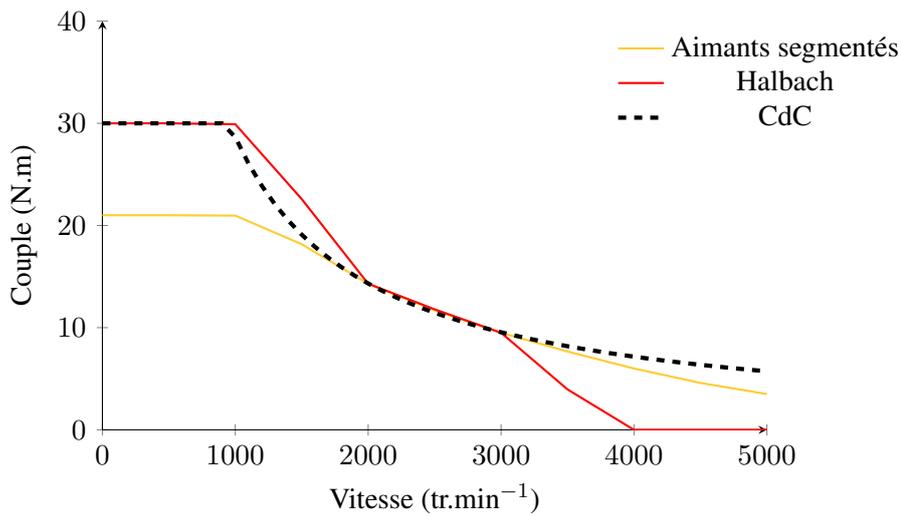


FIGURE 4.20 – Caractéristiques des machines à bobinage à pas fractionnaire après optimisation (4.2)

assez haut en vitesse car l'impact de la FEM sur la tension de phase est moindre. Cela implique qu'à haute vitesse, le couple développé par les MRV à pôles saillants rattrapent le gabarit du cahier des charges. Néanmoins, le rendement reste inadmissible pour l'application visée car ces structures peinent à dépasser les 50% de rendement sur le gabarit extremum. Cela s'explique par la densité de courant qui est maximisée pour atteindre le couple maximal et qui provoque des pertes Joule élevées. Le rendement à l'intérieur du gabarit est certes meilleur et le coût économique est moindre mais cette classe de machines ne pourra être considérée qu'en revoyant le cahier des charges.

Les machines à aimant sont généralement meilleures en terme de densité de couple. Elles parviennent à se rapprocher, voire atteindre, le couple bloqué pic moyennant des densités de courant encore élevées. Le rendement est évidemment meilleur et atteint des niveaux plus acceptables, évoluant de 50% à 90% sur la décroissance du gabarit extremum. Néanmoins, les machines à aimants segmentés optimisées, comme celle présentée sur la FIGURE 4.21 avec son commutateur, ne parviennent pas à atteindre le couple exigé à haute vitesse à cause d'une force électromotrice plus importante due à la présence d'aimants. Il faut noter que cet impact semble moindre sur le bobinage fractionnaire.

Enfin, les structures Halbach semblent subir moins l'impact de la FEM ce qui permet une meilleure montée en vitesse. La combinaison avec le bobinage à pas fractionnaire, présentée sur la FIGURE 4.22 avec son commutateur, permet presque de satisfaire l'intégralité du cahier des charges. Le rendement de cette machine sur la plage de vitesse du cahier des charges est présentée sur la FIGURE 4.23. Néanmoins, même si les densités de courant n'imputent pas autant le rendement que pour les MRV, il sera important de jauger l'élévation de température qui pourrait endommager les aimants. Cette dernière structure reste donc encourageante mais non satisfaisante.

Pour conclure, il est important de mettre en regard les résultats obtenus et le processus d'optimisation mis en œuvre. Pour rappel, l'algorithme MADS à la base du logiciel NOMAD permet d'assurer un minimum local de notre problème d'optimisation sans aucune garantie d'un minimum global. Le point de départ ainsi que la complexité du problème influenceront obligatoirement l'avancement de l'optimisation. Ainsi, la présence d'une variable entière « polarité » pour les machines à bobinage réparti (absente en bobinage à pas fractionnaire) rend le problème, et par conséquent la convergence, plus complexe. Les modèles ne peuvent, pour la plupart, pas être développés avec une complexité similaire ce qui rend ardu, voire impossible, la création d'un méta-modèle à l'heure actuelle avec l'approche qui a été choisie. Cependant, la cohérence des résultats pousse à considérer notre approche comme valide dans la suite du manuscrit même si des améliorations seraient envisageables.

#### 4.3.6 Mise en place d'une machine à pôles bobinés

Les précédentes structures ne permettent pas de remplir tous les aspects du cahier des charges à la fois. Il reste une dernière technologie dont le *process* est maîtrisé et envisageable par Valeo : les pôles bobinés, comme on peut les voir sur la FIGURE 4.24. Ces derniers représentent l'option la moins économique pour le stator de la machine. En effet, cette structure possède plusieurs inconvénients :

- elle rajoute du cuivre au stator et donc un coût non négligeable en matière première ;

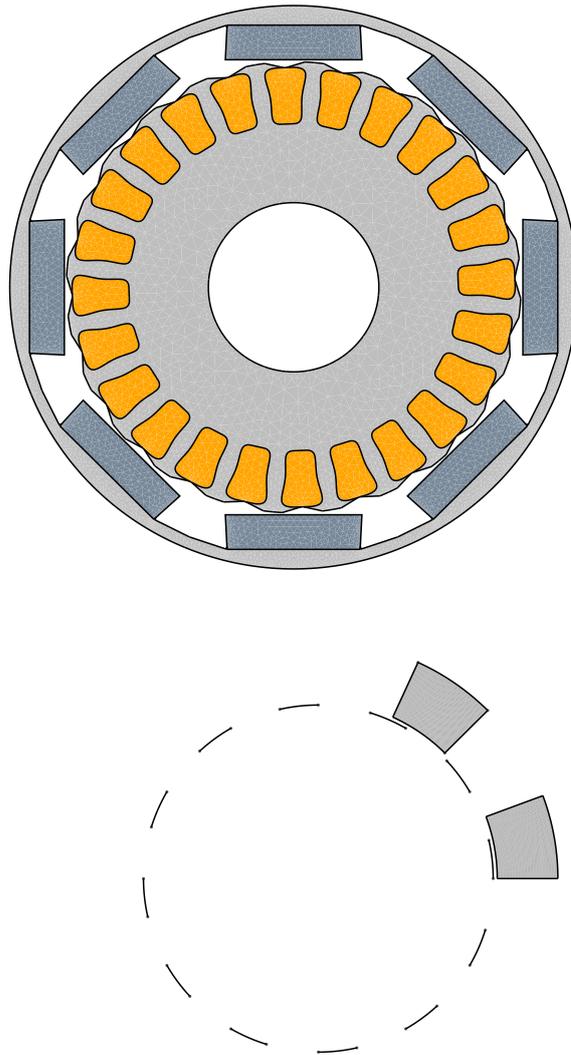


FIGURE 4.21 – Machine à aimants segmentés avec bobinage réparti et son commutateur mécanique

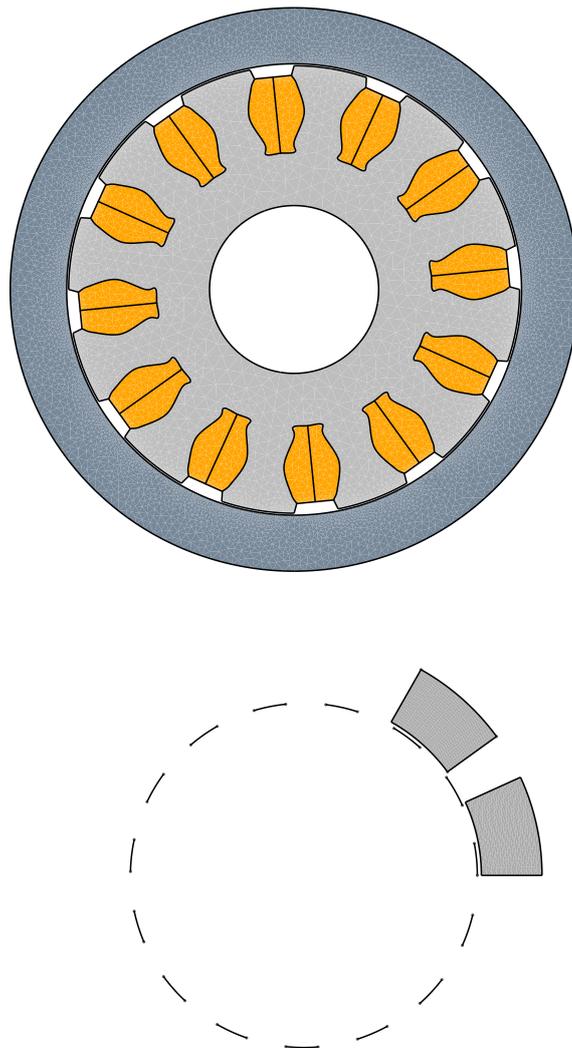


FIGURE 4.22 – Machine à aimantation Halbach avec bobinage à pas fractionnaire et son commutateur mécanique

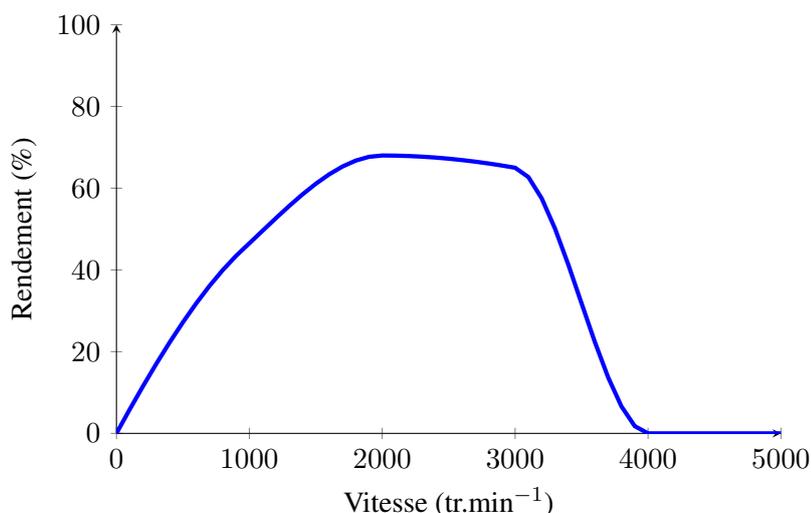


FIGURE 4.23 – Rendement de la machine Halbach en bobinage à pas fractionnaire après optimisation (4.2)

- le courant inducteur va créer des pertes Joule supplémentaires et donc un échauffement à contrôler;
- le contrôle du courant inducteur passe par la mise en place d'un second hacheur, ce qui implique un coût et des pertes supplémentaires dues au hacheur;
- afin de loger le circuit inducteur, il est obligatoire de diminuer le rayon d'alésage ce qui signifie une perte de performances.

Ces inconvénients sont contrebalancés par des performances très fortement améliorées de cette structure par rapport aux aimants ferrites et par l'ajout d'un degré de liberté supplémentaire. En effet, le réglage du courant inducteur va permettre une montée notable en vitesse par défluxage de la machine. La technologie de pôles bobinés est déjà utilisée au sein de Valeo dans des démarreurs de type ESW20 présenté dans [Baz17], on s'inscrit donc dans le *re-use* des technologies même si l'aspect *low-cost* est ici moins respecté.

D'un point de vue industriel, le coût en matière première est élevé et le *process* est complexe mais maîtrisé. Cette machine possède un rendement et un couple massique légèrement améliorés, ainsi que la possibilité d'obtenir de faibles ondulations. En résumé, le cahier des charges semble plus simple à satisfaire par cette structure. En effet, l'ajout du courant inducteur comme degré de liberté permettrait, en théorie, de tenir à la fois le couple bloqué et le couple à haute vitesse. Seul le bobinage fractionnaire est considéré pour cette section car il semble induire un meilleur comportement sous compromis d'une perte de couple, ce qui ne sera vraisemblablement pas un problème pour cette machine. Le premier processus d'optimisation statique est évité pour se concentrer uniquement sur le processus dynamique présenté en (4.2).

La machine à pôles bobinés permet de développer le couple bloqué pic et d'atteindre la vitesse maximum à condition de pouvoir défluxer. Ceci sous-entend une commande sur le courant inducteur et donc un degré de liberté supplémentaire. Cette machine permet d'avoir un fort flux inducteur au démarrage pour obtenir un fort couple puis de diminuer ce flux et, par conséquent, la FEM induite et atteindre la vitesse maximale. La plage de rendement est également accep-

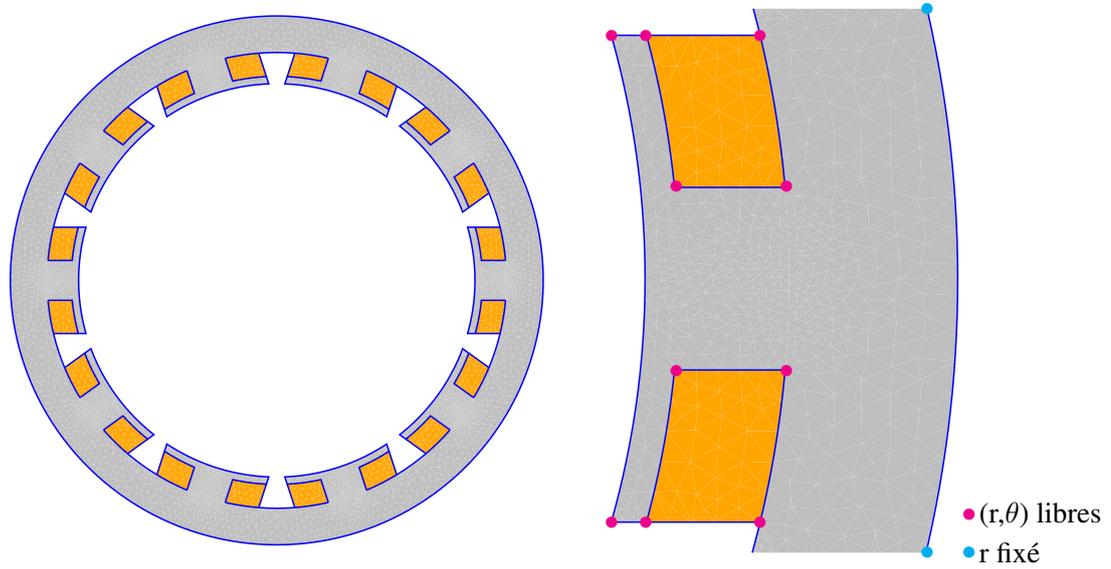


FIGURE 4.24 – Présentation du stator et paramétrisation

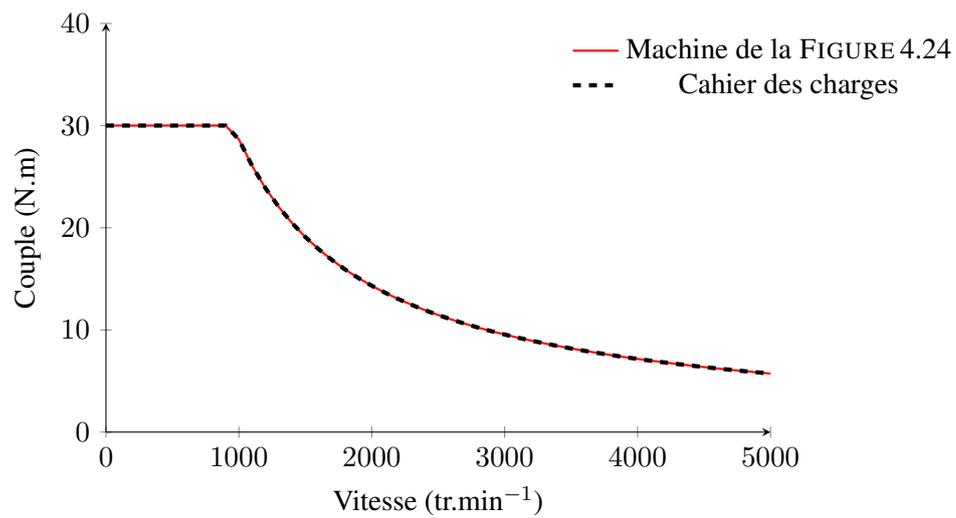


FIGURE 4.25 – Caractéristiques de la machine à pôles bobinés et bobinage à pas fractionnaire après optimisation (4.2)

table même si les densités de courant élevées doivent donner lieu à une vérification ultérieure sur l'élévation de température.

La mise en place de la formulation faible avec couplage cinématique et régulation de type PI permet de simuler le démarrage de la machine ainsi sa réponse lors de variations de la consigne de vitesse. La FIGURE 4.26 présente l'évolution de la vitesse ainsi que du couple électromagnétique.

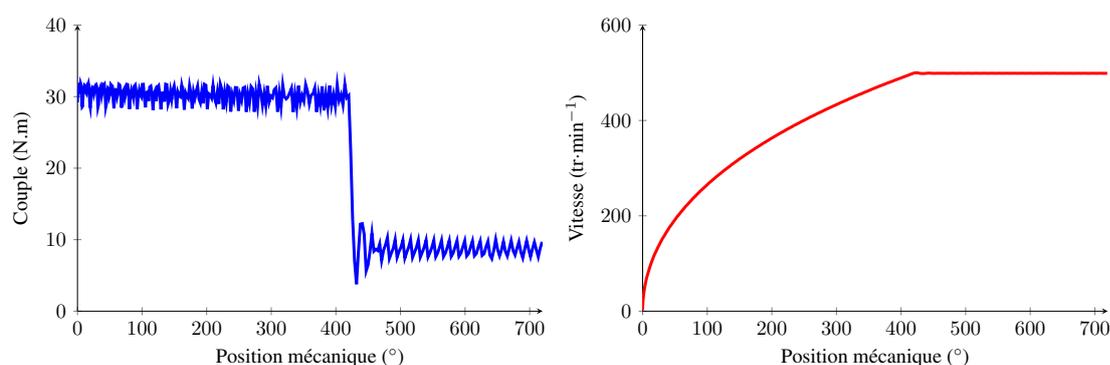


FIGURE 4.26 – Asservissement PI de la machine à pôles bobinés avec bobinage à pas fractionnaire à  $500 \text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$

Le comportement de la machine est donc cohérent et l'évolution des grandeurs globales respecte bien le cahier des charges. Cette régulation PI permet d'envisager la mise en place d'une simulation d'un cycle complet WLTP voire d'une optimisation sur ce cycle mais cela reste une perspective à l'heure actuelle. En conclusion, cette machine permet de satisfaire le cahier des charges, mais non sans inconvénients, et un compromis devra nécessairement être réalisé.

## 4.4 Validations expérimentales, analyse et perspectives

### 4.4.1 Essais sur maquettes

Parallèlement au processus de dimensionnement mis en œuvre dans le cadre de cette thèse, plusieurs maquettes expérimentales de faisabilité du concept de commutateur ont été réalisés en projet industriel découlant directement des travaux de cette thèse et mené en interne au sein de Valeo. Les maquettes sont basées essentiellement sur deux topologies :

- une structure inversée d'une machine synchrone à rotor à griffes de type IBSG présentée dans la thèse [Dev17]. Cette machine possède donc les griffes au stator comme dans [Baz17], et un collecteur défini par trois étages de lames correspondant à chacune des phases indépendantes comme on peut le voir sur la FIGURE 4.27. Ce design a été sélectionné comme prototype par volonté de comparer à une machine existante de la gamme Valeo ;
- une machine avec aimants permanents droits et segmentés présenté sur la FIGURE 4.28. L'induit de cette machine avec un collecteur ramené sur un étage est présenté sur la FIGURE 4.29. Cette structure purement 2D a permis la mise en place de simulations dynamiques simples pour le dimensionnement.

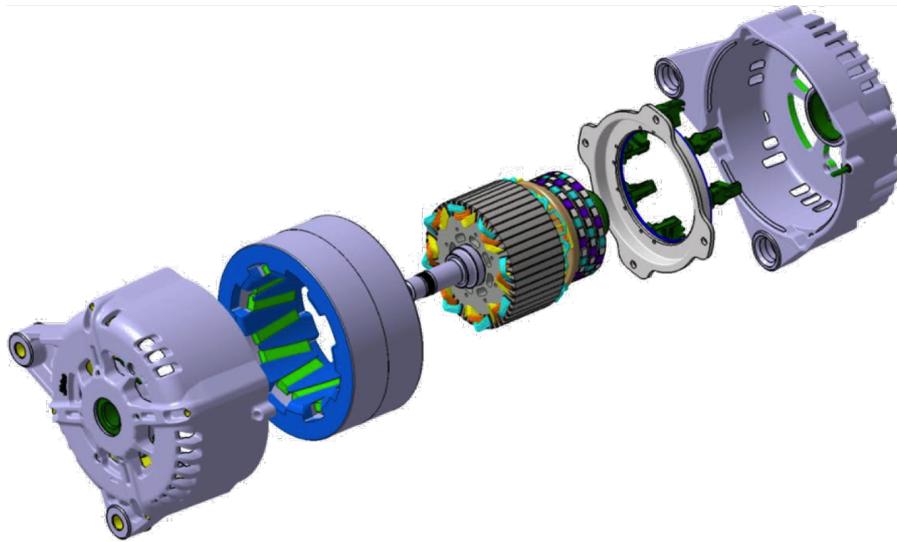


FIGURE 4.27 – Vue CAO éclatée du prototype avec stator à griffes [Dev19]



FIGURE 4.28 – Vue CAO éclatée du prototype à aimants permanents [Dev19]



FIGURE 4.29 – Photo de l'ensemble induit – collecteur du prototype à aimants

L'ensemble des maquettes a été utilisé pour des tests de faisabilité et comme preuve de concept. Les tests réalisés ont permis de mettre en évidence des points fondamentaux liés au dimensionnement. En effet, le *process* de conception est réalisé en tenant compte du mode moteur uniquement. En revanche, les tests sont réalisés en mode générateur. Le prototype est entraîné par une machine d'entraînement à vitesse constante par un système de poulie – courroie. Cela a permis de mettre en évidence la présence d'un court-circuit de phase en couplage étoile. En effet, l'ouverture angulaire de la commande en couplage étoile implique un recouvrement du balai sur deux lames. En mode générateur, deux courants de court-circuit sont donc présents :

- l'un circulant entre les balais par les phases et qui se dissipe dans la résistance de roue libre lorsque la batterie est rechargée, que l'on nommera court-circuit de type 1 présenté sur la gauche de la FIGURE 4.30 ;
- l'autre circulant entre deux phases et se rebouclant dans le balai appuyant sur les deux lames correspondantes, que l'on nommera court-circuit de type 2 présenté sur la droite de la FIGURE 4.30.

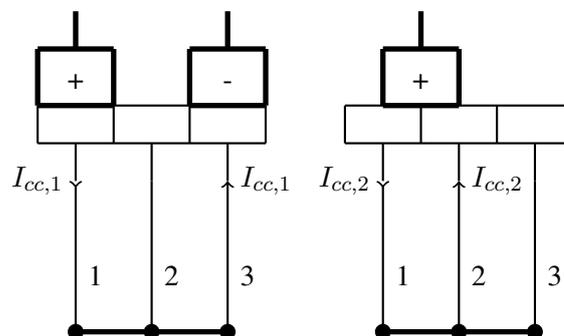


FIGURE 4.30 – Court-circuit de type 1 (gauche) et de type 2 (droite) en mode générateur

Il convient de limiter le court-circuit de type 2 dans le but de préserver l'intégrité de la structure en évitant une élévation de température trop importante. Sa suppression complète est possible en jouant sur l'ouverture angulaire de la commande. Une commande inférieure à  $120^\circ$

évite qu'un même balai n'appuie sur deux lames mais induit une phase en l'air à tout instant et donc une perte de performances. Un compromis doit donc être trouvé entre performances et limitation de ce courant de court-circuit.

Enfin, sans tests de performances, il est difficile de juger les prototypes par rapport au modèle éléments finis. Néanmoins, on peut citer quelques hypothèses simplificatrices du modèle qui risquent d'entraîner un écart par rapport aux performances réelles :

- Le modèle 2D permet uniquement d'approximer les pertes Joule ;
- les pertes fer, comme les pertes mécaniques, ne sont pas prises en compte dans le modèle ;
- la tolérance mécanique lors de la construction des prototypes peut entraîner des variations par rapport aux modèles EF ;
- les propriétés physiques implémentées dans le logiciel EF ne sont pas connues avec précision, les lois de comportement étant complexes à obtenir ;
- et enfin les arcs électriques ont été négligés alors qu'ils peuvent provoquer vibrations, échauffements, voire destruction des matériaux.

Il est donc probable que le comportement réel de la machine à travers les pertes, les courants de court-circuit et les possibles arcs soit en deçà des performances globales du modèle.

#### 4.4.2 Regard sur le cahier des charges

Les parties précédentes nous informent que les machines optimisées ne parviennent pas à satisfaire intégralement le cahier des charges si ce n'est l'inducteur à pôles bobinés avec rotor à bobinage fractionnaire 12 encoches 10 pôles. Ces résultats permettent de conclure que le type de machine considérée n'est pas adapté au cahier des charges donné en 4.1.2. En général, les machines optimisées ne parviennent pas à développer le couple pic exigé à cause de l'encombrement trop restreint notamment en diamètre. De plus, les densités de courant pour obtenir des couples satisfaisants sont en général très élevées. Les pertes Joule engendrées diminuent très fortement le rendement ce qui n'est évidemment pas acceptable pour une application traction automobile, et provoque une température élevée difficilement compensable en refroidissement forcé à air. L'élévation importante de la température implique qu'une telle densité n'est évidemment pas viable en présence d'aimants ferrites [Lec07]. Il reste alors les machines à réluctances variables qui permettent une montée en température plus importante. Si l'on s'intéresse particulièrement à la machine à réluctance à bobinage réparti 12 encoches 4 pôles, une optimisation portant sur la minimisation des pertes Joules en statique avec formes d'ondes de courant imposées dans les encoches est présentée en (4.6). On cherchera donc à minimiser les pertes Joule sous contraintes de couple minimum, de densité de courant efficace maximale et de courant circulant dans les MOSFET maximal.

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{X \in \mathbb{R}^n} (-P_{Joule}) \text{ sous } \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} c_1 = 30 - \Gamma(X) \leq 0 \\ c_2 = \mathbf{J}_{\text{eff}}(X) - 50 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \leq 0 \\ c_3 = I_{s,\text{max}}(X) - 300 \text{ A} \leq 0 \end{array} \right. \quad (4.6)$$

Le calcul des pertes Joule est explicité en (4.7).

$$P_{Joule} = \iiint_{\Omega_{\text{cuivre}}} \rho_{\text{cuivre}} \mathbf{j}_{\text{fil}}^2 d\Omega_{\text{cuivre}} = \iiint_{\Omega_s} \rho_{\text{cuivre}} \frac{\mathbf{j}_s^2}{K_r} d\Omega_s \quad (4.7)$$

Les résultats sont sans équivoques puisque le couple est atteignable à condition d'accepter 55% de rendement maximal sur ce point de fonctionnement pic. En considérant les 300 A maximum admissibles dans les MOSFET, cela nécessiterait 11 spires par encoches au minimum pour développer le couple. Enfin connaissant les flux, il est possible de calculer le nombre de spires maximum admissibles pour développer le couple exigé à  $5\,000\text{ tr}\cdot\text{min}^{-1}$ . Ce nombre de spires maximum dans ce cadre vaut 4. Il apparaît clairement que l'intervalle du nombre de spires possibles est vide. Il reste alors plusieurs choix :

- augmenter le courant maximal admissible ;
- dégrader le rendement ;
- modifier le nombre de phases et le couplage.

En considérant les hypothèses de départ et le cahier des charges, seule la machine à pôles bobinés permet de respecter le cahier des charges. Mais cette dernière n'est pas envisagée d'un point de vue industriel dans le cadre de cette thèse car elle nécessite un second hacheur pour le contrôle du courant inducteur ainsi qu'une quantité de cuivre et un *process* ne respectant pas scrupuleusement les exigences *low-cost*. Il faut également remarquer que les phases de dimensionnement tiennent compte des aspects dynamiques mais il serait judicieux d'y inclure une notion de cycle avec des durées de fonctionnement. En effet, les points de fonctionnement transitoire sont traités comme des points permanents dans le cadre de cette thèse mais une optimisation sur un cycle WLTP serait certainement plus pertinente.

Enfin, il ne faut pas oublier que les machines à commutateur traitées dans ce chapitre ont le point commun d'être alimentée en pleine onde sans aucune technique particulière de contrôle du fait que la forme et la position des lames et des balais soient figées. L'équivalent en structure classique serait une machine synchrone en alimentation pleine onde dont les angles d'ouverture et de fermeture des interrupteurs seraient figés. Les courants de phases subissent alors l'effet des flux, comme on peut le voir sur la FIGURE 4.31, en l'absence de techniques particulières. On comprend alors aisément que le cahier des charges donné en TABLE 4.1, et issu d'une machine synchrone à aimant alimentée par MLI en contrôle vectoriel, reste particulièrement complexe à satisfaire avec la classe de machines à commutateur mécanique étudiée dans ce chapitre.

### 4.4.3 Compromis performances - comportement

Les simulations ainsi que les maquettes ont permis de mettre en lumière plusieurs notions. Hormis le cahier des charges, les hypothèses de départ de nos machines ne semblent pas être les plus adaptées pour un comportement stable. Tout d'abord, il convient de noter qu'aucune technique de compensation n'est mise en place pour améliorer la commutation. Les pôles d'aide à la commutation ne sont pas admissibles pour l'aspect *low-cost* du cahier des charges. De la même manière, la machine fonctionnant en quatre quadrants, le décalage des balais n'aurait pas de sens car en favorisant la commutation du mode marche avant du véhicule on dégradera très fortement le mode arrière. Plusieurs techniques de décalage des balais [Bou14] en fonction de la vitesse existent à l'heure actuelle mais elles ne peuvent être envisagées pour les raisons précédemment évoquées. L'amélioration du comportement de la commutation doit passer par des modifications géométriques de la machine et topologiques du bobinage. Plusieurs leviers sont envisageables :

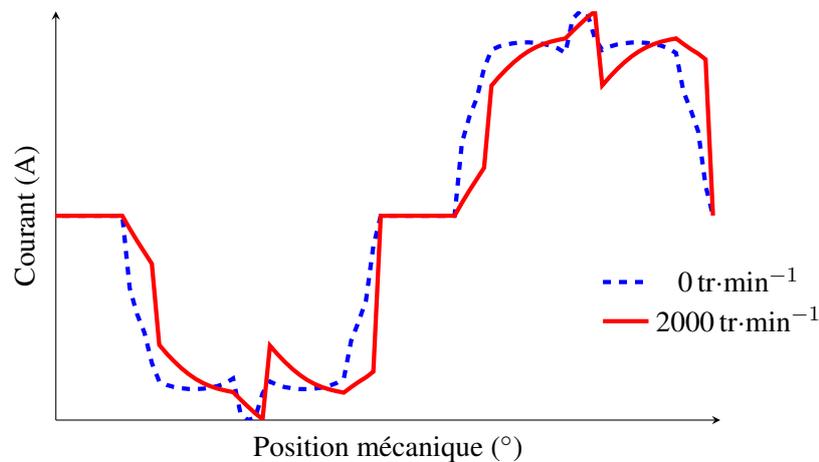


FIGURE 4.31 – Déformation du courant provoquée par la montée en vitesse pour la structure à aimants permanents présentée sur la FIGURE 4.21

- l'épanouissement des pôles permet de jouer sur le niveau de FEM au moment de la commutation, la réduction des pôles améliore cette dernière mais diminue le niveau de couple moyen ce qui mène nécessairement à un premier compromis performances-comportement ;
- il est également possible de jouer sur la constante de temps du circuit inductif  $L/R$ . Sa réduction par l'augmentation de la résistance améliore la dynamique du circuit mais diminue le rendement ;
- l'augmentation de la durée de commutation permet à  $L/R$  fixé de laisser le temps à la dynamique du circuit de se terminer. Cette option permet d'améliorer sensiblement la commutation *a priori* à résistance et inductance constante ce qui ne serait évidemment pas le cas en réalité ;
- la reconsidération du réducteur mécanique liant la machine au train roulant. En effet, l'absence de techniques d'améliorations du comportement font que la MCC devrait être optimisée sur un point de fonctionnement et non sur une plage. Une boîte de vitesse ou une boîte CVT couplée à une machine à commutateur entraînée à vitesse constante (ou soumise à de faibles variations) semblerait être une solution adaptée ;
- la dernière possibilité consiste à reconsidérer le nombre de phases ainsi que les couplages laissés de côté à la fin du chapitre précédent.

#### 4.4.4 Perspectives

Les techniques habituelles d'aide à la commutation ne pouvant être mises en place, une adaptation du bobinage semble être un choix judicieux. En effet, l'hypothèse de base consistant à sélectionner un bobinage triphasé ne semble pas être adaptée. Dans la section 4.2.3, des caractéristiques couple-ampères-tours machine ont été présentées pour justifier le fait qu'à encombrement fixé un certain nombre d'ampères-tours machine sont nécessaires pour développer un couple donné. Lorsque la rotation de la machine entraîne la commutation d'une phase, ce sont

alors  $\frac{NI_{machine}}{N_{ph}}$  qui commutent. La démultiplication du nombre de phases permet donc de réduire l'effort sur la commutation en répartissant les ampères-tours machine sur un plus grand nombre de phases. Cela impliquera cependant un nombre d'encoches plus important, et par conséquent une saturation du fer possiblement plus élevée.

Nous avons convenu que le couplage étoile de trois phases maximise le courant dans les phases alors que le couplage triangle maximise la tension. Lorsqu'un balai repose sur deux lames différentes en étoile, elles sont mises en parallèle et se rebouclent dans la dernière phase. En triangle, une phase serait court-circuitée pendant que les deux autres conduiraient avec  $\frac{I}{2}$ . En augmentant le nombre de phases, il sera possible de mieux répartir les ampères-tours. Le couplage polygone revient à un bobinage fermé typique de MCC dans lequel  $\frac{I}{2}$  circulerait dans les phases non court-circuitées. En jouant sur l'ouverture angulaire du balai, il est possible de court-circuiter plus de phases pour tenir la vitesse ou moins de phases pour tenir le couple. En étoile, les considérations semblent similaires, toutefois, les balais reposant sur plusieurs branches de l'étoile entraîneraient une mise en parallèle des phases dans lesquelles circulerait  $\frac{I}{N_{phase,parallel}}$ , comme on peut le voir sur la FIGURE 4.32. Les conclusions de l'étude en triphasé sont donc mises en défaut par la démultiplication des phases qui nous amène tout droit vers un bobinage fermé de MCC classique à fort nombre de phases.

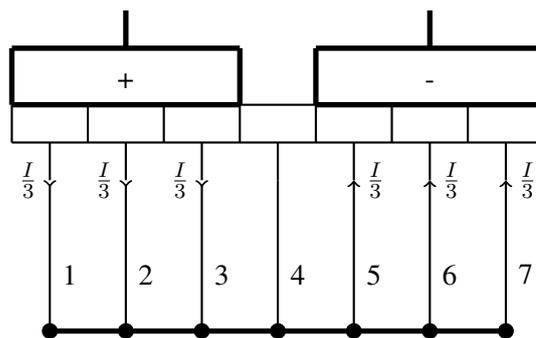


FIGURE 4.32 – Répartition du courant d'un bobinage heptaphasé en couplage étoile - les retours des phases ne sont pas représentés

## 4.5 Conclusion

À travers ce chapitre, une grande variété de machine a pu être catégorisée grâce à des modèles et des processus de conception adaptés. En effet, le cahier des charges d'une machine de traction appliqué à une machine de type courant continu est attrayant par la simplicité et la rusticité de cette dernière. Néanmoins, cette classe de machine impose des simulations dynamiques car la forme d'onde des courants d'encoches est difficilement prévisible en amont. Le processus d'optimisation doit prendre en compte cette particularité, c'est pourquoi il est nécessaire de réaliser *a minima* deux simulations EF par évaluation de la boîte noire de l'optimisation. Comme attendu *a priori*, les machines basées sur la conversion par réductance variable ne parviennent pas à remplir le cahier des charges. Malgré un fort intérêt industriel de par leur faible coût, elles ne développent pas assez de couple ou impliquent des ondulations de couple trop importantes malgré la mise en place d'un bobinage à pas fractionnaire. Les machines à aimants, économiquement moins intéressantes, se rapprochent du cahier des charges mais ne parviennent pas à tenir le compromis couple-vitesse car elles ne peuvent être défluxées. De plus, la démagnéti-

sation des aimants par l'élévation de température ou par les champs induits implique un vrai risque d'emballement de la machine. Finalement, seules les machines à pôles bobinés satisfont le cahier des charges par l'ajout d'un degré de liberté. En effet, le contrôle du courant inducteur permet d'obtenir à la fois un fort couple de démarrage et une vitesse à vide importante par défluxage. Les maquettes de validation de concept conçues au sein de Valeo ont permis de mettre en perspective les hypothèses et les choix pris en amont de la phase d'optimisation. Les essais réalisés ont mis en avant des problèmes de comportement liés au collecteur avec notamment de forts courants de court-circuit. De plus, les techniques d'améliorations de la commutation normalement appliquées aux MCC, telles que les pôles d'aide à la commutation ou le décalage des balais, ne peuvent être mises en place au regard du cahier des charges. Il reste, au final, la solution d'augmenter drastiquement le nombre de phases pour diminuer les ampères-tour par phase, ce qui implique par ailleurs de changer le type de couplage. En résumé, le cahier des charges, l'encombrement ainsi que les objectifs *low-cost* et *re-use* rendent le problème trop contraint. On peut même s'interroger sur l'existence d'une éventuelle solution. Ainsi, la satisfaction du cahier des charges dans son intégralité reste, à l'heure actuelle, un problème encore ouvert.



# Conclusion générale

Les préoccupations environnementales alliées à une volonté politique et aux intérêts industriels permettent aujourd'hui aux voitures électriques de se démocratiser comme jamais depuis leur invention au XIX<sup>ème</sup> siècle. Cependant, de nombreuses problématiques sont encore présentes et cela permet au moteur thermique de demeurer compétitif à l'heure actuelle dans la plupart des applications. Le marché émergent des pays en voie de développement est très attractif et permet d'envisager de nouveaux véhicules électriques légers répondant au double problème de la pollution et de l'encombrement urbain. Ce marché représente donc une opportunité, pour les constructeurs et équipementiers, et notamment Valeo, pour développer une gamme complète de machines de traction électrique aux performances modérées à un tarif compétitif mêlant les notions de *low-cost* et de *re-use*.

Dans le but d'évaluer les performances des machines à dimensionner, la méthode des éléments finis a été utilisée et a permis de développer des modèles qui ont été couplés à un logiciel d'optimisation de la MINLP. Les machines étudiées dans ce manuscrit appartiennent à la classe des MCC. Il s'agit de machines rustiques répondant parfaitement aux exigences de *low-cost* et de *re-use* particulièrement grâce à leur alimentation par commutateur mécanique. Cet organe permet de diminuer fortement le nombre de composants de puissance mais sa simplicité de mise en œuvre n'est pas représentative de la complexité des phénomènes s'y déroulant. C'est pourquoi la modélisation de l'ensemble balai-collecteur demeure complexe. Il s'agit d'un sujet encore ouvert aujourd'hui même si les MCC paraissent désuètes et sont sensiblement délaissées dans les applications actuelles.

Dans cette thèse, la notion de machine à courant continu est enrichie et doit être prise au sens large. En effet, sous ce terme historique plusieurs notions sont parfois entremêlées pour définir tantôt une machine alimentée par des trapèzes de courant via un collecteur, tantôt une machine comprenant un bobinage fermé relié à un collecteur, *etc...* Dans ce manuscrit, l'usage du terme MCC fait référence plus globalement à une machine en structure inversée (inducteur au stator et induit au rotor) et son organe d'alimentation (le commutateur mécanique). Il s'agit de notions structurelles qui ne préfigurent en aucun cas le type d'alimentation, le type d'inducteurs ou encore le type de bobinage. Cette définition fait écho à plusieurs ouvrages de la littérature et notamment [Mar05].

La modélisation de cet ensemble machine-alimentation qu'est la MCC demande de mettre en place des astuces permettant la prise en compte de l'effet temporel des flux magnétiques mais aussi de la circulation de courant dans le système balai-collecteur. Cela justifie le choix de logiciels libres et ouverts pour permettre de contrôler de nombreux aspects : de la modélisation à l'optimisation en passant par la résolution. Ainsi, les logiciels libres ONELAB et NOMAD ont été utilisés, respectivement pour la modélisation magnétique et pour l'optimisation, après

avoir été validés lors de précédentes thèses. Les formulations variationnelles ont été développées spécifiquement pour notre type de problème bidimensionnel. Cela nous a permis d'aboutir à une formulation magnéto-dynamique sans courants induits couplée fortement à une résolution de circuit électrique et à une formulation électrocinétique à l'interface du commutateur. Cette dernière formulation est rendue possible par une méthode originale de projection des propriétés physiques et des sources sur un maillage fixe développée dans cette thèse. La méthode dite de projection hybride permet d'éviter de dessiner des parties mobiles et/ou sujettes à des déformations et donc d'économiser le temps de maillage. Ces parties sont modélisées par diverses fonctions analytiques projetées sur le maillage et peuvent être réévaluées lors de tout processus itératif sans nécessairement déconstruire puis reconstruire le modèle. Cette méthode a été validée par un processus statistique et permet d'obtenir, pour le modèle testé, moins de 7% d'écart relatif sur le couple moyen pour 95% des machines testées. La projection sur le maillage entraîne, cependant, une imprécision dans l'évaluation des frontières entre matériaux qui peut s'avérer problématique. Aucune solution n'a été trouvée pour permettre de s'affranchir de l'interpolation linéaire nodale le long des éléments sur le logiciel ONELAB mais cela peut constituer une perspective pour la suite.

Outre les notions précédentes concernant les modèles numériques, ce travail de thèse s'est articulé autour de deux axes de recherche principaux :

- L'étude du commutateur mécanique dont le rôle est déterminant. La durée de vie de la MCC est souvent liée à l'usure des balais qui peut être accentuée par les arcs électriques ou encore une trop forte pression des ressorts. De plus, des phénomènes physico-chimiques rendent la loi de comportement du contact électrique non-linéaire correspondant à une chute de tension saturable. La prise en compte de cette non-linéarité est possible grâce au modèle éléments finis développé dans ce manuscrit. De plus, il est possible d'envisager des couplages multi-physiques venant enrichir le modèle du commutateur grâce à la méthode de projection hybride. Cela ouvre de nouvelles perspectives concernant notamment les balais (forme, composition, pression de contact) mais aussi sur la forme du collecteur. Néanmoins, il faut avoir conscience qu'il s'agit avant tout d'une science expérimentale. Il est envisageable de traduire les phénomènes microscopiques par des lois macroscopiques mais ces modèles ont leurs limites. Le contact électrique glissant met en jeu la physique des matériaux, le génie électrique, le génie mécanique mais également la chimie voire la mécanique quantique par l'effet tunnel. La mise en place d'expérience et de lois de comportement macroscopiques semblent à l'heure actuelle la meilleure piste à suivre même si l'amélioration des modèles, comme c'est le cas dans ce manuscrit, reste indispensable.
- La conception optimale par l'utilisation d'un logiciel d'optimisation adaptée à la MINLP et utilisant le modèle EF comme boîte noire. En effet, la recherche de nouvelles structures tout en respectant un cahier des charges fortement contraint et contradictoire nécessite la mise en place de nombreux modèles et d'un processus itératif strict. De nombreuses topologies utilisant différents types de conversion d'énergie ont été explorées avec pour objectif principal le respect du *low-cost* et du *re-use*. Partant de 12 machines (combinaisons de 6 stators et de 2 bobinages) et de plusieurs couplages (dentaire et polaire), le cahier des charges n'a pu être respecté que par la machine à pôles bobinés avec enroulements fractionnaire. Ces études ont tout de même débouchées sur le développement en interne de 6 prototypes et 5 brevets. Les hypothèses de base du dimensionnement ainsi que le ca-

hier des charges côté industriel nécessitent quelques adaptations pour espérer trouver une machine remplissant toutes les contraintes.

En finalité, cette thèse a permis le développement de modèles ainsi que la mise en place de techniques spécifiques en vue du dimensionnement des machines dites à courant continu incluant la machine en elle-même et son commutateur mécanique. Cette thèse montre que des améliorations académiques sont permises par l'utilisation de logiciels ouverts dont la maîtrise permet de simplifier voire d'améliorer les simulations. Cette thèse doit alors être considérée comme une base bibliographique et une base d'outils, en particulier pour l'étude du commutateur mécanique comme système à part entier. Enfin, l'approche par optimisation sous contraintes est largement répandue dans le domaine du génie électrique et requiert l'utilisation de méthodes répondant aux problèmes de la MINLP. À nouveau, l'utilisation de logiciels libres couplés entre eux a rendu possible la résolution de problèmes industriels concrets et particulièrement complexes. Ce travail ne clôt bien évidemment pas la problématique soulevée dans l'introduction mais permet d'apporter des éléments de réponse. Les outils développés et les machines optimisées peuvent être améliorés avec des études plus poussées car de nombreux phénomènes plus ou moins complexes n'ont pas été pris en compte dans ce manuscrit, comme les pertes fer, les pertes mécaniques ou encore la thermique.



# Bibliographie

- [AD18] P. Alves Dias, D. Blagoeva, C. Pavel et N. Arvanitidis, « Cobalt : demand supply balances in the transition to electric mobility », Rapport technique, European Commission, Joint Research Centre, 2018.
- [Adk11] B. Adkins et W. Gibbs, *Polyphase Commutator Machines*, Cambridge University Press, 2011.
- [Ala14] Y. Alamoudi, G. Atkinson et B. Mecrow, « A split tooth permanent magnet machine design for high torque applications », dans *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 360–367, 2014.
- [Alb90] R. Albanese et G. Rubinacci, « Magnetostatic field computations in terms of two-component vector potentials », *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, vol. 29, pp. 515–532, 1990.
- [Alb04] L. Albert, *Modeling and optimization of automotive claw-pole alternator*, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2004.
- [All18] F. Allari, « Carte des bornes de recharge à destination TESLA en France », Rapport technique, Plateforme ouverte des données publiques françaises, 2018.
- [And13] R. Andreux, *Modélisation et optimisation des démarreurs à inducteur bobinés pour l'application "Stop-Start" ou micro-hybride*, Thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2013.
- [Asl13] B. Aslan, *Conception de machines polyphasées à aimants et bobinage concentré à pas fractionnaire avec large plage de vitesse*, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2013.
- [Aud06] C. Audet et J. Dennis, « Mesh adaptive direct search algorithms for constrained optimization », *SIAM Journal on Optimization*, vol. 17, pp. 188–217, 2006.
- [Bar15] J. Barta et C. Ondrusek, « Rotor design and optimization of synchronous reluctance machine », *MM Science Journal*, 03 2015.
- [Bas13] J. Bastos et N. Sadowski, *Magnetic Materials and 3D Finite Element Modeling*, CRC Press, 2013.
- [Baz17] S. Bazhar, J. Fontchastagner, N. Takorabet et N. Labbe, « Hybrid analytical model coupling laplace's equation and reluctance network for electrical machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, n° 6, pp. #8102304 :1–4, June 2017.
- [Baz18] S. Bazhar, B. Ristagno, J. Fontchastagner, N. Takorabet et N. Labbe, « New topology of direct current claw-pole machines for stop-start application », *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 37, n° 5, pp. 1635–1644, 2018.

- [Bia16] F. Bian, W. Zhao et J. Ji, « A new partitioned stator machine with halbach permanent magnet array », dans *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1–5, 2016.
- [Bid19] B.-E.-B. Bidouche, *Étude et réalisation d'une machine asynchrone basse vitesse à réducteur magnétique intégré*, Thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2019.
- [Bou09] J. Bouissou, « L'indien tata lance enfin la nano, la voiture la moins chère du monde », Rapport technique, Le Monde, 2009.
- [Bou14] M. Boulter et S. Alahakoon, « Dynamic brush placement of large DC machines in mining industry — a feasibility study », dans *2014 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, pp. 1–6, 2014.
- [Bre73] A. Breguet, « Machine magnéto-électrique de gramme », *La Nature - Revue des sciences*, vol. 1, n° 22, pp. 341–345, 1873.
- [Cue16] E. Cueto et F. Chinesta, « Méthodes de simulation sans maillage », *Techniques de l'ingénieur*, 2016.
- [Dar18] G. Darding, « Technique : moteurs électriques », <http://www.guillaumedarding.fr>, Mis en ligne le 21 février 2018.
- [Dav85] B. Davat, Z. Ren et M. Lajoie-Mazenc, « The movement in field modeling », *Transactions on Magnetics*, vol. 21, n° 6, 1985.
- [Dav20] C. David, « Zeway, un nouveau venu dans les scooters électriques en location », Rapport technique, Prisma Media, 2020.
- [Des91] E. Desbeaux, *Physique Populaire*, E. Flammarion (Paris), 1891.
- [Des12] B. Despres et N. Seguin, « Schémas numériques de volumes finis », *Techniques de l'ingénieur*, 2012.
- [Dev17] G. Devornique, *Modélisation et optimisation d'un alternodémarreur synchrone à griffes pour l'application « mild-hybrid »*, Thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2017.
- [Dev19] G. Devornique, B. Ristagno, N. Labbe, K. El Baraka, S. Jugovic, D. Netter, J. Fontchastagner et N. Takorabet, « Machine électrique synchrone polyphasée à commutateur mécanique », 12 février 2019, brevet déposé par Valeo au niveau national.
- [DG06] A. Di Gerlando et R. Perini, « Model of commutation phenomena in a universal motor », *Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, n° 1, pp. 27–33, 2006.
- [DN13] M. De Nansouty, *Chemins de fer ; Automobiles*, vol. 5 de *Les Merveilles de la Sciences*, Boivin et Compagnie, 1913.
- [Doc10] C. Doc, *Contribution à la conception et au dimensionnement d'un actionneur d'embrayage*, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2010.
- [Du17] Z. Du et T. Lipo, « Torque performance comparison between a ferrite magnet vernier motor and an industrial interior permanent magnet machine », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n° 3, pp. 2088–2097, 2017.
- [Dul19] P. Dular et C. Geuzaine, « Getdp reference manual : the documentation for getdp, a general environment for the treatment of discrete problems », <http://getdp.info>, Mis à jour le 21 décembre 2019.

- [eme19] « EMETOR©AB », <https://www.emetor.com/windings>, Consulté le 19 juin 2019.
- [Fon07] J. Fontchastagner, *Résolution du problème inverse de conception d'actionneurs électromagnétiques par association de méthodes déterministes d'optimisation globale avec des modèles analytiques et numériques*, Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2007.
- [Fon15] J. Fontchastagner, T. Lubin, F. Messine et S. Mezani, « Efficient design using successive analytical subproblems method : Application to axial magnetic couplings », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, n° 3, pp. #9400104 :1–4, March 2015.
- [Fon18] J. Fontchastagner, T. Lubin et D. Netter, « Axial-field eddy-current coupling : a 3D test problem for numerical experiments », *International Journal of Numerical Modelling : Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 31, n° 2, p. e2217, March/April 2018.
- [Fra14] A. France, « L'histoire du véhicule électrique », Rapport technique, Association nationale pour le développement de la mobilité électrique, 2014.
- [Fu10] W. Fu et S. Ho, « Extension of the concept of windings in magnetic field-electric circuit coupled finite-element method », *Transactions on Magnetics*, vol. 46, n° 6, pp. 2119–2123, 2010.
- [Fé95] L. Féchant, *Le contact électrique. L'appareillage de connexion*, Hermès, 1995.
- [Fé96] L. Féchant, *Le contact électrique. Phénomènes physiques et matériaux*, Hermès, 1996.
- [Geu09] C. Geuzaine et J.-F. Remacle, « Gmsh : A three-dimensional finite element mesh generator with built-in pre-and post-processing facilities », *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, vol. 79, pp. 1309–1331, 11 2009.
- [Gir20] D. Giraud, B. Ristagno, D. Netter, J. Fontchastagner, N. Labbe et V. Lanfranchi, « Axial claw pole motor : harmonic torque estimation », *International journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2020.
- [Gol97] C. Golovanov, *Développement de formulations éléments finis 3D en potentiel vecteur magnétique : application à la simulation de dispositifs électromagnétiques en mouvement*, Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 1997.
- [Gou11] E. Gouda, S. Mezani, L. Baghli et A. Rezzoug, « Comparative study between mechanical and magnetic planetary gears », *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 439 – 450, 03 2011.
- [Hin18] H. Hino, « Brush motor », 27 septembre 2018, brevet déposé par Yamaha Hatsudoki au niveau mondial.
- [INS16] INSEE, « Les indicateurs 2013 (territoire et transports) », Rapport technique, Direction Régionale de l'Environnement, de l'Aménagement et du Logement, 2016.
- [Kim14a] B. Kim et T. Lipo, « Operation and design principles of a PM vernier motor », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, n° 6, pp. 3656–3663, 2014.
- [Kim14b] H. Kim, D. Kim et J. Hong, « Structure of concentrated-flux-type interior permanent-magnet synchronous motors using ferrite permanent magnets », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n° 11, pp. 1–4, 2014.

- [Kos69] M. Kostenko et L. Piotrovskii, *Machines à courant continu. Transformateurs*, Editions Mir, 1969.
- [KR34] M. Kesava Rao, « Brush contact drop in D.C. machines », *Journal of the Indian Institute of Science*, 1934.
- [Kü00] N. Künzli, R. Kaiser, S. Medina, M. Studnicka, O. Chanel, P. Filliger, M. Herry, F. Horak, V. Puybonnieux-Textier, P. Quénel, J. Schneider, R. Seethaler, J. Vergnaud et H. Sommer, « Public-health impact of outdoor and traffic-related air pollution : a european assessment », *Lancet*, vol. 356, pp. 795–801, 09 2000.
- [Lab14] N. Labbe, R. Andreux, J. Yonnet, V. A. et V. J.P., « Innovative permanent-magnet starter motors for automotive micro-hybrid applications », dans *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 2436–2441, 2014.
- [Lab18a] N. Labbe, M. Gentil, L. Vapillon, G. Tremouille, G. Devornique, B. Ristagno, D. Netter, J. Fontchastagner et N. Takorabet, « Moteur électrique, pour démarreur, comprenant un rotor à épingles et un collecteur », 14 décembre 2018, fR3090235.
- [Lab18b] N. Labbe, L. Vapillon, M. Gentil, G. Tremouille, G. Devornique, B. Ristagno, D. Netter, J. Fontchastagner et N. Takorabet, « Démarreur à faible usure de balais comprenant un induit à enroulement imbriqué à sections réparties sur plusieurs paires d’encoches », 14 décembre 2018, fR3090237.
- [Lab18c] N. Labbe, L. Vapillon, M. Gentil, G. Tremouille, G. Devornique, B. Ristagno, D. Netter, J. Fontchastagner et N. Takorabet, « Moteur électrique, pour démarreur, comprenant un rotor à épingles et un collecteur », 14 décembre 2018, fR3090236.
- [Lap07] B. Laporte, *Machines électriques tournantes*, Ellipses, 2007.
- [LB15] J. Le Breton, L. Lechevallier, P. Tenaud et A. Morel, « Aimants permanents - matériaux et propriétés », *Techniques de l’ingénieur*, 01 2015.
- [LD20] S. Le Digabel, C. Audet, C. Tribes et V. Rochon Montplaisir, « The NOMAD project », <https://www.gerad.ca/nomad>, Mis à jour le 7 janvier 2020.
- [Lec07] L. Lechevallier, J. Le Breton, P. Tenaud, A. Morel et S. Brassard, « Aimants permanents - applications et perspectives », *Techniques de l’ingénieur*, 05 2007.
- [Lee63] C. Lee, « Vernier motor and its design », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 82, n° 66, pp. 343–349, 1963.
- [Lep01] S. Lepeltier, « Rapport d’information 113 sur les nuisances environnementales de l’automobile », Rapport technique, Sénat, 2001.
- [Lin08] D. Lin, P. Zhou, W. Fu, B. Ionescu et Z. Cendes, « A flexible approach for brush-commutation machine simulation », *Transactions on Magnetics*, vol. 44, n° 6, 2008.
- [LV15] V. Le Van, *Développement de formulations intégrales de volume en magnétostatique*, Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes, 2015.
- [Mai04a] A. Mailfert et F. Sargos, « Machines à réluctance variable (MRV) - machines polyphasées. machines excitées », *Techniques de l’ingénieur*, 08 2004.
- [Mai04b] A. Mailfert et F. Sargos, « Machines à réluctance variable (MRV) - principes des mrv. machines à commutation », *Techniques de l’ingénieur*, 05 2004.

- [Mar05] M. Marty, D. Dixneuf et D. Garcia Gilabert, *Principes d'électrotechnique*, Sciences Sup, Dunod, 2005.
- [Mat11] D. Matt, P. Enrici, F. Dumas et J. Jac, « Optimisation of the association of electric generator and static converter for a medium power wind turbine », *Fundamental and Advanced Topics in Wind Power, Rupp Carriveau, IntechOpen*, 2011.
- [McK18] C. McKerracher, A. Izadi-Najafabadi, N. Soulopoulos, D. Dohertz, J. Frith, N. Albanese, A. Grant et I. Berryman, « Long-term electric vehicle outlook 2018 », Rapport technique, Bloomberg New Energy Finance, 2018.
- [Mee19] D. Meeker, « Finite element method magnetics », <http://femm.info>, Mis à jour le 23 juin 2019.
- [MM91] L. Medgyesi-Mitschang et D.-S. Wang, « Hybrid methods in computational electromagnetics : a review », *Computer Physics Communications*, vol. 68, n° 1, pp. 76 – 94, 1991.
- [Muk74] K. Mukherji et A. Tustin, « Vernier reluctance motor », *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 121, n° 9, pp. 965–974, 1974.
- [Mul10] B. Multon, « Les machines synchrones autopilotées », 2010, préparation à l'agrégation de Génie Electrique.
- [ngr20] « Google Books Ngram Viewer », <http://books.google.com/ngrams>, Consulté le 12 janvier 2020.
- [Nun17] A. Nunes, O. Chadebec, P. Kuo-Peng, P. Dular et G. Meunier, « A Coupling Between the Facet Finite Element and Reluctance Network Methods in 3-D », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, n° 10, pp. 1 – 10, octobre 2017.
- [PV09] G. Postel-Vinay, « La voiture électrique, un nouvel axe des politiques industrielles », Rapport technique, Annales des Mines POSTEL-VINAY, 2009.
- [Rag08] P. Ragot, *Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents*, Thèse de doctorat, École polytechnique fédérale de Lausanne, 2008.
- [Rai13] V. Raisanen, S. Kurz, S. Suuriniemi, T. Tarhasaari et L. Kettunen, « How can we deal with moving objects on a fixed mesh? », *Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 246, pp. 260–268, 2013.
- [Ris20] B. Ristagno, G. Devornique, N. Labbe, K. El Baraka, S. Jugovic, D. Netter, J. Fontchastagner et N. Takorabet, « Machine électrique synchrone polyphasée à effet vernier à commutateur mécanique », 03 juillet 2020, brevet déposé par Valeo au niveau national.
- [Sim98] A. Simon, *Made in Hungary : Hungarian Contributions to Universal Culture*, Simon Publications, 1998.
- [Sin08] G. Sincero, J. Cros et P. Viarouge, « Arc models for simulation of brush motor commutations », *Transactions on Magnetics*, vol. 44, n° 6, pp. 1518–1521, 2008.
- [Sin10] G. Sincero, J. Ghannou, J. Cros et P. Viarouge, « Collector model for simulation of brush machines », *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 81, pp. 340–353, 2010.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [Spi02] P. Spiteri, « Méthode des différences finies pour les EDP stationnaires », *Techniques de l'ingénieur*, 2002.
- [Spi19] P. Spiteri, « Introduction à la méthode des éléments finis », *Techniques de l'ingénieur*, 2019.
- [Tai02] S. Taibi, *Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de machines à réluctance variable de type Vernier*, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.
- [Vau10] A. Vauquelin, *Contribution à l'amélioration des performances des machines à courant continu à aimants permanents dans des applications automobiles à forts courants*, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2010.
- [Wid15] J. Widmer, R. Martin et M. Kimiabeigi, « Electric vehicle traction motors without rare earth magnets », *Sustainable Materials and Technologies*, vol. 29, 03 2015.
- [Zen17] C. Zeng, *Modeling the tribological behavior of brush-commutator contact for electrical starters by Discrete Element Method*, Theses, Université Montpellier, janvier 2017.
- [Zhu02] Z. Zhu, Z. Xia et D. Howe, « Comparison of halbach magnetized brushless machines based on discrete magnet segments or a single ring magnet », *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 38, n° 5, pp. 2997–2999, 2002.

## Annexe A

# Étude analytique de la commutation simple

### Séquence 1

Le couplage des phases est réalisé en étoile donc la loi de Kirchhoff nous donne une première équation.

$$i_1(\theta) + i_2(\theta) + i_3(\theta) = 0$$

On peut considérer le schéma électrique équivalent simplifié présenté en FIGURE A.1.

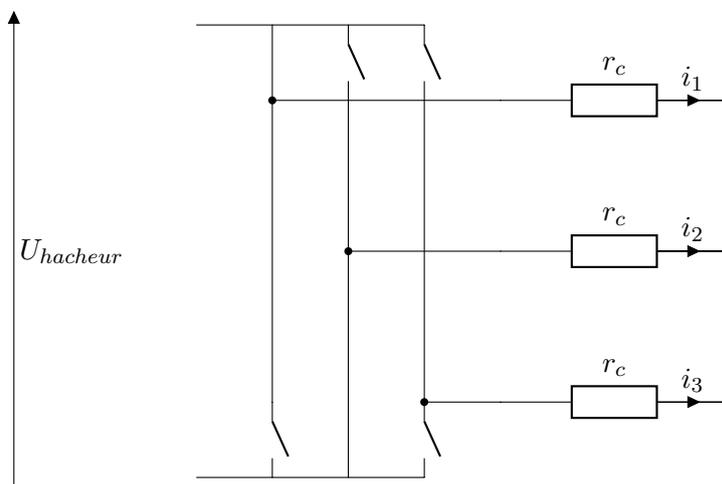


FIGURE A.1 – Circuit équivalent de la séquence 1 en commutation simple

Durant cette séquence, il est aisé de voir que le système de courant répond aux relations (A.1).

$$\begin{cases} i_1(\theta) = \frac{U_{batterie}}{2r_c} \\ i_2(\theta) = -\frac{U_{batterie}}{2r_c} \\ i_3(\theta) = 0 \end{cases} \quad (A.1)$$

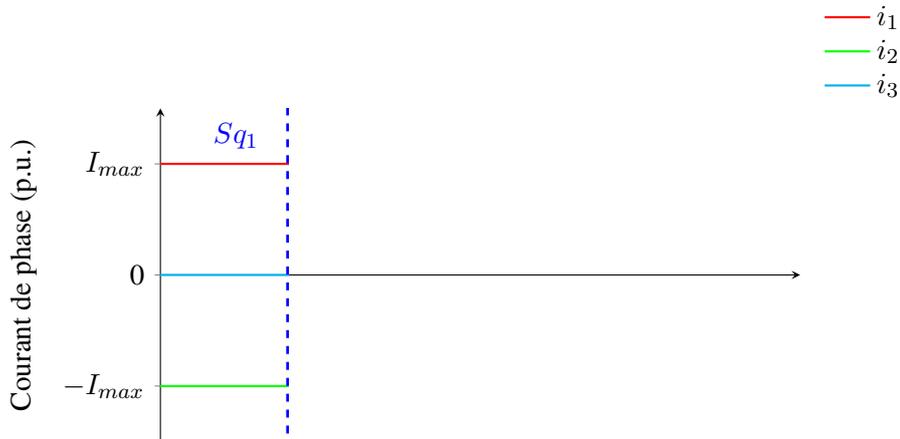


FIGURE A.2 – Chronogramme des courants de phase analytique

### Séquence 2

Le couplage des phases alors que la troisième phase n'est toujours pas alimentée permet d'obtenir une première équation.

$$i_1(\theta) = -i_2(\theta)$$

Considérons le schéma électrique équivalent présenté en FIGURE A.3. Le fait que le balai - soit en train de quitter la lame 2 provoque une augmentation de la résistance  $r_2(\theta)$  inversement proportionnelle à la surface commune balai-lame.

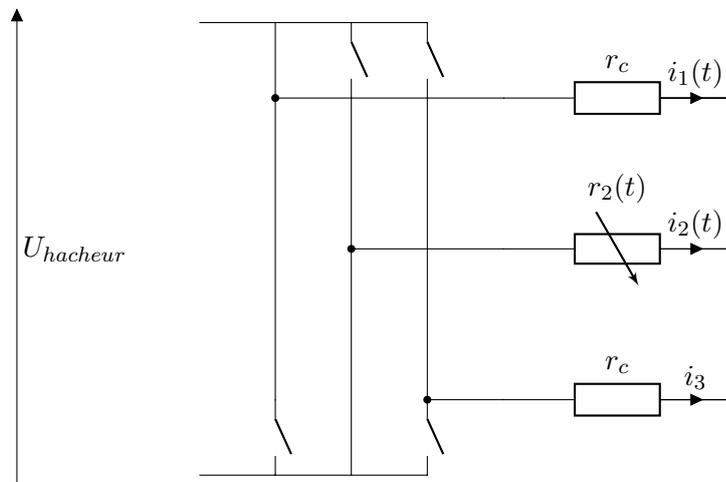


FIGURE A.3 – Circuit équivalent de la séquence 2 en commutation simple

On trouve alors simplement les relations (A.2).

$$\begin{cases} i_1(\theta) = \frac{U_{batterie}}{r_c+r_2(t)} = \frac{U_{batterie}}{r_c\left(1+\frac{S_t}{S_2(t)}\right)} \\ i_2(\theta) = -\frac{U_{batterie}}{r_c+r_2(t)} = -\frac{U_{batterie}}{r_c\left(1+\frac{S_t}{S_2(t)}\right)} \\ i_3(\theta) = 0 \end{cases} \quad (A.2)$$

Il est possible de vérifier les valeurs des courants respectivement en début et en fin de séquence.

$$\begin{aligned} i_1(Sq_1 \cap Sq_2) &= \frac{U_{batterie}}{2r_c} \\ i_1(Sq_2 \cap Sq_3) &< i_1(Sq_1 \cap Sq_2) \\ \text{car } r_c(Sq_2 \cap Sq_3) &> r_c \end{aligned}$$

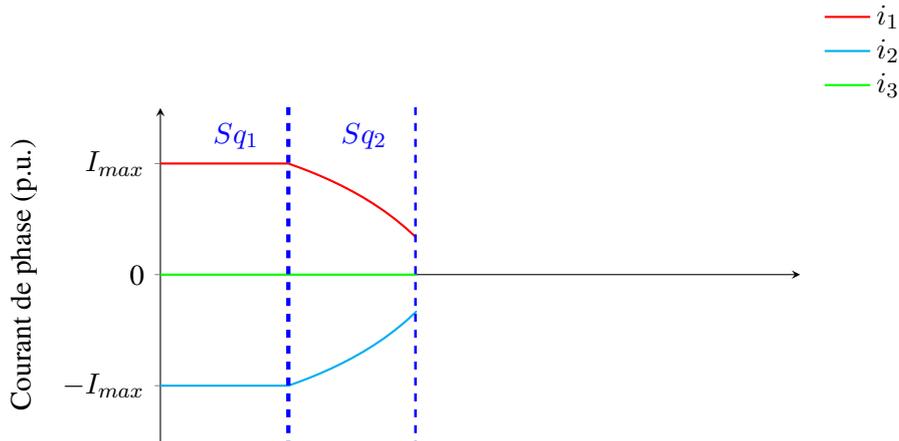


FIGURE A.4 – Chronogramme des courants de phase analytique

### Séquence 3

Considérons le schéma électrique équivalent présenté en FIGURE A.5. Lors de cette séquence, nous assistons à la mise en conduction de la phase 3 en parallèle de la phase 2, la résistance de contact de la phase 1 étant toujours constante.

Ceci nous permet d'obtenir le système de trois équations (A.3).

$$\begin{cases} i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) = 0 \\ r_2(t)i_2(t) - r_3(t)i_3(t) = 0 \\ r_c i_1(t) + R_{eq}(t)i_1(t) = U_{batterie} \end{cases} \quad (A.3)$$

De plus, nous connaissons les relations (A.4).

$$\begin{cases} R_{eq}(t) = \frac{r_2(t)r_3(t)}{r_2(t)+r_3(t)} \\ r_2(t) = \frac{r_c S_t}{S_2(t)} \\ r_3(t) = \frac{r_c S_t}{S_3(t)} \end{cases} \quad (A.4)$$

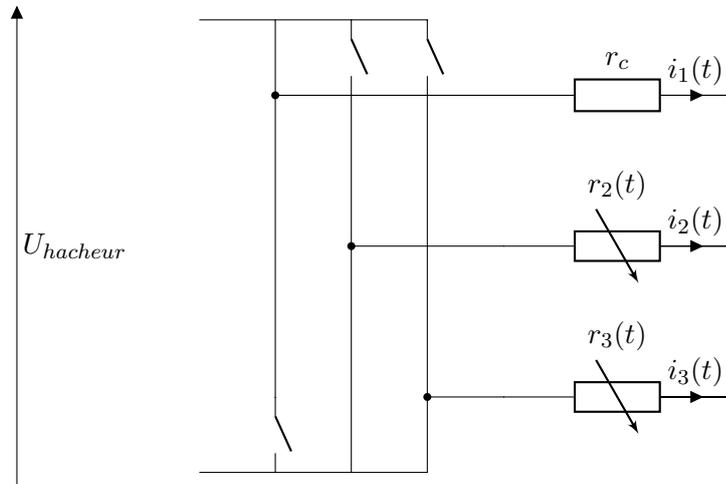


FIGURE A.5 – Circuit équivalent de la séquence 3 en commutation simple

Ce qui nous permet d'obtenir, après quelques étapes de résolution, les relations (A.5).

$$\begin{cases} i_1(t) = \frac{U_{batterie}}{r_c} \frac{S_2(t)+S_3(t)}{S_t+S_2(t)+S_3(t)} \\ i_2(t) = -\frac{U_{batterie}}{r_c} \frac{S_2(t)}{S_t+S_2(t)+S_3(t)} \\ i_3(t) = -\frac{U_{batterie}}{r_c} \frac{S_3(t)}{S_t+S_2(t)+S_3(t)} \end{cases} \quad (A.5)$$

La somme des surfaces des lames en vis-à-vis du balai négatif  $S_2(t) + S_3(t)$  est constante et représente une fraction de la surface totale de vis-à-vis  $S_t$ . Autrement dit, au cours de cette séquence nous avons  $S_2(t) + S_3(t) = S_2(S_{q_2} \cap S_{q_3})$ . Le courant  $i_1$  reste DONC constant durant cette phase. Le chronogramme est présenté en FIGURE A.6.

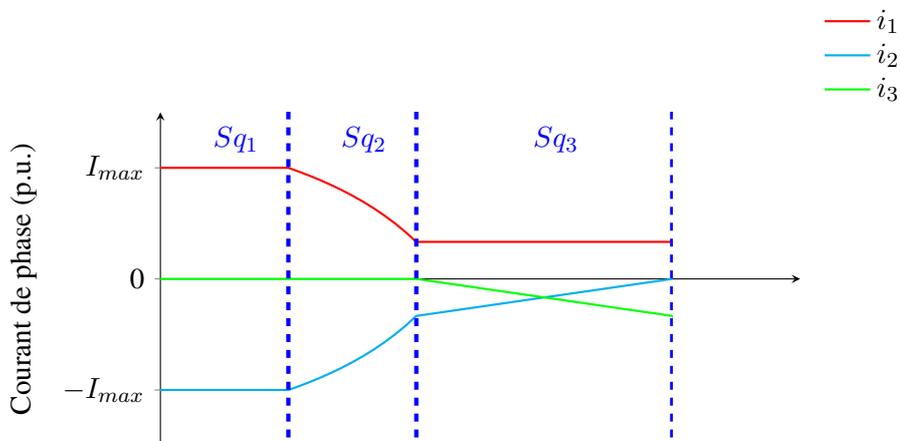


FIGURE A.6 – Chronogramme des courants de phase analytique

**Séquence 4**

Considérons le schéma électrique équivalent présenté en FIGURE A.7. Lors de cette séquence, la phase 2 n'est plus alimentée et la résistance de contact de la phase 1 est toujours constante.

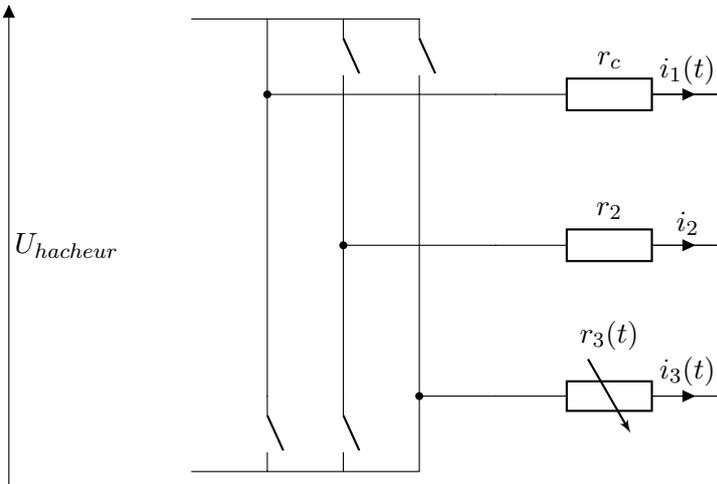


FIGURE A.7 – Circuit équivalent de la séquence 4 en commutation simple

Ceci nous permet d'obtenir des équations analogues à la séquence 2.

$$i_1(\theta) = -i_3(\theta)$$

On obtient simplement les relations (A.6).

$$\begin{cases} i_1(\theta) = \frac{U_{batterie}}{r_c + r_3(t)} = \frac{U_{batterie}}{r_c \left(1 + \frac{S_t}{S_3(t)}\right)} \\ i_2(\theta) = 0 \\ i_3(\theta) = -\frac{U_{batterie}}{r_c + r_3(t)} = -\frac{U_{batterie}}{r_c \left(1 + \frac{S_t}{S_3(t)}\right)} \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Et on retrouve en fin de séquence :

$$i_1(Sq_4 \cap Sq_5) = \frac{U_{batterie}}{2r_c} = i_1(Sq_1 \cap Sq_2) \quad (\text{A.7})$$

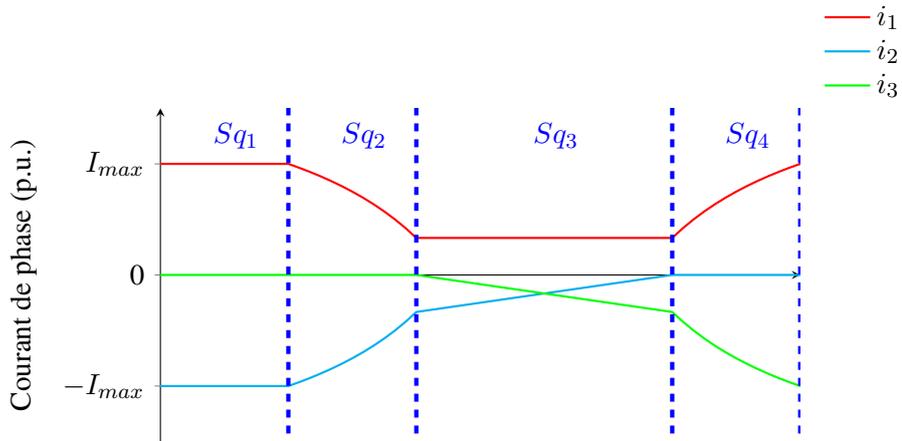


FIGURE A.8 – Chronogramme des courants de phase analytique

### Chronogramme complet

L'étude en séquence de conduction a permis d'obtenir le chronogramme des quatre premières séquences. Le reste du chronogramme sur un pas polaire est obtenu à l'aide de symétrie et d'anti-symétrie comme présenté sur la FIGURE A.9.

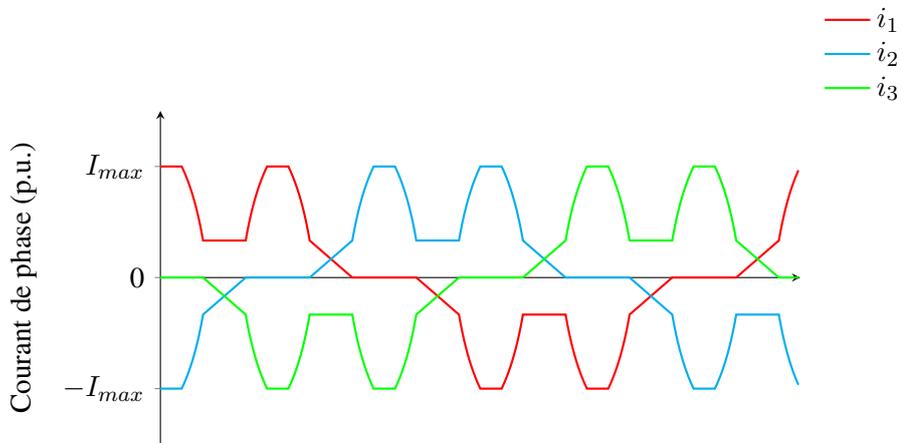


FIGURE A.9 – Chronogramme des courants de phase analytique

## Annexe B

# Interférences de moiré

Afin d'expliciter ce phénomène et de le mettre en application sur les machines étudiées, deux approches différentes seront considérées, l'une discrète et l'autre au fondamental. Pour commencer, considérons deux réseaux constitués respectivement de  $N_1$  et  $N_2$  raies et nommons  $\Delta_1$  et  $\Delta_2$  le pas entre chacune des raies. Ces derniers sont reliés par l'équation (B.1).

$$\begin{aligned}\Delta_2 &= \Delta_1 + \delta_p \\ \delta_p &> 0\end{aligned}\tag{B.1}$$

Les réseaux ainsi que leur superposition sont illustrés sur la FIGURE B.1.

Les deux réseaux sont alignés sur l'origine, les premières raies ne sont donc pas décalées. À la raie  $n$ , il y a un décalage de  $n\delta_p$ . Les réseaux sont considérés en phase lorsque :

$$n\delta_p = \Delta_1 \Leftrightarrow n = \frac{\Delta_1}{\delta_p}\tag{B.2}$$

Sur une superposition de réseau, il est possible de dénombrer les zones claires qui correspondent aux réseaux en phase. À chaque zone claire correspond évidemment une zone sombre et l'on peut noter  $n_p$  le nombre de paires de zones. Par exemple, sur la FIGURE B.1,  $n_p$  vaut 6 sur le réseau complet et 2 sur le zoom. La distance en nombre de raies entre deux zones claires est explicitée dans l'équation (B.3) mise en relation avec (B.2).

$$n = \frac{N_1}{n_p} = \frac{\Delta_1}{\delta_p}\tag{B.3}$$

Du réseau précédent, on peut tirer une nouvelle équation (B.4) qui correspond à l'égalisation des largeurs des deux réseaux.

$$N_1\Delta_1 = N_2\Delta_2 = N_2(\Delta_1 + \delta_p)\tag{B.4}$$

Dont on peut tirer (B.5).

$$\Delta_1 = \frac{N_2}{N_1 - N_2}\delta_p\tag{B.5}$$

Le ratio du pas du réseau 1 sur la différence des pas des réseaux 2 et 1 peut-être exprimé en (B.6).

$$n = \frac{\Delta_1}{\delta_p} = \frac{\Delta_1}{\Delta_2 - \Delta_1} = \frac{N_2}{N_1 - N_2} = G\tag{B.6}$$

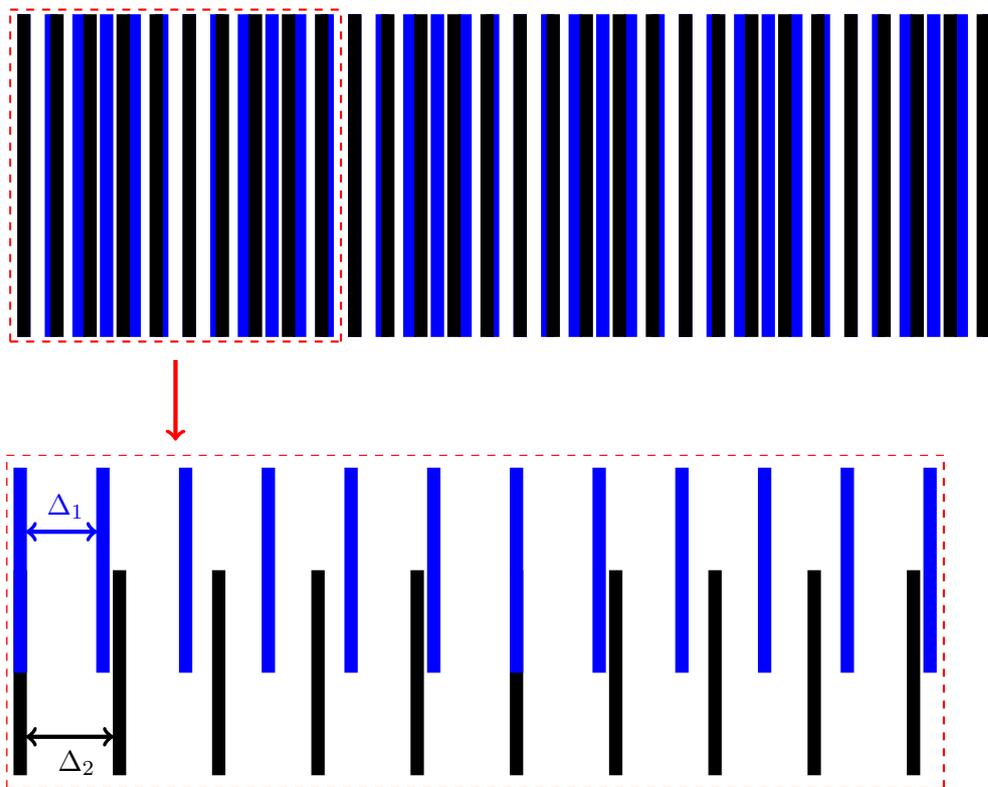


FIGURE B.1 – Illustration de l'effet de moiré

Ce ratio est équivalent au rapport d'amplification dont on parle en métrologie. Il est possible de mesurer un petit déplacement  $\delta_p$  par l'effet Vernier en mesurant le déplacement de la coïncidence du réseau qui se déplace de  $\Delta_1$ . C'est le principe de fonctionnement du pied à coulisse. Reprenons la FIGURE B.1 pour un décalage nul et un faible décalage de  $2\delta_p$ , la coïncidence des réseaux s'est bel et bien déplacée de  $2\Delta_1$  comme on peut le voir sur la FIGURE B.2.

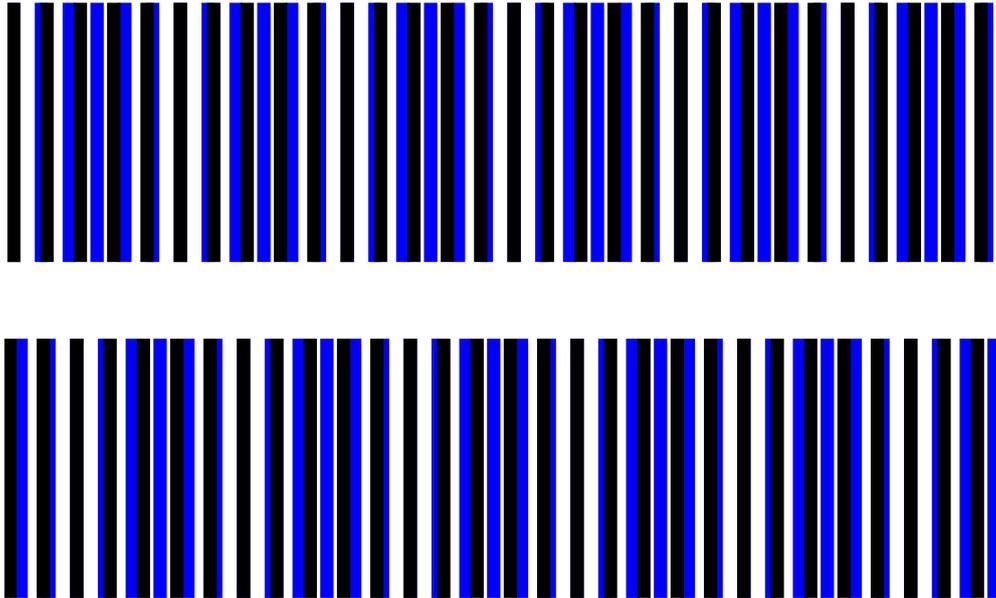


FIGURE B.2 – Mesure de petit déplacement par l'effet Vernier en métrologie



Les travaux de recherches menés dans cette thèse s'inscrivent dans un contexte d'électrification du secteur automobile en réponse aux préoccupations environnementales. Cette thèse concerne la modélisation et l'optimisation de machines à commutateur mécanique pour la motorisation électrique de petits véhicules mono- ou bi- place. Les machines à collecteur représentent une alternative crédible par leur compétitivité, leur robustesse et leur fiabilité principalement dus à l'absence d'électronique de puissance. Néanmoins, elles nécessitent des dispositifs de compensation et d'aide à la commutation dont l'absence peuvent dégrader leurs performances.

L'alimentation par commutateur mécanique rend nécessaire la prise en compte de la dynamique électrique dans la modélisation numérique par éléments finis. C'est pourquoi il est crucial de développer un modèle permettant un couplage fort au sens de la formulation variationnelle du problème magnétique, du circuit électrique externe et enfin du problème électrocinétique de circulation des courants à l'interface du commutateur.

Dans ce contexte, l'utilisation d'une plateforme de modélisation ouverte ONELAB a abouti au développement d'un modèle original de projection des propriétés physiques et des sources sur un maillage fixe. Cette méthode permet de s'affranchir du remaillage lors de processus itératifs tels que l'optimisation géométrique ou encore la prise en compte du mouvement. Cette méthode a abouti au couplage dynamique du problème magnétique et du circuit électrique externe à la formulation électrocinétique de l'ensemble balais-collecteur ainsi qu'à des perspectives de simulations multi-physiques à cette interface.

Enfin, le choix d'un algorithme d'optimisation adapté aux modèles numériques (boîte noire à fort coût d'évaluation) a permis de développer un outil de dimensionnement des machines à commutateur mécanique adapté à une grande variété de structures en réponse à un cahier des charges industriel.

---

---

The research work carried out in this thesis is part of a context of vehicle electrification in response to environmental concerns. This thesis focuses on the modeling and optimization of commutator machines used in powertrains of small electric vehicles. This kind of machines represents an alternate solution due to their competitiveness, robustness and reliability mainly due to the absence of power electronics. Nevertheless, they require compensation windings and commutation poles to improve their performances.

Commutator power supply makes it necessary to take into account electrical dynamics in numerical magnetic modeling by finite elements. That is why, it is crucial to develop a model allowing a strong coupling in the sense of the variational formulation, of magnetic problem, external electrical circuit and finally current flow problem at the commutator interface.

In this context, the use of a modeling opensource platform ONELAB has led to the development of an original model that performs projection of physical properties and sources on a fixed mesh. This method avoids remeshing during iterative processes such as geometric optimization or movement modeling. This method has led to the dynamic coupling of the magnetic problem and the external electrical circuit to the current flow formulation at the commutator interface as well as to prospects for multi-physical simulations at this interface.

Finally, the choice of an optimization algorithm adapted to the numerical models (black box with a high evaluation cost) allowed the development of a tool for the design of commutator machines adapted to many topologies in order to fulfill industrial requirements.