



**HAL**  
open science

# Amélioration des contraintes d'usages des machines à grand nombre de phases

Javier Ojeda

► **To cite this version:**

Javier Ojeda. Amélioration des contraintes d'usages des machines à grand nombre de phases. Energie électrique. Université Paris Saclay, 2022. tel-04152382

**HAL Id: tel-04152382**

**<https://hal.science/tel-04152382>**

Submitted on 5 Jul 2023

**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.

Public Domain

# Amélioration des contraintes d'usage des machines à grand nombre de phases.

Habilitation à diriger des recherches de l'Université  
Paris-Saclay

École doctorale n° ED575, Electrical, Optical, Bio-physics and  
Engineering, EOBE  
Spécialité : Génie Electrique et Electromagnétisme  
Unité de recherche : SATIE UMR 8029  
Réfèrent : Frédéric Mazaleyrat

Habilitation à diriger des recherches présentée et soutenue à l'Ecole  
Normale Supérieure Paris-Saclay, le 13 octobre 2022, par

**Javier OJEDA**

## Composition du jury :

<b>Prénom Nom</b>	Président/e
Titre, Affiliation	
<b>Eric Semail</b>	Rapporteur
Professeur des Universités, L2EP - Lille	
<b>Jean-Philippe Lecointe</b>	Rapporteur
Professeur des Universités, LSEE - Université Artois	
<b>Vincent Lanfranchi</b>	Rapporteur
Professeur des Universités, Laboratoire ROBERVAL - Compiègne	
<b>Georges Barakat</b>	Examineur
Professeur des Universités, GREAH - Le Havre	
<b>Claude Marchand</b>	Examineur
Professeur des Universités, GeePs - Paris	
<b>Ouafae El Ganaoui - Mourlan</b>	Invitée
Professeure de Chaire, IFP School / ENSPM	



# Table des matières

<b>1</b>	<b>Remerciements</b>	<b>7</b>
<b>2</b>	<b>Introduction</b>	<b>9</b>
<b>3</b>	<b>CV et activités d'enseignement</b>	<b>11</b>
3.1	Curriculum Vitæ . . . . .	11
3.2	Résumé des activités d'enseignement . . . . .	12
3.2.1	Département d'enseignement et de recherche Nikola TESLA . . . . .	12
3.2.2	Thématique de la conversion d'énergie . . . . .	12
3.2.3	Thématique de la modélisation et de l'automatique . . . . .	12
3.3	Responsabilités d'enseignement et concours . . . . .	14
<b>4</b>	<b>Description des activités de recherche</b>	<b>15</b>
4.1	Thématiques de recherche . . . . .	15
4.1.1	Axe amélioration des contraintes d'usage des machines spéciales à grand nombre de phases . . . . .	15
4.1.1.1	Principes de dimensionnement . . . . .	16
4.1.1.2	Amélioration des contraintes d'usage . . . . .	17
4.1.1.3	Amélioration de la robustesse aux défauts . . . . .	18
4.1.2	Axe Modélisation des phénomènes vibratoires des machines électriques . . . . .	19
4.1.2.1	Modélisation des vibrations issues de phénomènes magnétiques . . . . .	19
4.1.2.2	Modélisation des vibrations issues de phénomènes aéro acoustiques (machines hautes vitesses) . . . . .	20
4.1.2.3	Modélisation des vibrations, relation contraintes / déformées . . . . .	21
<b>5</b>	<b>Marqueurs des activités de recherche</b>	<b>23</b>
5.1	Participation à des projets de recherche . . . . .	23
5.2	Participation à des jurys de thèse . . . . .	24
5.3	Thèses soutenues . . . . .	24
5.4	Thèses en cours . . . . .	26
5.5	Responsabilités scientifiques au sein du laboratoire . . . . .	27
5.6	Collaborations de recherche . . . . .	27
5.6.1	Collaborations au sein de l'université Paris-Saclay . . . . .	27
5.6.2	Collaborations nationales . . . . .	27
5.6.3	Collaborations internationales . . . . .	27
<b>6</b>	<b>Développement des projets de recherche</b>	<b>33</b>
6.1	Amélioration de la détection des défauts des machines à grand nombre de phases . . . . .	35
6.1.1	Étude du bruit acoustique et des vibrations en vue de leurs diminutions . . . . .	35
6.1.2	Modélisation vibratoire et acoustique des machines électriques . . . . .	35
6.1.2.1	Origines du bruit dans les machines électriques . . . . .	35
6.1.2.2	Modélisation du champ magnétique dans l'entrefer . . . . .	37
6.1.2.3	Modélisation mécanique des vibrations . . . . .	41
6.1.2.4	Modélisation acoustique du bruit . . . . .	44

6.1.2.5	Méthodologie retenue pour l'étude et perspectives de recherche . . . . .	44
6.1.3	Modélisation des défauts dans les machines électriques et de leurs influences sur les vibrations générées . . . . .	45
6.1.3.1	Description des différents mécanismes de défauts dans les machines électriques . . . . .	45
6.1.3.2	Influence des défauts de type électrique sur les vibrations . . . . .	47
6.1.3.3	Méthodes de diagnostic des défauts dans les machines électriques . . . . .	49
6.1.4	<a href="#">Projet de recherche sur le couplage dimensionnement - diagnostic vibratoire en vue de l'amélioration de la détection des défauts électriques</a> . . . . .	51
6.1.4.1	Positionnement scientifique . . . . .	51
6.1.4.2	Paramètres influents sur la génération des vibrations . . . . .	51
6.1.4.3	Critères vibratoires de caractérisation des défauts . . . . .	54
6.1.4.4	Couplage dimensionnement - diagnostic vibratoire . . . . .	55
6.2	Caractérisation des machines à grand nombre de phases en vue de l'amélioration de la résilience aux défauts . . . . .	57
6.2.1	Différents enjeux des machines à grand nombre de phases . . . . .	57
6.2.1.1	Que signifie la dénomination machine à grand nombre de phases . . . . .	57
6.2.1.2	Augmentation de la résilience aux défauts . . . . .	58
6.2.1.3	Impacts sur le dimensionnement . . . . .	59
6.2.1.4	Impacts sur les couplages électriques . . . . .	61
6.2.1.5	Impacts sur la structure d'électronique de puissance d'alimentation . . . . .	62
6.2.1.6	Impacts sur la commande . . . . .	62
6.2.2	<a href="#">Projet de recherche sur la caractérisation des défauts en vue de l'élaboration de stratégies pour l'amélioration de la résilience</a> . . . . .	64
6.2.2.1	Positionnement scientifique . . . . .	64
6.2.2.2	Caractérisation expérimentale des défauts et stratégies de reconfiguration en mode dégradé . . . . .	64
6.3	Intégration de la machine, de l'électronique de puissance et de la commande dans le contexte du concept "Chaîne de Traction à Alimentation Fractionnée" CTAF . . . . .	71
6.3.1	Présentation du projet CTAF . . . . .	71
6.3.1.1	Genèse et motivation du projet . . . . .	71
6.3.1.2	Présentation du brevet . . . . .	71
6.3.1.3	Motivation première du brevet . . . . .	72
6.3.1.4	Enjeux et verrous scientifiques liés au projet CTAF . . . . .	73
6.3.1.5	Positionnement par rapport aux machines à grand nombre de phases et multi-triphasées . . . . .	75
6.3.1.6	Preuve expérimentale du concept . . . . .	77
6.3.2	<a href="#">Projet de recherche associé à la thématique CTAF</a> . . . . .	80
6.3.2.1	Dimensionnement "système" d'une chaîne de traction à alimentation fractionnée . . . . .	81
6.3.2.2	Dernière publication significative liée au projet . . . . .	86
<b>7</b>	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>97</b>



FIGURE 1 – Chaque personne a sa propre vision de la science



FIGURE 2 – Un instantané de la vie du département EEA

# Chapitre 1

## Remerciements

Avant d'être un chercheur, j'ai tout d'abord été un étudiant. Je tiens à remercier tous ces enseignants qui m'ont transmis la passion de l'enseignement et de la recherche : Cécile Durieu, Eric Labouré, Emmanuel Hoang, Gilles Feld, Didier Bedos, Alain Cunière et tant d'autres.

Mes premiers contacts avec la recherche datent de 2004 lors de mon premier stage de recherche au laboratoire GeePs de Paris-Saclay puis au laboratoire SATIE pour mon stage de master recherche et ma thèse. Durant ces 18 ans, je dois remercier un grand nombre de personnes qui ont eu une grande influence sur le chercheur que je suis aujourd'hui. Je remercie donc chaleureusement toutes les personnes des deux laboratoires GeePs et SATIE pour tout ce qu'elles ont pu m'apporter durant toutes ces années.

Parmi toutes ces personnes, je voudrais remercier particulièrement Xavier Mininger et Mohamed Gabsi pour tout ce qu'ils m'ont apporté durant ma thèse et même après. Mohamed Gabsi a toujours eu un oeil bienveillant sur ma carrière et ses conseils ont toujours été précieux pour moi. Je tiens à remercier mes collègues de thèse qui sont devenus des collègues dans ma vie de chercheur. Merci à vous Sami Hlioui et Olivier de la Barrière pour ce que nous partageons encore. Je dois également mentionner Michel Lécivain qui a été le pilier de l'équipe actionneur pendant de nombreuses années et également un collègue très important dans ma construction personnelle.

Je tiens également à remercier chaleureusement Emmanuel Hoang pour m'avoir poussé dans le projet "Chaîne de Traction à Alimentation Fractionnée" CTAF car à ce moment de ma vie de chercheur, c'est le projet qui m'a permis de me remettre en ordre de marche. Je remercie également tous les chercheurs de ce groupe avec lesquels je partage des moments scientifiques intenses et passionnants.

Je remercie tous les doctorants que j'ai pu encadrer durant ces années. Chacun m'a apporté énormément, et j'espère leur avoir apporté au moins autant.

Même si cela n'a pas forcément de lien avec la recherche, je tiens à remercier Thomas Rodet qui dirige le DER Nikola TESLA et Nathalie Manhes Morisco pour tout ce qu'ils m'apportent au quotidien.

Je remercie chaleureusement les membres du jury pour leur disponibilité et le temps qu'ils accordent à ce mémoire, mais également à l'amélioration du chercheur qui est en moi et qui ne demande qu'à devenir meilleur.

Pour finir, je voudrais dire combien le soutien de ma famille et de mes amis est important pour moi. Dans les moments difficiles ou joyeux, ils m'ont toujours porté plus haut.

Je n'ai pas de mots assez forts pour remercier ma femme et mon fils qui partagent ma vie et qui me rendent meilleur chaque jour. Ils sont les deux piliers de mon bien-être et les moteurs qui me permettent de repousser sans cesse mes limites.





# Chapitre 2

## Introduction

L'évolution de la recherche sur les machines électriques se poursuit depuis leurs inventions. Bien que les principes de base de la conversion d'énergie soient bien maîtrisés, l'histoire du développement des machines électriques a connu plusieurs évolutions majeures.

À l'origine, les machines électriques étaient mono-vitesse. Il était possible alors de dimensionner ces machines à partir de règles simples, voire de tables. La recherche de la maximisation du rendement a conduit les chercheurs à s'intéresser de près à la physique des machines électriques (pertes magnétiques, gestion de la thermique, etc.) et a ouvert de nombreux axes de recherche.

Puis, ces machines ont évoluées vers la vitesse variable. Le dimensionnement pour une vitesse de rotation est relativement aisé, tandis que dimensionner une machine électrique sur un cycle caractéristique a obligé les chercheurs à se réinventer et de développer de nouvelles méthodes d'optimisation adaptées au caractère variable du fonctionnement. Cette évolution amena à considérer non plus les modèles de la machine électrique les plus précis en termes de description de la physique, mais des modèles réduits permettant d'optimiser sur un grand nombre de points de fonctionnement. Avec la vitesse variable et l'évolution de l'électronique de puissance, la machine électrique n'est plus considérée comme un élément solitaire, mais comme un système poursuivant l'évolution vers une optimisation système avec la gestion des modèles réduits des différents composants de la chaîne.

De nos jours, la machine électrique électrique n'est plus considérée que pour son aspect de convertisseur électromécanique, mais comme un composant multitâches. La machine électrique doit pouvoir positionner son rotor via des paliers magnétiques pour les applications "grandes vitesses", elle doit être capable d'améliorer sa résilience aux défauts pour les applications embarquées, elle doit pouvoir s'autodiagnostiquer voir s'autorepérer, elle doit maîtriser son bruit acoustique généré, s'inter-imbriquer dans une chaîne de traction ou de jouer le rôle de Battery Management System pour les batteries d'alimentation. Toutes ces nouvelles approches ouvrent un champ de recherche très vaste pour les chercheurs. Beaucoup de nouvelles approches apparaissent pour optimiser ces machines électriques : modèles réduits (Kriggeage, IA, etc.), optimisation stochastique, jumeaux numériques, HIL (Hardware in the loop), etc.

Nous allons nous placer dans ce mémoire sur l'étude de l'amélioration des contraintes d'usages des machines électriques et notamment un focus important sur l'amélioration de la résilience aux défauts et à l'intégration d'une chaîne de traction fractionnée.

Le mémoire est organisé suivant deux parties. La première traite des activités de recherche passées en décrivant les activités d'enseignement et de recherche, les différents marqueurs de la recherche puis la bibliographie personnelle. La seconde partie traite des perspectives de recherche à développer dans les années à venir. La description de ces perspectives part d'un positionnement bibliographique par rapport à mes activités et les activités du domaine puis développe des axes de recherche à mettre en place.



# Chapitre 3

## CV et activités d'enseignement

### 3.1 Curriculum Vitæ

#### Informations personnelles

NOM	OJEDA
Prénom	Javier
Date de naissance	28 décembre 1980
Lieu de naissance	Buenos Aires (Argentine)
Nationalité	Française
Adresse mail	javier.ojeda@ens-paris-saclay.fr

#### Situation professionnelle

Actuelle	<b>Maître de conférences</b> au laboratoire SATIE et au département EEA à compter du 1 septembre 2010
----------	---

#### Formations et diplômes universitaires

2009-2010	<b>Post-Doctorat</b> à l'université de Beijing (Tsinghua) Chine au département Electrical Engineering
2006-2009	<b>Thèse de doctorat</b> à l'École Normale Supérieure de Cachan (ENS de Cachan) Sujet : « Dimensionnement et commande d'actionneurs piézoélectriques en vue du contrôle des vibrations des machines à réductance variable rapides »
2006	<b>Master 2 recherche (M2R)</b> de l'université Paris XI et de l'ENS Cachan. Sujet : « Réduction des vibrations des machines à réductance variable par des actionneurs piézoélectriques »
2002-2006	Elève de l'ENS de Cachan. <b>Lauréat du concours d'Agrégation</b> externe en génie électrique.

#### Indicateurs scientifiques

Revue publiée	26
Actes de conférences publiés	31
h-facteur (web of science) période 2011 - 2022	10 (02/2022)

## 3.2 Résumé des activités d'enseignement

Mon activité principale d'enseignement a lieu au sein de l'École Normale Supérieure Paris-Saclay dans le département d'enseignement et de recherche DER Nikola TESLA (anciennement EEA Électronique, électrotechnique et automatique). Quelques unes de mes interventions ont également lieu au DER de Génie civil et environnement au niveau du M2FeSup.

Ces enseignements s'articulent autour de deux thématiques : *la conversion d'énergie et l'automatique et la modélisation*.

### 3.2.1 Département d'enseignement et de recherche Nikola TESLA

La présidence de l'École Normale Supérieure Paris-Saclay a mis en place des départements d'enseignement et de recherche DER pour remplacer les départements d'enseignement afin de favoriser et institutionnaliser les échanges entre les laboratoires de recherche et les départements d'enseignement. L'objectif est également de placer dès leur arrivée dans l'école les étudiants dans un environnement de recherche. Ces mêmes étudiants poursuivent des thèses à la fin des quatre années de l'ENS Paris-Saclay à hauteur de plus de 80%. L'ancien département EEA est donc devenu le DER Nikola TESLA en décembre 2021.

Le nom de DER Nikola TESLA<sup>1</sup> est venu suite à de nombreuses concertations. Il est un bon compromis entre une personnalité éminente du domaine et pour faire écho au laboratoire associé au DER qui se nomme en hommage à Eric SATIE.

La direction du DER s'articule autour de trois directeurs : Directeur du DER (anciennement directeur du département), Directeur aux études (anciennement directeur adjoint) et le Directeur du laboratoire SATIE.

### 3.2.2 Thématique de la conversion d'énergie

L'énergie est un enjeu sociétal majeur des sciences de l'ingénieur, aussi bien du côté des ressources (renouvelables et fossiles) que de la production/consommation et de l'utilisation. Au sein de l'ENS Paris-Saclay et du DER Nikola TESLA, l'énergie occupe une place importante. Mes enseignements en conversion d'énergie couvrent différents cours :

SAPHIRE 233 - Traitement de l'énergie : Cours / TD / TP sur les principes basiques de conversion d'énergie telles que les puissances et l'énergie, les circuits magnétiques, inductances, transformateurs, et les principes de conversion des actionneurs électromécaniques (plus particulièrement de la machine à courant continu).

M1 E3A 411 - Conversion d'énergie : Cours / TD / TP sur les principes de modélisation des machines synchrones utilisées en alternateur. Simulation sous la forme d'équations d'état des échanges de puissance dans une association alternateur synchrone / pont de diodes / bus continu / onduleur sur le réseau.

M2 EPA (Electrification & Propulsion Automobile) - Machines électriques : Cours / TP sur les principes de commande des machines synchrones auto pilotées.

### 3.2.3 Thématique de la modélisation et de l'automatique

La modélisation multi physique des systèmes est un thème majeur de la première année SAPHIRE commune aux DER Nikola TESLA, de génie mécanique et génie civil et environnement. Savoir modéliser un système dont les sources sont de natures différentes (électrique, mécanique, thermique, etc.), d'établir des relations comportementales, et d'identifier des systèmes sont des compétences qui doivent être acquises par les étudiants de première année, mais également par les étudiants préparant l'agrégation de sciences industrielles de l'ingénieur (SII) pour l'épreuve commune à toutes les spécialités. À partir de cette modélisation, le contrôle de systèmes pluridisciplinaires est mis en place au travers du cours d'automatique.

---

1. <https://sciencepost.fr/nikola-tesla-biographie-et-inventions-majeures-pourquoi-son-genie-est-il-tombe-dans-loubli/>

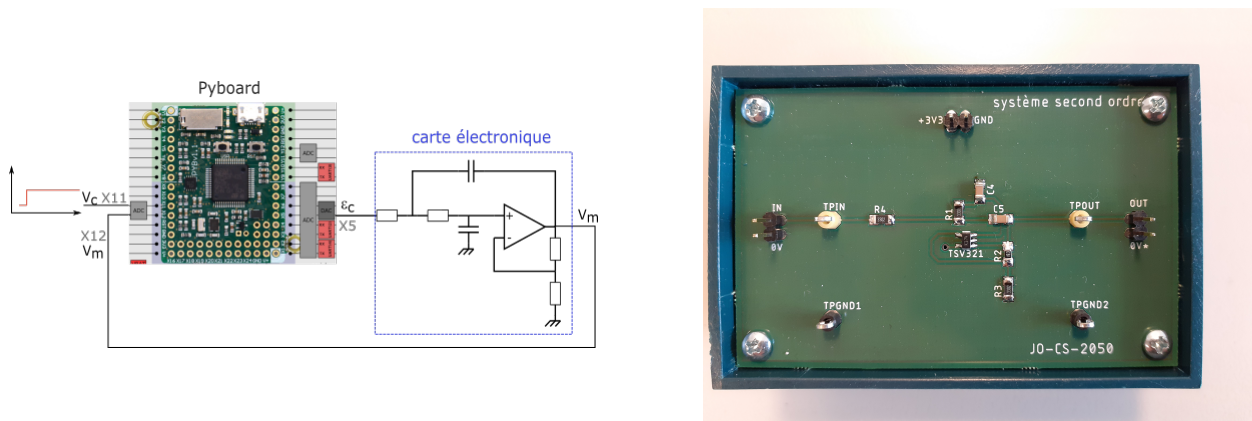


FIGURE 3.1 – A gauche, schéma électrique de l’atelier, à droite, carte électronique simulant un système du second ordre.

- SAPHIRE 211 - Identification paramétrique et optimisation : TD / TP / Projets sur les méthodes d’identification (notamment par moindres carrés) et l’optimisation déterministe sur la base des méthodes de descente du gradient.
- M2 FESUP - Automatique : Cours / TD / TP sur la base du référentiel du concours de l’agrégation de SII : automatique mono variable linéaire et non linéaire à temps continu et temps discret. La représentation d’état et la commande par retour d’état multi variable à temps continu ou temps discret.
- M2 FESUP - Préparation à l’épreuve commune de l’agrégation : Cours / TD / TP pour la préparation à l’épreuve de sciences industrielles de l’ingénieur commune à toutes les options (théorie des poutres, modélisation thermique, dynamique des fluides).
- M2 EPA - Méthodes numériques pour les systèmes : Cours / TD sur les méthodes de numérisation (méthodes de discrétisation, différences finies) et sur les méthodes d’identification (notamment par moindres carrés) puis l’optimisation déterministe sur la base des méthodes de descente du gradient.

## Enseignement pratique de l’automatique à distance

La crise sanitaire mondiale a amené tous les enseignants à repenser la manière d’enseigner leurs disciplines. Pour les enseignants de sciences industrielles, l’évolution des outils numériques aussi bien logiciel que matériel permet une transition de l’enseignement en présentiel vers un enseignement hybride entre présentiel et autonomie des apprenants. Ainsi, au travers de trois articles dans la revue 3EI<sup>2</sup> [1, 2, 3], l’enseignement de l’automatique a été repensé afin de prendre en compte les contraintes liées à l’enseignement à distance. Ainsi, les activités pédagogiques sont regroupées en ateliers effectués en autonomies [1] puis des ateliers pratiques à partir d’un système physique de classe préparatoire aux grandes écoles [2] et d’un système numérique portable [3]. Ce dernier atelier est composé d’une carte Pyboard programmée en Micropython permettant de synthétiser un correcteur numérique puis d’un système simulé par un filtre du second ordre, figure 3.1, le tout alimenté par un usb 5V permettant aux apprenants d’avoir le système depuis leur lieu de résidence.

Cet atelier pratique peut être réalisé en présentiel, à distance en autonomie ou à distance par une connexion sur un serveur hébergeant et alimentant la manipulation.

2. <https://see.asso.fr/3ei/>

### 3.3 Responsabilités d'enseignement et concours

- **Directeur adjoint département EEA** : De septembre 2019 à décembre 2021, j'ai eu la charge de la direction adjointe du département EEA.
- **Directeur aux études DER Nikola TESLA** : Depuis décembre 2021, j'ai la charge de la direction aux études du DER Nikola TESLA.
- **Première année SAPHIRE** : Co-responsable de la première année SAPHIRE commune aux DER Nikola TESLA, de génie mécanique et génie civil et environnement de 2018 à 2020. Cette formation compte environ 70 étudiants, la majorité étant des élèves Normaliens admis sur concours plus des étudiants admis sur dossier.
- **Concours BTS/DTS** : Membre du jury de spécialité à l'oral de la session 2011 à 2019.
- **Concours PSI** : Membre du jury de l'épreuve écrite de modélisation du concours X-ENS depuis la session 2015/2016.

# Chapitre 4

## Description des activités de recherche

### 4.1 Thématiques de recherche

Les machines électriques classiques (c.-à-d. à 3 phases électriques) ont largement été étudiées et optimisées ces dernières décennies. Dans beaucoup d'applications notamment en ce qui concerne les transports, elles possèdent des puissances massives et/ou des couples massives élevés grâce à une optimisation systémique de celles-ci.

Cependant, dans ces dernières applications un certain nombre de points durs limitent encore l'amélioration de ces actionneurs :

- La robustesse (résilience) vis-à-vis de défauts d'origines diverses (électrique, mécanique, magnétique, etc.). Un défaut doit avoir un impact minimal sur les performances globales de l'actionneur. Qui plus est, la détection de ces défauts devra être facilitée par l'actionneur en lui-même.
- Une meilleure adéquation avec l'alimentation électrique. Dans les applications type véhicule électrique ou hybride, l'alimentation électrique tend vers la basse tension (inférieure à 48V) pour des raisons de fabrication des batteries et de sécurité des passagers ce qui est en contradiction avec le principe de dimensionnement des actionneurs qui lui tend à avoir une alimentation moyenne tension.
- Le niveau acoustique des actionneurs électriques. Les normes en termes de niveau sonore ou vibratoire des actionneurs sont un paramètre limitant pour l'intégration de solutions optimales d'un point de vue du fonctionnement électromécanique.
- L'amélioration de la qualité de conversion électromécanique. Les ondulations de couple et/ou courants, vitesse et/ou tensions, les pertes électriques, magnétiques et mécaniques, la compacité sont d'autant de curseurs de la qualité de conversion des actionneurs. Ils peuvent devenir selon les applications cruciaux ou n'être que secondaires.

Ces points durs peuvent être regroupés sous l'appellation : *amélioration des contraintes d'usage*. Les différentes thématiques abordées dans mes activités de recherche tentent d'apporter des solutions totales ou partielles à ces problèmes, notamment en ayant comme objet d'étude les machines électriques spéciales à grand nombre de phases.

#### 4.1.1 Axe amélioration des contraintes d'usage des machines spéciales à grand nombre de phases

Dans un premier temps, il convient de définir ce que l'on entend par *machines spéciales* et par *grand nombre de phases*.

Machines spéciales : Dans la suite de ce document, nous traiterons en particulier des machines à commutation de flux. Cet actionneur a été breveté au laboratoire SATIE par l'équipe SETE. Il possède d'un point de vue externe le même comportement électrique qu'une machine synchrone, mais son rotor est totalement passif ce qui permet un fonctionnement à haute résilience et à vitesse de rotation importante. Tous les éléments actifs se trouvent au stator et facilitent le dimensionnement de structures simples excitations (aimants permanents ou bobinages) ou doubles excitations (aimants permanents et bobinages). Cette structure a l'avantage de pouvoir



répondre à des exigences particulières notamment en avionique où l'ensemble balais-collecteur est proscrit pour des raisons de sécurité.

Grand nombre de phases : Partant du principe d'une alimentation en tension alternative, la question du nombre de phases est apparue dès le début de l'ère électrique. La problématique était alors de transporter une quantité de puissance tout en minimisant le nombre de conducteurs, les pertes par effet Joule et la puissance fluctuante. Ce sont pour ces raisons que le système d'alimentation triphasée a vu le jour dès 1880 d'après les travaux de Galileo Ferraris, Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski et Nikola Tesla. Même si nous pouvons trouver quelques applications de systèmes à plus de trois phases au cours de l'histoire, il a fallu attendre l'amélioration de l'électronique de puissance et la nécessité d'obtenir une robustesse vis-à-vis des pannes pour voir une tendance à l'augmentation du nombre de phases. Ainsi, les machines électriques ayant plus de trois phases sont dénommées *machines électriques à grand nombre de phases*. Dans cette famille de machines, nous pouvons néanmoins avoir une sous-classification :

- Les machines dont le nombre de phases est multiple de 3, les machines multi étoiles. Cela se traduit par des machines 6 phases (2x 3 phases), 9 phases, etc. Dans cette configuration, nous parlerons de machines sectorisées. Le dimensionnement correspond au dimensionnement d'une machine 3 phases classiques, mais dupliquées sur la structure géométrique. L'alimentation électrique (soit le convertisseur continu vers alternatif) est elle aussi classique.
- Les machines dont le nombre de phases est quelconque, 4, 5, 7, 9 phases, etc. Dans ce cas, de nouvelles stratégies d'optimisation doivent être mises en place. Dans la suite, nous allons plus particulièrement nous intéresser à ce type de structure.

#### 4.1.1.1 Principes de dimensionnement

Le dimensionnement d'une structure purement à grand nombre de phases (non multiple de 3) doit se considérer dans son ensemble. Le nombre de phases devient un paramètre d'optimisation comme l'est le nombre de paires de pôles, l'entrefer, etc. L'objectif de cette recherche est d'obtenir les caractéristiques intrinsèques des machines à grand nombre de phases et de répondre à deux questions ; que gagnons-nous ? Que perdons-nous ? Pour ce faire, nous adoptons différentes stratégies. La première consiste en une comparaison analytique des machines considérées.

##### Dimensionnement analytique

Ce type de dimensionnement nécessite des hypothèses fortes : linéarité de la caractéristique couple-vitesse<sup>1</sup>, géométrie constante (entrefer, rayon externe, etc.) homothétie géométrique (toutes les grandeurs peuvent se déduire des autres par une simple transformation géométrique), et l'hypothèse de la machine *bien construite*. Cette dernière hypothèse suggère que toutes les topologies étudiées sont à un point de fonctionnement d'induction magnétique optimal et constant.

À partir de ces hypothèses, il est possible de construire les caractéristiques couple-vitesse, de calculer les pertes, le rendement, etc. de manière totalement analytique en résolvant les équations électromécaniques. Le résultat d'une comparaison analytique d'une machine trois phases avec une machine trois phases ayant un nombre de paires de pôles doublé et d'une machine 5 phases est représentée sur la figure 4.1.

Ce que nous pouvons remarquer est qu'à pertes Joule constantes, la puissance maximale des trois structures est équivalente. La modification du nombre de paires de pôles ou du nombre de phases aura une incidence sur le couple maximal admissible et sur la vitesse de base. Le nombre de paires de pôles permet d'augmenter le couple maximal et le nombre de phases, la vitesse de base. Il est alors intéressant de chercher pour une caractéristique couple-vitesse fixée, le couple nombre de paires de pôles / nombre de phases qui va permettre d'obtenir le plus de critères positifs (ondulation de couple, pertes, vibrations, etc.).

##### Dimensionnement par optimisation éléments finis

Pour obtenir une comparaison plus fine des structures de machines, il faut se définir un cadre de comparaison, c.-à-d. un cahier des charges couple-vitesse + contraintes. Puis, une optimisation par éléments finis doit être mise en place pour que chaque machine comparée soit le plus optimale

---

1. Une caractéristique couple-vitesse linéaire n'exclut pas des non-linéarités locales en induction magnétique.

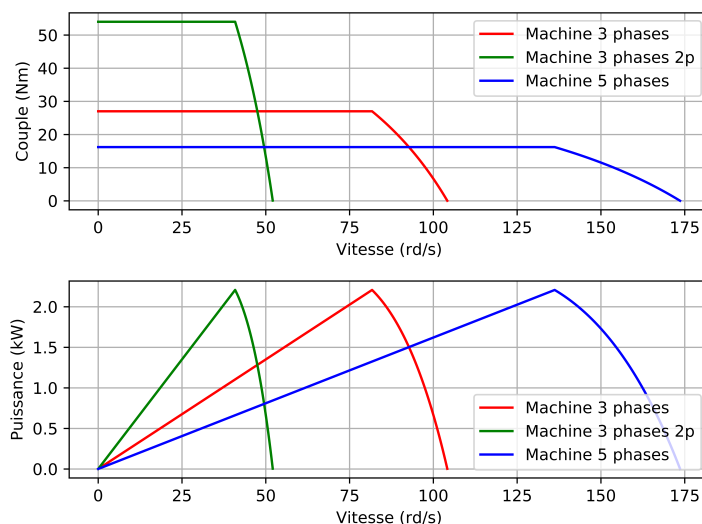


FIGURE 4.1 – Comparaison des différents critères d’optimisation sur une machine trois phases, trois phases avec paires de pôles doublées et machine 5 phases

possible. Dans les cadres d’étude mis en place, nous avons cherché à comparer une machine à 5 phases à commutation de flux avec une machine 3 phases à commutation de flux optimisée par une équipe du College of Engineering, Marquette university et plus particulièrement par le professeur Ayman M. EL-Refaie sur un cahier des charges défini par le département américain de l’énergie, programme FreedomCAR 2020, figure 4.2

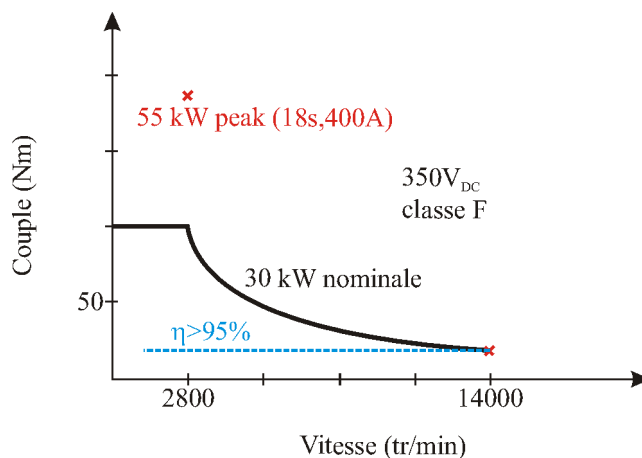


FIGURE 4.2 – Cahier des charges du programme FreedomCAR 2020 en termes de couple-vitesse

Un résumé de la comparaison est fourni dans le tableau suivant, tableau 4.1

Dans cette étude la machine à grand nombre de phases à commutation de flux permet d’améliorer plusieurs points. Le couple massique a été augmenté de 6% tout en satisfaisant aux exigences notamment en tension de bus continu. L’ondulation du couple s’en trouve également améliorée. Dans les points négatifs à souligner, il y a les pertes magnétiques. En effet, dans une machine à commutation de flux, le nombre de paires de pôles et le nombre de phases sont liés. Ainsi, une augmentation du nombre de phases a conduit à une augmentation du nombre de paires de pôles et par conséquent, à une augmentation de la fréquence de conversion. Les pertes fer étant liées à la fréquence de conversion, celles-ci s’en trouvent dégradées pour les hautes vitesses de rotation.

#### 4.1.1.2 Amélioration des contraintes d’usage

Parmi l’amélioration des contraintes d’usage, nous pouvons regrouper toutes les contraintes spécifiques aux applications visées :

Paramètres	PM-Sandwiched FSPM	FSPM 5 phases
Stator/rotor	6/10	20/18
Aimant permanent	HF085 Ferrite à 150°C	
Entrefer	0.73 mm	
Densité de courant peak/nominale	20 / 10 $A_{RMS}/mm^2$	
Rayon rotor externe	80.6 mm	
Rayon stator externe	122 mm	
Longueur active	158.2 mm	149 mm
Flux à vide	25.8 mWb	$h_1 = 6.9 mWb /$ $h_3 = 0.13 mWb$
Densité de courant de court-circuit	14 $A_{RMS}/mm^2$	2.05 $A_{RMS}/mm^2$
Densité de courant thermique		12.4 $A_{RMS}/mm^2$
Masse totale	32.9 kg	30.9 kg

TABLE 4.1 – Tableau de comparaison entre les deux structures de machine

- L’ondulation de courant dans les charges, notamment dans le cadre d’un alternateur sur une batterie. Dans de nombreuses applications, la gestion de la charge de la batterie est cruciale et plus particulièrement l’ondulation de courant de charge doit être minimisée. L’augmentation du nombre de phases permet de fortement réduire cette ondulation et donc de répondre à cette problématique.
- L’ondulation du couple généré afin de minimiser le vieillissement des pièces mécaniques et le confort utilisateur.
- La diminution de la tension de bus continu. L’augmentation de nombre de phases permet de diminuer les flux magnétiques et donc de permettre la réduction des tensions de bus continu.
- Le facteur de puissance. La meilleure adéquation en termes de dimensionnement commune entre la machine électrique et son électronique de puissance est obtenue pour des facteurs de puissance importants.
- Le niveau sonore ou vibratoire. Pour des applications notamment dans le domaine des transports, le niveau vibratoire ou acoustique devient essentiel. Les motorisations étant majoritairement électriques, les niveaux vibratoires doivent être contrôlés et potentiellement améliorés. Ce dernier item sera développé plus précisément dans les axes suivants.

Pour ces différentes contraintes, les machines à grand nombre de phases apportent des solutions complémentaires aux machines classiques (à 3 phases) et permettent une prise en compte de ces contraintes dans le processus d’optimisation.

#### 4.1.1.3 Amélioration de la robustesse aux défauts

Avec la progression des actionneurs électriques notamment dans le domaine des transports, la résilience vis-à-vis des défauts est devenue un enjeu majeur. De la détection à la localisation des différents défauts de ces machines, puis à la reconfiguration de la structure ou de la commande pour garantir des performances minimales, la machine à grand nombre de phases permet d’obtenir une résilience accrue.

La classification et la caractérisation des défauts sont la première étape de l’étude. En considérant majoritairement des défauts de type électrique, leurs influences sur le couple et l’ondulation de couple, mais également sur les vibrations ont été étudiées.

À partir de la connaissance des défauts pouvant intervenir différentes structures d’alimentation et de commande ont été développées comme sur la figure 4.3 pour une machine 5 phases avec un neutre relié au point milieu de l’onduleur pour permettre de découpler la commande de chacune des phases.

De la structure d’alimentation, un algorithme d’optimisation multi objectif a été mis en place afin de calculer les nouvelles références de courant lorsqu’un défaut intervient afin de garantir des performances

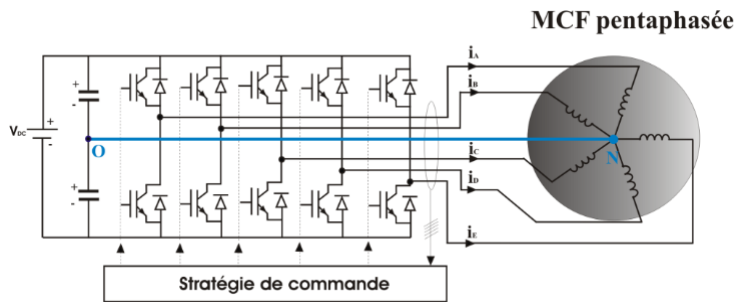


FIGURE 4.3 – Structure de commande d’une machine à commutation de phase 5 phases avec neutre relié

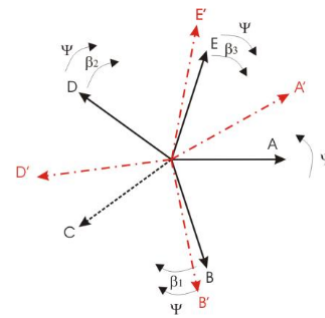


FIGURE 4.4 – Reconfiguration des courants moteurs pour une phase ouverte (C) afin de maximiser le couple moyen et de minimiser les ondulations de couple

en mode dégradé, figure 4.4. Ces performances minimales portent sur la maximisation du couple moyen tout en minimisant les pertes par effet Joule et en contraignant l’ondulation maximale du couple.

Le dernier point concerne la détection et la localisation des défauts. Une littérature abondante traite de la détection des défauts par des méthodes basées sur l’analyse des courants. Le choix effectué sur cet axe est de traiter la détection et la localisation des défauts par le biais des informations vibratoires. Ces deux méthodes sont complémentaires et se retrouvent dans de nombreux systèmes (grands alternateurs, éolien, etc.), mais également pour le suivi de performances (maintenance préventive).

#### 4.1.2 Axe Modélisation des phénomènes vibratoires des machines électriques

Le second axe traite de la modélisation des phénomènes vibratoires au sein des machines électriques non conventionnelles. Cet axe portera plus particulièrement sur les machines à réductances variables qui sont réputées bruyantes et les machines à commutation de flux. Obtenir une modélisation physique pour la compréhension des phénomènes mis en jeu ou un modèle système pour prédire ou détecter de potentiels défauts s’articule autour de trois composantes : modéliser les phénomènes produisant des contraintes mécaniques sur la structure (magnétique, aérodynamique, etc.), modéliser les vibrations propres à la structure (résonances) puis la modélisation des déformées de la structure permettant d’obtenir soit les vibrations ou le bruit acoustique généré.

##### 4.1.2.1 Modélisation des vibrations issues de phénomènes magnétiques

Les vibrations d’origine magnétique naissent de la contrainte exercée sur la structure par les composantes normales de l’induction et la composante tangentielle du champ magnétique. Ainsi, il faut en premier lieu déterminer ces deux composantes pour une structure donnée et une alimentation électrique donnée. Plusieurs méthodes ont été mises en place pour calculer ces contraintes :

**Modélisation par éléments finis :** une simulation éléments finis avec un maillage d’entrefer dense permet de calculer les deux composantes des champs. Néanmoins, le maillage d’entrefer dense impose un temps de calcul long pour chaque point de simulation temporel, qui eux aussi peuvent être nombreux selon le nombre d’harmoniques temporelles.

**Modélisation par résolution des équations de Maxwell :** méthode exacte de résolution des équations de Maxwell dans l’entrefer, néanmoins, le passage des champs dans le fer est négligé. Ainsi, il n’est considéré que les phénomènes linéaires. Néanmoins, le temps de calcul est très rapide en comparaison des éléments finis, figure 4.5.

**Modélisation par les réseaux de perméances superficielles :** en ne considérant que le champ magnétique normal, la méthode précédente peut se simplifier en considérant les perméances magnétiques superficielles. Dans ce cadre, cette méthode se prête à une modélisation aisée.

Ces différentes méthodes permettent d’obtenir la contrainte magnétique en fonction de la position du rotor et du temps (ou de la rotation) pour une géométrie fixée et d’avoir la variation de cette

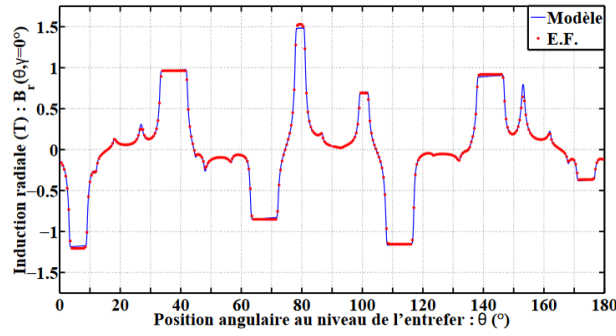


FIGURE 4.5 – Relevé de l’induction magnétique par la méthode de résolution des équations de Maxwell pour une position de l’entrefer pour différentes valeurs temporelles

contrainte en fonction des paramètres géométriques.

#### 4.1.2.2 Modélisation des vibrations issues de phénomènes aéro acoustiques (machines hautes vitesses)

Il est une question cruciale de savoir ce qu’est une machine haute vitesse. La plupart du temps, une machine haute vitesse est définie par la vitesse périphérique du rotor. Néanmoins, pour les phénomènes aéro acoustiques définis par le bruit issu de la rotation du fluide dans l’entrefer (majoritairement), cette dernière définition n’est pas adéquate. Nous définissons une machine haute vitesse comme une machine où le niveau du bruit d’origine aéro acoustique devient prépondérant devant les autres sources de bruit.

Afin de calculer le niveau des contraintes aérauliques, il faut dans un premier temps déterminer la répartition du champ de vitesse du fluide dans l’entrefer (vision 2D) ou la machine entière (3D). Pour cela, il faut résoudre les équations de Navier-Stockes (par éléments finis) avec des contraintes de maillage très fortes (régularité du maillage et vitesse numérique grande devant la vitesse du fluide).

À partir de la détermination du champ de vitesse du fluide, il est possible sous certaines approximations de déterminer le niveau vibratoire aéraulique. Une campagne de mesure a été réalisée pour comparer les niveaux du bruit théorique et expérimental pour une machine à réluctance variable monophasée, figure 4.6.

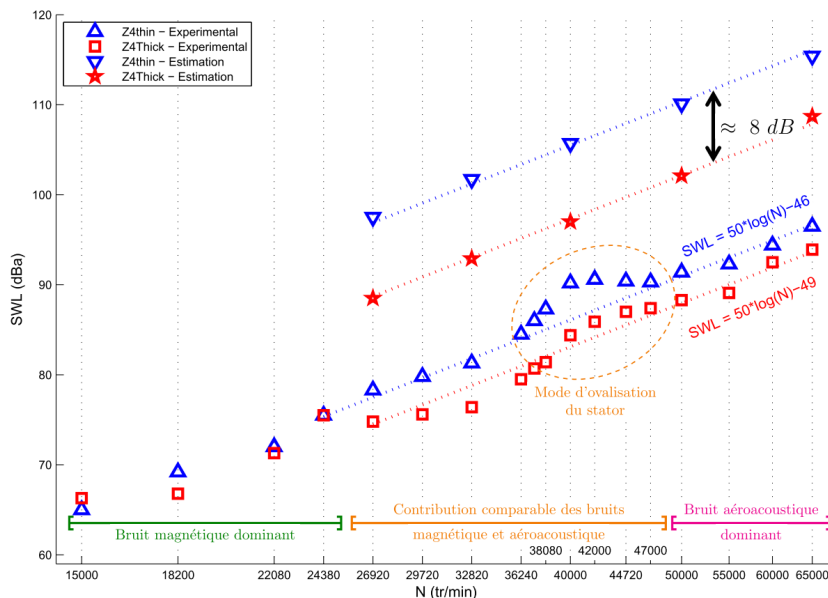


FIGURE 4.6 – Relevé expérimental du bruit aéraulique (SWL) d’une machine à réluctance variable haute vitesse

### 4.1.2.3 Modélisation des vibrations, relation contraintes / déformées

À partir de la connaissance des différentes contraintes, les déformées sont déterminées par superposition modale. La déformée globale est la somme de la déformée de chaque mode de vibration à partir de la projection des contraintes sur les bases modales.

Ainsi dans un premier temps, il faut déterminer les fréquences de résonance. Deux méthodologies sont utilisées, d'une part par calcul analytique approché et d'autre part par une analyse éléments finis. Cette étude permet également de déterminer les déformations modales (forme de la déformée du mode).

Dans un second temps, les contraintes sont projetées sur les déformées modales puis projetées sur chaque harmonique. Nous obtenons alors une équation issue des équations de la mécanique pour chaque harmonique sur chaque mode qui permettent de déterminer la déformée globale.

À partir de la déformée globale, il est aisé de remonter à la vitesse et l'accélération vibratoire. Sous l'hypothèse de la sphère pulsante, une détermination (non exacte) du niveau vibratoire est possible.

Cette modélisation a été confrontée à des expérimentations sur une machine à commutation de flux 5 phases, figures 4.7 et 4.8.

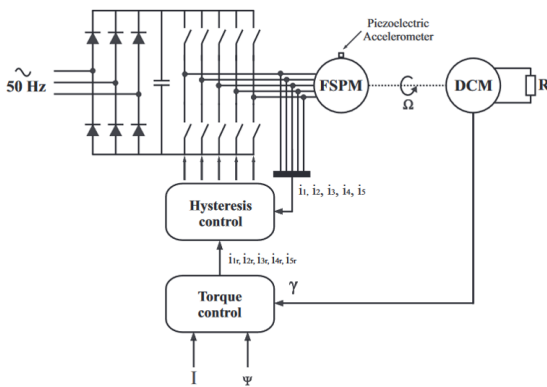


FIGURE 4.7 – Schéma de la manipulation pour le relevé des accélérations vibratoires sur une machine à commutation de flux 5 phases

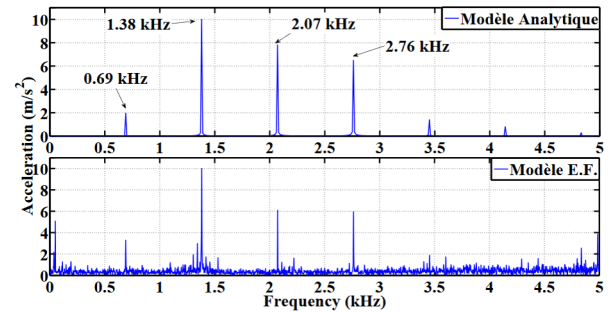


FIGURE 4.8 – Comparaison des accélérations vibratoires en un point du stator



## Chapitre 5

# Marqueurs des activités de recherche

### 5.1 Participation à des projets de recherche

- **Projet AMI ADEME ESSENCYELE** (Moteur ESSENCE injection directe hYbride Electrique abordabLE)  
Projet accompagné par l'ADEME dans le cadre du Programme Véhicule du futur des Investissements d'Avenir  
Aide de l'ADEME : 79 M euros  
Début et durée : septembre 2011 - 60 mois  
Description du projet : Le projet ESSENCYELE a été proposé par un consortium de 12 partenaires (dont 5 Industriels et 7 Universités ou Instituts de Recherche) avec comme chef de file Valeo, dans le cadre de l'AMI « Chaîne de traction et auxiliaires des véhicules à motorisation thermique ». Grâce à une approche innovante et globale du système GMP, le projet vise l'association d'un moteur thermique essence à haut rendement et d'une chaîne de traction électrique de type mild-hybrid basse tension. L'objectif est de réduire de 25% la consommation de carburant, tout en utilisant des technologies abordables, en s'appuyant sur :
  - un GMP essence mild hybrid exploitant pour chaque usage toutes les synergies des 2 motorisations thermiques/électriques ;
  - un moteur thermique downsized (réduction de la cylindrée) à haut rendement, mettant en oeuvre des technologies abordables ;
  - une hybridation à faible coût fonctionnant sous une tension de 48V, et capable de rouler en tout électrique dans certains cas d'usage ;
  - une rupture technologique dans le stockage de l'énergie électrique par supercapacités.Partenaires : Valeo, IFPEN IFP ENERGIES NOUVELLES, L2EP Lille, UTC Compiègne, Université de Valenciennes, Laplace, Hutchinson, GKN driveline  
Rôle dans le projet : J'ai été responsable pour le laboratoire SATIE du projet et j'animais l'étude sur la robustesse et la fiabilité des machines électriques. Cette étude s'est appuyée sur une thèse qui a commencé en septembre 2014 (Sylvain Parrang).
- **ANR Transports Terrestres Durables** (TTD) 2011 : projet e-MECA (electro-Mécanique Embarquée à Compacité Améliorée)  
Aide de l'ANR : 1 497 846 euros  
Début et durée : décembre 2011 - 36 mois  
Description du projet : Le projet e-MECA a pour objectif la recherche de solutions innovantes ultra-compactes et à forte puissance massique pour des systèmes électromécaniques embarqués. Les travaux seront essentiellement dédiés aux machines de type moteur-générateur d'une puissance de 8kW à 12kW pour les véhicules mild et full hybrides. Ce type de machine présente en effet un fort potentiel de déploiement industriel en très grandes séries à des prix abordables. Le partenariat rassemble deux industriels (Valeo et SKF), l'IFPEN et trois laboratoires (Satie, Dynfluid et Tempo). La gestion globale du projet sera sous la responsabilité de Valeo. Le Satie assumera la coordination scientifique des laboratoires. Valeo et SKF seront garants de la cohérence des choix technologiques en vue de leur application industrielle. L'axe de recherche



privilegié consistera à étudier l'augmentation de la fréquence de conversion (vitesse de rotation et nombre de paires de pôles) des machines électriques. Les travaux porteront sur l'étude et le développement d'outils, de modèles et de méthodologies pour l'optimisation des machines électriques. Le projet s'attachera à diminuer l'utilisation de matériaux onéreux en vue de réduire le coût des systèmes. Des maquettes fonctionnelles seront réalisées et testées par les industriels. L'étude de réducteurs adaptés aux grandes vitesses de rotation des machines envisagées sera traitée pour chaque application dans un projet applicatif séparé.

Partenaires : DynFluid - Arts & Métiers ParisTech, IFPEN IFP ENERGIES NOUVELLES, SKF SKF France, TEMPO Université de Valenciennes, Valeo

Rôle dans le projet : J'ai été animateur de l'étude sur le bruit aérodynamique des machines hautes vitesses. Cette étude s'est appuyée sur la thèse de Sylvain Parrang, décrite dans la partie encadrement de thèse.

— **Projet collaboratif CTAF** (Chaîne de Traction électrique à Alimentation Fractionnée)

Le projet collaboratif CTAF est né du dépôt d'un brevet<sup>1</sup> conjointement entre le laboratoire SATIE et GeePs sur un actionneur électrique fractionné et son électronique de puissance associée. Suite à ce dépôt, un groupe de recherche collaboratif a été créé afin de proposer un projet de recherche anticipatif et novateur avec une structure de gouvernance favorisant la qualité scientifique et l'émulation entre les chercheurs.

Partenaires : Le laboratoire SATIE (ENS Paris-saclay), le laboratoire GeePs

## 5.2 Participation à des jurys de thèse

Participation à 3 jurys de thèse en tant qu'examinateur :

**Thomas GAONAC'H** soutenue le 28 septembre 2015 au GeePS Centrale-Supelec, *Contribution à l'analyse de l'impact des véhicules électrifiés sur le réseau de distribution d'électricité.*

**Waseem ARAB** soutenue le 30 septembre 2015 au GeePs Centrale-Supelec, *Etude et conception d'un groupe motopropulseur électrique à faibles niveaux vibratoires et sonores pour véhicule électrique.*

**Dorin COZONAC** soutenue le 7 octobre 2015 au LSEE à Béthune, *Conception d'une machine asynchrone haute température.*

## 5.3 Thèses soutenues

5 thèses soutenues :

**Xiaobin Liang** soutenue le 30 septembre 2013 à l'ENS Cachan

Titre : Modélisation multi physique d'une machine à réluctance variable pour la réduction des vibrations et du bruit acoustique

— Direction de thèse (40%) : REN Zhuoxiang, Professeur des universités à l' Université de Paris 6.

— Co-encadrement (30%) : Javier Ojeda, Maître de conférences à l'ENS de Cachan.

— Co-encadrement (30%) : Mohamed Gabsi, Professeur des universités à l'ENS de Cachan.

Résumé : Cette thèse porte sur la construction des modèles numériques multi physiques de la machine à réluctance variable (MRV), afin de prédire les vibrations et le bruit causé par la force magnétique radiale. Cette modélisation nous permet de réduire la vibration et le bruit de la MRV. Les performances multi physiques (électromagnétiques-vibration-acoustiques) de certaines MRVs sont analysées par la modélisation numérique ainsi que par des tests expérimentaux.

---

1. WO/2018/149996, 23/08/2018, Emmanuel Hoang et Eric Labouré

Publications : 1 revue internationale (IEEE Trans. on Industrial Electronics) et 1 conférence internationale (ICEM 2012)

**Emna Ben Sedrine** (Septembre 2011 - 28 Novembre 2014) Bourse école doctorale EDSP Cachan

Titre : Machines à commutation de flux à grand nombre de phases : Modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la fiabilité

- Direction de thèse (30%) : Mohamed Gabsi, Professeur des universités à l'ENS de Cachan.
- Co-encadrement (40%) : Javier Ojeda, Maître de conférences à l'ENS de Cachan.
- Co-encadrement (30%) : Ilhem Slama-Belkhodja, Professeur des universités à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT).

Résumé : Pour des raisons de confort, de sécurité, de rendement énergétique ou de pollution, l'électricité gagne tous les moyens de transport. Cette électrification des véhicules posera de sérieux problèmes de sécurité, de sûreté de fonctionnement et de maintenance. Afin d'éviter les pannes électriques des véhicules et le rejet de pollutions qui risque de s'en suivre, plusieurs verrous scientifiques et technologiques doivent être levés. La machine à commutation de flux a connu un développement rapide dans le monde des machines électriques grâce à son couple volumique important et par le fait que tous les organes actifs se trouvent placés sur la partie fixe, ce qui permet de faciliter l'évacuation des pertes. Le rotor est alors passif augmentant la robustesse de celle-ci. Il peut être réalisé à moindre coût autorisant ainsi des vitesses de rotation élevées. Du point de vue de l'alimentation, cette machine est une machine synchrone et peut donc être alimentée par un onduleur de tension classique. Afin d'améliorer la fiabilité de la machine à commutation de flux, la machine étudiée possède un nombre de phases supérieur à trois. La gestion adéquate de ces phases supplémentaires permettra d'atteindre la plage de fonctionnement de la machine en condition de défauts (court-circuit entre phases ou neutre et ouvertures de phases) tout en assurant des conditions d'utilisation satisfaisantes pour un fonctionnement moteur ou alternateur.

Publications : 4 conférences internationales (2x PEMD 2014, IECON 2012, CISTEM 2015) et une revue internationale (IEEE trans on Energy Conversion)

**Julien Boisson** (Septembre 2011 - 25 Novembre 2014) Allocation Normalien

Titre : Réduction du bruit acoustique et diagnostic vibratoire des machines électriques à commutation de flux à double excitation.

- Direction de thèse (10%) : Mohamed Gabsi, Professeur des universités à l'ENS de Cachan.
- Co-encadrement (30%) : Javier Ojeda, Maître de conférences à l'ENS de Cachan.
- Co-encadrement (30%) : François Louf, Maître de conférences à l'ENS de Cachan.
- Co-encadrement (30%) : Xavier Mininger, Maître de conférences à l'université de Paris Sud 11 Orsay.

Résumé : Cette thèse a pour objectif de réduire le bruit acoustique et les vibrations d'une machine électrique à commutation de flux à double excitation. Il s'inscrit dans les efforts que mène le laboratoire SATIE pour le respect de l'environnement par l'amélioration de la qualité de la conversion d'énergie. Le CNRS et le SATIE ont déposé un brevet international relatif à une machine à commutation de flux à double excitation. Ce brevet vient d'être obtenu dans plusieurs pays dont les États-Unis. Cette nouvelle structure de machine intéresse de nombreux industriels dont Leroy-Somer, Thales et PSA qui sont en train d'évaluer ses performances. Cependant, les premiers essais réalisés ont montré que cette machine génère un niveau sonore élevé. C'est pourquoi le laboratoire SATIE, en association avec le LMT et le LGEP, souhaite lancer une étude vibro acoustique pour comprendre l'origine des vibrations et ensuite les réduire.

Publications : 2 revues internationales (IEEE trans on Industrial Electronics, IEEE trans on Magnetics), 3 conférences internationales (2x ICEMS 2014, ICEM 2012), 1 conférence nationale (SGE 2014)

**Sylvain Parrang** (Septembre 2012 - 2 Novembre 2016) Allocation Normalien

Titre : Détermination du bruit total des machines électriques rapides

- Direction de thèse (40%) : Mohamed Gabsi, Professeur des universités à l'ENS de Cachan.
- Co-encadrement (30%) : Javier Ojeda, Maître de conférences à l'ENS de Cachan.

— Co-encadrement (30%) : Sofiane Khelladi, Maître de conférences au DynFLUID (ENSAM Paris).

Résumé : L'augmentation de la fréquence de rotation constitue un moyen efficace pour accroître les puissances volumiques et massiques des machines électriques destinées aux applications embarquées. Si l'augmentation de la vitesse de rotation permet d'améliorer la compacité des machines, elle s'accompagne d'un accroissement des nuisances sonores qui rendent le fonctionnement continu de la machine en présence d'utilisateurs impossible. Ce travail de thèse consiste à mettre en place un outil de calcul du bruit aérodynamique généré par une machine à haute vitesse de rotation (40 000 tr/min) afin de mieux comprendre la génération et la propagation du bruit aérodynamique dans les machines électriques et d'inclure le niveau de bruit aéroacoustique généré par la machine dans le processus de conception.

Publications : 1 conférence internationale (PEMD 2014)

**Noemi Lanciotti** (Septembre 2014 - 18 décembre 2018) Bourse école doctorale EDSP Cachan (projet Essencyele)

Titre : Amélioration de la robustesse des machines synchrones spéciales multi phases dans un contexte de transport urbain

— Direction de thèse (40%) : Mohamed Gabsi, Professeur des universités à l'ENS de Cachan.

— Co-encadrement (30%) : Javier Ojeda, Maître de conférences à l'ENS de Cachan.

— Co-encadrement (30%) : Taha Boukhobza, Professeur des universités, CRAN, Nancy.

Résumé : L'hybridation du moteur thermique par un moteur électrique pose d'importants défis aux concepteurs d'actionneur. Parmi eux, nous pouvons citer la compacité élevée requise, les problèmes d'échauffement et/ou refroidissement du moteur, mais également les problèmes de robustesse aux défauts de l'actionneur. La thèse développera cet aspect de robustesse et diagnostic des machines électriques en s'appuyant sur plusieurs problématiques à résoudre :

- o Le dimensionnement du nombre de phases optimal en tenant compte des aspects de compacité
- o L'étude et la modélisation des défauts (courts-circuits, circuits ouverts...) des machines développées
- o La détection de ces défauts en étudiant les techniques de détection
- o La reconfiguration des courants injectés afin de garantir des performances en mode dégradé

Publications : 2 conférences internationales (ISEF 2017, EVER 2020) et 1 revue internationale (International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics 2018)

## 5.4 Thèses en cours

**Antoine Cizeron** (Septembre 2019 - septembre 2022) Bourse CDSN Paris-Saclay

Titre : Etude du contrôle d'un ensemble convertisseur-machine intégré à alimentation fractionnée

— Direction de thèse (50%) : Olivier Bethoux, Professeur des universités au laboratoire GeePs.

— Co-encadrement (50%) : Javier Ojeda, Maître de conférences à l'ENS de Cachan.

Résumé : Le concept de fractionnement étendu de l'alimentation d'une chaîne de traction électrique constitue un des axes d'amélioration des performances industrielles de ces systèmes ouvrant la double perspective d'une meilleure adaptation technologique de la machine à son électronique (de puissance et de contrôle) ainsi que d'une intégration poussée de l'électronique dans la machine. Avant d'en optimiser la conception et le fonctionnement, il est important de documenter les points durs que ce nouveau paradigme soulève et de comparer, sur chaque critère étudié, une solution d'actionnement classique avec sa version fractionnée (au sein de la bobine elle-même). Le but est d'établir les modèles physiques et les outils méthodologiques permettant d'évaluer les avantages et les inconvénients portés par le principe de fractionnement. Ce travail servira de fondement pour entamer ultérieurement des travaux d'intégration étroite de l'électronique de puissance et de la machine, d'optimisation de la conception de la chaîne de traction fortement intégrée ainsi que d'élaboration de stratégies optimisées de contrôle tant en mode sain qu'en marche dégradée.

Publications : 4 conférences internationales (EPE 2021, 2x SGE 2021, Electrimacs 2022) et 2 revues internationales (Energies 2019, IEEE Industrial Electronics)

## 5.5 Responsabilités scientifiques au sein du laboratoire

- **Responsable de la journée des doctorants** : Depuis janvier 2013, j'organise et j'anime la journée des doctorants regroupant les 5 sites géographiques (Cachan, Cergy Pontoise, Cnam Paris, Satory, Ker Lann) du laboratoire.
- **Membre nommé du comité scientifique** : Depuis la création en janvier 2013, je suis membre nommé du comité scientifique qui s'occupe de l'orientation scientifique et prospective du laboratoire.

## 5.6 Collaborations de recherche

### 5.6.1 Collaborations au sein de l'université Paris-Saclay

- Le laboratoire de mécanique (LMT) de l'ENS Paris-Saclay pour la modélisation analytique des vibrations des machines électriques.
- Le laboratoire GeePs pour la modélisation du contrôle actif des vibrations par des actionneurs piézo-électriques puis au sein du projet Chaîne de Traction électrique à Alimentation Fractionnée pour l'étude de l'électronique de puissance moyenne fréquence.
- Depuis février 2022, membre externe de la Commission Consultative de l'Université Paris Saclay CCUPS sur la carrière et le recrutement des enseignants chercheurs dans la section 63 (Génie Electrique, Electronique, Optronique et Systèmes).

### 5.6.2 Collaborations nationales

- Dans le cadre de la thèse de Xiaobin Liang, une collaboration avec le professeur des universités Ren Zhuoxiang du l'UFR d'ingénierie - faculté des sciences et ingénierie Paris (Sorbonne université). Cette collaboration a débouché sur la création d'outils de simulation afin de connaitre le niveau vibratoire d'une machine à réluctance variable dont le bruit est majoritairement magnétique.
- Dans le cadre de la thèse de Sylvain Parrang, une collaboration avec le professeur des universités Sofiane Khelladi du laboratoire DynFLUID (ENSAM Paris) pour la modélisation des phénomènes aéro acoustiques
- Dans le cadre de la thèse de Noemi Lanciotti, une collaboration avec le professeur des universités Taha Boukhobza du laboratoire CRAN, Nancy pour le diagnostic des défauts dans les machines électriques
- Participation au Groupe de Travail Bruit et Vibration (GDR Seeds 2994, CNRS)

### 5.6.3 Collaborations internationales

- Li GuangJin, Professor of University of Sheffield sur la modélisation des défauts des machines à commutation de flux.
- Marcelo Simoes, Professor of Colorado School of Mines sur l'application des machines à commutation de flux dans les éoliennes de petite puissance.
- Dans le cadre de la thèse d'Emna Ben Sedrine avec la professeur des universités Ilhem Slama-Belkhodja de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT) sur la modélisation et la simulation des défauts dans une machine électrique.
- Dans l'institut de technologie de Karlsruhe dans l'équipe du professeur Martin Doppelbauer en tant que chercheur invité.



# Liste des publications personnelles

- [1] J. Ojeda, “Apports des outils numériques sur l’enseignement de l’automatique : Ateliers à partir de notebook jupyter,” *3EI*, vol. 101, no. 101, pp. 40–49, 2020.
- [2] A. Dupas and J. Ojeda, “Apports des outils numériques sur l’enseignement de l’automatique : Séance de travaux pratiques distanciels asynchrones,” *3EI*, vol. 102, no. 102, pp. 9–27, 2020.
- [3] J. Ojeda, “Apports des outils numériques sur l’enseignement de l’automatique : Travaux pratiques à distance à partir d’une solution numérique à coût raisonnable,” *3EI*, vol. 101, no. 101, pp. 40–49, 2021.
- [4] A. Cizeron, J. Ojeda, E. Monmasson, and O. Bethoux, “Control challenges of a three-phase synchronous motor with highly coupled segmentation,” *IEEE TIE on Industrial Electronics*, vol. x, no. x, pp. x–x, 2022.
- [5] A. Cizeron, H. Milan, J. Ojeda, and O. Bethoux, “Pwm-induced current modelling in stator slots with multiple stacked coils,” in *Electrimacs 2022*, 2022.
- [6] H. B. Ahmed, O. Bethoux, A. Cizeron, E. Hoang, A. Juton, E. Laboure, A. Mercier, E. Monmasson, J. Ojeda, L. Queval, *et al.*, “Les enjeux du concept ctaf : Chaîne de traction à alimentation fractionnée,” in *Symposium de génie électrique*, 2021.
- [7] A. Cizeron, J. Ojeda, and O. Béthoux, “Modélisation d’enroulements statoriques subdivisés pour l’évaluation d’une commande équilibrante,” in *Symposium de génie électrique*, 2021.
- [8] H. B. Ahmed, O. Bethoux, A. Cizeron, E. Hoang, A. Juton, E. Laboure, A. Mercier, E. Monmasson, J. Ojeda, L. Queval, *et al.*, “Electric traction chain with segmented power supply,” in *23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’21 ECCE Europe)*, pp. 1–10, IEEE, 2021.
- [9] J. Ojeda and N. Lanciotti, “Optimisation couplée magnétique-vibratoire en vue de l’amélioration de la détection des défauts,” in *Symposium de génie électrique*, 2021.
- [10] G.-J. Li, X.-B. Liang, Z.-Q. Zhu, J. Ojeda, and M. Gabsi, “Vibrations and acoustic noise analyses of modular spm machines,” in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5567–5573, IEEE, 2020.
- [11] N. Lanciotti, J. Ojeda, M. Gabsi, and T. Boukhobza, “Detection and localization of interturn short-circuit fault by analysis of stator accelerations spectrum in five-phase flux switching machine for hev application,” in *2020 Fifteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, pp. 1–10, IEEE, 2020.
- [12] A. Cizeron, J. Ojeda, E. Labouré, and O. Béthoux, “Prediction of pwm-induced current ripple in subdivided stator windings using admittance analysis,” *Energies*, vol. 12, no. 23, p. 4418, 2019.
- [13] N. Lanciotti, J. Ojeda, M. Gabsi, and T. Boukhobza, “Vibration behavior analysis of five-phase flux switching machine under open-phase conditions,” *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 57, no. S1, pp. 171–178, 2018.
- [14] G.-J. Li, Z.-Q. Zhu, M. Gabsi, A. Griffo, and J. Ojeda, “Modeling of inter-turn and inter-phase short-circuit of flux-switching permanent magnet motors,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6476–6483, IEEE, 2018.
- [15] G.-J. Li, P. Taras, Z.-Q. Zhu, J. Ojeda, and M. Gabsi, “Investigation of irreversible demagnetisation in switched flux permanent magnet machines under short-circuit conditions,” *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 4, pp. 595–602, 2017.

- [16] N. Lanciotti, J. Ojeda, M. Gabsi, and T. Boukhobza, "Open-phase fault detection using vibrations in five-phase flux switching machine," in *2017 18th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF) Book of Abstracts*, pp. 1–2, IEEE, 2017.
- [17] J. Ojeda and M. Gabsi, "Comment allier transition numérique et transition énergétique et écologique ? industrie du futur : Impacts du numérique au sein de l'industrie, au regard de la transition énergétique et écologique," 2017.
- [18] J. Ojeda, H. Bouker, L. Vido, and H. B. Ahmed, "Comparison of 3-phase and 5-phase high speed synchronous motor for ev/hev applications," 2016.
- [19] E. B. Sedrine, J. Ojeda, M. Gabsi, and I. Slama-Belkhdja, "Fault-tolerant control using the ga optimization considering the reluctance torque of a five-phase flux switching machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 3, pp. 927–938, 2015.
- [20] G. Li, S. Hloui, J. Ojeda, E. Hoang, M. Lecrivain, M. Gabsi, and Z. Zhu, "Excitation winding short-circuits in hybrid excitation permanent magnet motor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 567–575, 2014.
- [21] E. B. Sedrine, J. Ojeda, M. Gabsi, and I. Slama-Belkhdja, "Reference currents reconfiguration of a five-phase flux switching machine to improve the operation under short-circuit phase faults," in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, pp. 1–5, IET, 2014.
- [22] J. Ojeda, M. Liu, E. B. Sedrine, and M. Gabsi, "Comparison of 3-phase and 5-phase flux switching machine using a stochastic approach," 2014.
- [23] S. Parrang, J. Ojeda, S. Khelladi, and M. Gabsi, "Aeroacoustic noise prediction for srm," in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, pp. 1–6, IET, 2014.
- [24] J. Boisson, F. Louf, J. Ojeda, X. Mininger, and M. Gabsi, "Low computational-cost determination of vibrational behavior : application to five-phase flux-switching permanent-magnet motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, 2014.
- [25] J.-L. Duchaud, S. Hlioui, F. Louf, J. Ojeda, and M. Gabsi, "Modeling and optimization of a linear actuator for a two-stage valve tappet in an automotive engine," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 10, pp. 4441–4448, 2014.
- [26] J. BOISSON, F. LOUF, J. Ojeda, X. MININGER, and M. GABSI, "Optimisation géométrique d'une machine à commutation de flux à aimants permanents en utilisant un modèle analytique multi-physique magnéto-acoustique," Conférence SGE, 2014.
- [27] E. B. Sedrine, J. Ojeda, M. Gabsi, and I. Slama-Belkhdja, "Optimization for a fault-tolerant and minimum loss control strategy of a five-phase flux switching machine under open-circuit faults," in *2014 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, pp. 1–6, IEEE, 2014.
- [28] J. Boisson, F. Louf, O. Javier, M. Xavier, and M. Gabsi, "Optimisation géométrique d'une machine à commutation de flux à aimants permanents en utilisant un modèle analytique magnéto-acoustique," 2014.
- [29] J.-L. Duchaud, S. Hlioui, F. Louf, and M. Gabsi, "Modélisation multi-physique et optimisation d'un actionneur linéaire deux états, destiné à la commande des soupapes automobiles," 2014.
- [30] J. Boisson, F. Louf, J. Ojeda, X. Mininger, and M. Gabsi, "Analytical approach for magnetic and acoustic modeling of flux-switching permanent-magnet motors : Application to geometrical optimization," in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 3060–3066, IEEE, 2014.
- [31] J. Ojeda, J. Boisson, and M. Gabsi, "5-phase flux switching machine insulation failure detection using vibration monitoring," in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1039–1043, IEEE, 2014.

- [32] X. Liang, G. Li, J. Ojeda, M. Gabsi, and Z. Ren, "Comparative study of classical and mutually coupled switched reluctance motors using multiphysics finite-element modeling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 5066–5074, 2013.
- [33] J. Boisson, F. Louf, J. Ojeda, X. Mininger, and M. Gabsi, "Analytical approach for mechanical resonance frequencies of high-speed machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 3081–3088, 2013.
- [34] J. Ojeda, X. Mininger, and M. Gabsi, "An active piezoelectric absorber for vibration control of electrical machine," in *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 234–241, IEEE, 2013.
- [35] J. Boisson, F. Louf, J. Ojeda, X. Mininger, and M. Gabsi, "Magnetic forces and vibrational behavior analysis for flux switching permanent magnet machines," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, pp. 2988–2993, IEEE, 2012.
- [36] E. B. Sedrine, J. Ojeda, I. Slama-Belkhodja, and M. Gabsi, "Five-phase flux switching machine : Optimal current waveforms in order to improve open phase operation," in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1805–1810, IEEE, 2012.
- [37] J. Ojeda, M. G. Simões, G. Li, and M. Gabsi, "Design of a flux-switching electrical generator for wind turbine systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 1808–1816, 2012.
- [38] X. Liang, G. Li, J. Ojeda, M. Gabsi, and Z. Ren, "Comparative study of vibration and acoustic noise between classical and mutually coupled switched reluctance motors," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, pp. 2955–2960, IEEE, 2012.
- [39] G. Li, J. Ojeda, E. Hoang, M. Lécrivain, and M. Gabsi, "Comparative studies between classical and mutually coupled switched reluctance motors using thermal-electromagnetic analysis for driving cycles," *IEEE Transactions on magnetics*, vol. 47, no. 4, pp. 839–847, 2011.
- [40] G. Li, J. Ojeda, E. Hoang, and M. Gabsi, "Thermal-electromagnetic analysis of a fault-tolerant dual-star flux-switching permanent magnet motor for critical applications," *IET electric power applications*, vol. 5, no. 6, pp. 503–513, 2011.
- [41] G. Li, J. Ojeda, S. Hlioui, E. Hoang, M. Lecrivain, and M. Gabsi, "Modification in rotor pole geometry of mutually coupled switched reluctance machine for torque ripple mitigating," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 6, pp. 2025–2034, 2011.
- [42] G. Li, J. Ojeda, E. Hoang, M. Gabsi, and M. Lecrivain, "Thermal–electromagnetic analysis for driving cycles of embedded flux-switching permanent-magnet motors," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 61, no. 1, pp. 140–151, 2011.
- [43] O. Javier, M. Xavier, G. Mohamed, and L. Yongdong, "Optimal design and placement of piezoelectric actuators using genetic algorithm : Application to switched reluctance machine noise reduction," *Stochastic Optimization-Seeing the Optimal for the Uncertain, IntechOpen*, pp. 95–104, 2011.
- [44] G. Li, J. Ojeda, E. Hoang, and M. Gabsi, "Double and single layers flux-switching permanent magnet motors : Fault tolerant model for critical applications," in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1–6, IEEE, 2011.
- [45] J. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, Y. Li, *et al.*, "Optimal design and placement of piezoelectric actuators using genetic algorithm : Application to switched reluctance machine noise reduction," *Chapters*, 2011.
- [46] G. Li, J. Ojeda, E. Hoang, M. Gabsi, and C. Balpe, "Design of double salient interior permanent magnet machine based on mutually coupled reluctance machine for increasing the torque density and flux-weakening capability," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1253–1258, IEEE, 2010.
- [47] J. Ojeda, G. Li, and M. Gabsi, "Fault diagnosis using vibration measurements of a flux-switching permanent magnet motor," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2091–2096, IEEE, 2010.



- [48] J. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, C. Kulcsár, H.-F. Raynaud, and M. Lécivain, "Design of controllers : Vibration damping of switched reluctance machine by piezoelectric actuators," in *2009 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium*, pp. 1–6, IEEE, 2009.
- [49] J. Ojeda, H. Hannoun, X. Mininger, M. Hilairet, M. Gabsi, C. Marchand, and M. Lécivain, "Switched reluctance machine vibration reduction using a vectorial piezoelectric actuator control," *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 47, no. 3, p. 31103, 2009.
- [50] G. Li, J. Ojeda, E. Hoang, M. Lécivain, and M. Gabsi, "A new method of current density distribution for switched reluctance machine to increase average output torque," 2009.
- [51] G. Li, J. Ojeda, S. Hlioui, E. Hoang, M. Gabsi, and C. Balpe, "Comparative study of switched reluctance motors performances for two current distributions and excitation modes," in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 4047–4052, IEEE, 2009.
- [52] J. Ojeda, X. Mininger, H. B. Ahmed, M. Gabsi, and M. Lécivain, "Piezoelectric actuator design and placement for switched reluctance motors active damping," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 2, pp. 305–313, 2009.
- [53] X. Mininger, N. Galopin, J. Ojeda, F. Bouillault, and M. Gabsi, "Modeling of magnetoelastic and piezoelectric coupling : Application to srm noise damping," *IEEE Transactions on magnetics*, vol. 45, no. 3, pp. 1218–1221, 2009.
- [54] J. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, and M. Lecrivain, "Sinusoidal feeding for switched reluctance machine : Application to vibration damping," in *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, pp. 1–4, IEEE, 2008.
- [55] J. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, and M. Lécivain, "Noise cancellation of 6/4 switched reluctance machine by piezoelectric actuators : Optimal design and placement using genetic algorithm," 2008.
- [56] J. Ojeda, M. Gabsi, M. Lecrivain, and X. Mininger, "Noise reduction using piezoelectric active control on high speeds switched reluctance drives," in *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, pp. 2204–2209, IEEE, 2007.
- [57] J. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, S. Hlioui, and M. Lecrivain, "Active piezoelectric vibration control for high speed switched reluctance machine," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9, IEEE, 2007.
- [58] J. Ojeda and L. Pichon, "Fast finite element computation of wave propagation problems over a wide frequency range using padé approximation," in *Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering : Proceedings of ISEF'05*, vol. 27, p. 222, IOS Press, 2006.
- [59] J. Ojeda and L. Pichon, "Combining the finite element method and a pade approximation for scattering analysis application to radiated electromagnetic compatibility problems," *Journal of electromagnetic waves and applications*, vol. 19, no. 10, pp. 1375–1390, 2005.

## Chapitre 6

# Développement des projets de recherche

### Note de lecture pour le chapitre

Dans ce chapitre, je présente trois axes de travail qui correspondent aux thématiques que je souhaiterais développer sur les prochaines années. Pour une lecture plus fluide, chaque axe de travail est précédé d'une synthèse bibliographique de mes activités et de la littérature faisant ressortir des points saillants des thématiques abordées. A la suite de cette étape bibliographique, les différents projets de recherche que je souhaite mener sont développés.

Cette construction facilite la lecture sous la forme d'une "histoire" néanmoins peut dérouter car la frontière entre la bibliographie et les projets de recherche est moins marquée par rapport à une approche où la bibliographie, la synthèse des activités et les projets de recherche sont décrits dans des chapitres différents.



## 6.1 Amélioration de la détection des défauts des machines à grand nombre de phases

### 6.1.1 Étude du bruit acoustique et des vibrations en vue de leurs diminutions

En tout premier lieu, les études sur le bruit acoustique ou les vibrations des machines électriques avaient pour objectif la réduction de ce bruit ou des vibrations dans le cadre du respect des normes d'émission sonore. Ainsi, nous pouvons trouver de nombreuses études sur le sujet traitant de la modélisation du bruit et de la réduction de celui-ci. L'objectif ici n'étant pas de décrire ces aspects, le lecteur pourra trouver un panel d'articles traitant de ces sujets sur différentes machines électriques [60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70]. De ces différentes études, nous garderons l'idée que la modification de la géométrie de la machine électrique a un impact le niveau de bruit émis et par conséquent, qu'une action sur la géométrie permet d'obtenir des informations sur la machine électrique et sur son fonctionnement par le biais de la mesure du bruit acoustique ou des vibrations.

### 6.1.2 Modélisation vibratoire et acoustique des machines électriques

#### 6.1.2.1 Origines du bruit dans les machines électriques

Les origines physiques du bruit dans les machines électriques ont été étudiées depuis de nombreuses années. Même si les phénomènes en jeu peuvent être complexes, ils sont aujourd'hui suffisamment maîtrisés pour permettre une modélisation pertinente [71]. Dans les Techniques de l'Ingénieur, les auteurs de [72] ont synthétisé les origines du bruit dans les machines électriques, Table 6.1.

Comme proposé dans la littérature, la modélisation pertinente de l'origine du bruit dans les machines électriques nécessite de séparer en trois phénomènes les origines du bruit :

- Les origines magnétiques : Nous regroupons sous cette dénomination tout ce qui concerne l'alimentation électrique en courant, mais également aux aimants permanents dans la machine électrique. Les interactions entre la forme de la machine, notamment les dentures du stator et du rotor, la répartition des courants électriques et la répartition des aimants vont générer des champs magnétiques dans la structure à l'origine de forces s'exerçant sur cette dernière. Ces forces sont calculées à partir du tenseur de Maxwell ou des travaux virtuels en y excluant les forces de magnétostriction qui sont importantes en amplitude, mais qui n'excitent pas la structure au vu de leurs répartitions dans la machine, [73, 74]. Le spectre du bruit généré sera alors relié à la fréquence de rotation pour toutes les machines auto-pilotées au sens large (machine asynchrones, synchrones, à réluctances variables, etc.).
- Les origines mécaniques : Nous désignons sous cette dénomination toutes les imperfections de réalisation comme les excentricités statiques ou dynamiques [75], le jeu dans les roulements, etc. Mis à part le cas des excentricités, il est très difficile de modéliser finement tous les mécanismes générant un bruit dit d'origine mécanique. Cependant, ils sont modélisés par un spectre de bruit relié à la vitesse et par un bruit blanc additionnel.
- Les origines aérodynamiques : Nous traitons ici de la circulation de l'air dans l'entrefer. L'interaction entre la géométrie de l'entrefer et la circulation du fluide entraîne des pressions qui s'exercent sur les dents du rotor et du stator. Le spectre de ce bruit dépend de la vitesse de rotation pour la circulation du fluide et de son interaction avec la structure. Un spectre de bruit blanc est également considéré pour la partie turbulente du fluide [76].

Ces trois origines de bruit sont présentes en permanence, cependant, nous pouvons observer que le bruit d'origine aérodynamique apparaît pour des vitesses périphériques du rotor importantes (voir figure 4.6 dans le chapitre 4.1.2.2) alors que le bruit d'origine magnétique est prépondérant pour des vitesses périphériques faibles. La frontière est difficile à définir et va dépendre de la structure.

Dans la suite de ces travaux, nous allons étudier des cas avec des vitesses périphériques du rotor pour lesquelles les origines magnétiques du bruit sont prépondérantes. L'hypothèse la plus couramment employée est de considérer un couplage faible des différents "physiques". Ainsi, l'alimentation électrique et les aimants génèrent un champ d'entrefer dont va résulter une contrainte magnétique qui s'exerce sur le stator et le rotor de la machine. Cette contrainte va induire une déformation de la structure. Le

Composantes du bruit des moteurs asynchrones de moyenne puissance ( $0,1 < P < 10\text{MW}$ ) [72]					
Classification	Bruits d'origine électromagnétique	Bruits d'origine aérodynamique			Bruits d'origine mécanique
		Bruits à large bande	Bruits de sirène	Sons purs	
Mécanisme de production	Harmoniques d'induction dans l'entrefer de la machine dus à la denture et à la répartition du bobinage ↓ harmoniques de force ↓ déformations mécaniques de la tôle et de la carcasse ↓ bruit aérien	Rotation dans l'air d'éléments de la construction ↓ formation de tourbillons, variations non périodiques de la pression de l'air ↓ bruit aérien	Mouvement relatif des éléments tournants et fixes de la construction ↓ variations périodiques de la pression de l'air ↓ bruit aérien	Mise en résonance d'espaces creux ↓ variations périodiques de la pression de l'air ↓ bruit aérien	Frottements entre pièces fixes et mobiles, balourds ↓ choc ou vibrations mécaniques périodiques et non périodiques ↓ bruit aérien
Nature du bruit	une ou plusieurs tonalités pures	bruit aléatoire	une ou plusieurs tonalités pures	une ou plusieurs tonalités pures	une ou plusieurs tonalités pures ou bruit aléatoire
Fréquence du son	proportionnelle à la vitesse de rotation		proportionnelle à la vitesse de rotation	indépendante de la vitesse de rotation	proportionnelle à la vitesse de rotation
Sources du bruit	éléments vibrants de la construction	espaces d'air à l'intérieur de la machine			éléments vibrants de la construction

TABLE 6.1 – Sources d'excitation créant le bruit acoustique des machines électriques.

couplage faible implique que cette déformation de la structure est supposée avoir une incidence négligeable sur le champ d'entrefer généré. De cette façon, la modélisation depuis l'alimentation électrique jusqu'à l'obtention du bruit généré peut se faire séquentiellement :

- Modélisation du champ magnétique d'entrefer et calcul des contraintes.
- Modélisation de la déformation de la structure pour obtenir les vibrations de la machine.
- Modélisation du champ acoustique rayonné par la structure vibrante.

### 6.1.2.2 Modélisation du champ magnétique dans l'entrefer

**Introduction** Le calcul des contraintes dans une structure magnétique telle qu'une machine électrique est un sujet qui a été source d'une grande émulation dans la communauté de la physique et du génie électrique. Encore aujourd'hui, beaucoup de questions restent ouvertes notamment connaître quelle est la distribution locale de ces contraintes. Néanmoins, trois principales techniques sont utilisées aujourd'hui :

- La modélisation basée sur des sources équivalentes : Cette modélisation consiste à remplacer le milieu magnétique dans lequel on souhaite calculer les forces par un milieu amagnétique, mais dans lequel il existe des sources volumiques et/ou surfaciques de courants ou de charges.
- La modélisation basée sur le tenseur de Maxwell : L'écriture du tenseur de Maxwell à partir du champ magnétique à l'interface entre deux matériaux permet de calculer les contraintes sur ces interfaces.
- La modélisation à partir des travaux virtuels (dérivée de l'énergie magnétique) : Cette modélisation se base sur la variation de l'énergie magnétique du système en fonction d'une déformation virtuelle de celui-ci. La dérivation de l'énergie magnétique en fonction des directions de déformation permet d'exprimer la contrainte.

Il existe une littérature importante sur la comparaison de ces différentes méthodes [77, 78] et leur implémentation dans des formulations type éléments finis. Cependant, le débat sur ces différentes modélisations et sur la manière de prendre en compte ces contraintes est loin d'être clos [79, 80]. Les modélisations basées sur le tenseur de Maxwell et à partir des travaux virtuels sont celles que nous rencontrons le plus souvent, notamment dans les logiciels de type éléments finis. Dans ces deux cas, il est nécessaire de déterminer les champs magnétiques dans l'entrefer. Pour la suite de ce mémoire, le choix de la méthode de modélisation s'est porté sur l'utilisation du tenseur de Maxwell, car les contraintes magnétiques seront calculées sur une couche d'air (matériau linéaire) proche du stator ou du rotor.

**Calcul des champs magnétiques dans l'entrefer** Par le calcul du champ magnétique dans l'entrefer et dans le cadre du calcul des contraintes magnétiques, nous sous-entendons le calcul de l'induction magnétique normale  $B_n$  à une surface cylindrique dans l'entrefer (ou circulaire dans le cas en 2 dimensions) et le champ magnétique tangentiel  $H_t$  à cette même surface. Ces deux composantes sont nécessaires et suffisantes pour le calcul des contraintes d'origine magnétique. Elles présentent l'avantage d'être continues à l'interface entre deux matériaux. Pour décrire ces différentes approches de modélisation conduisant à l'obtention de ces champs, nous allons considérer une machine élémentaire représentée sur la figure 6.1.

Sur la figure 6.1, nous représentons l'angle de rotation par la lettre  $\theta$  et la position vis-à-vis du stator par la lettre  $\xi$ . Ainsi, l'axe de la première phase se trouve en  $\xi = 0$ , etc. L'objectif important à prendre en compte et dont il faut obtenir  $B_n$  et  $H_t$  en fonction de la rotation du rotor  $\theta$  et de la position vis-à-vis du stator  $\xi$  soit  $B_n(\theta, \xi)$  et  $H_t(\theta, \xi)$ . Cette considération dans la plupart des cas sera source de temps de calcul plus important. Dans la suite, nous allons décrire quatre des principales méthodes de calcul des champs :

- Calculs par la méthode des éléments finis
- Calculs analytiques utilisant les équations de Maxwell
- Approche par l'utilisant des perméances superficielles
- Approche par la méthode des schémas réductants maillés

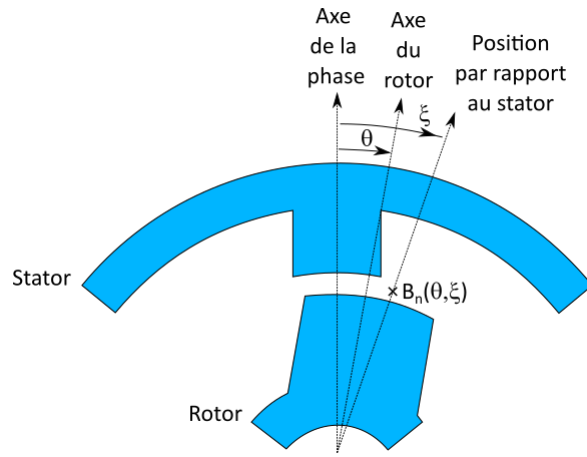


FIGURE 6.1 – Représentation élémentaire d’une machine électrique.

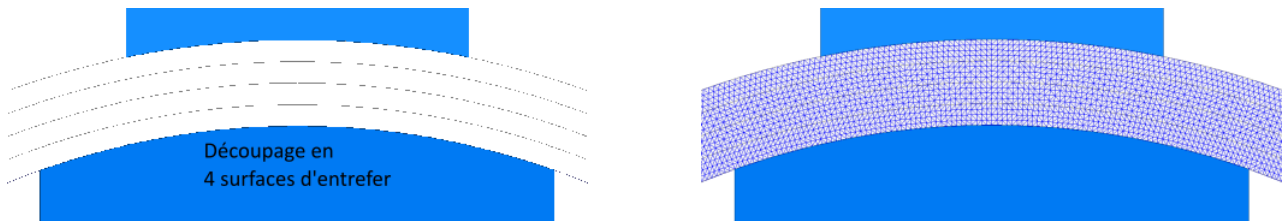


FIGURE 6.2 – Maillage de l’entrefer par 4 couches successives pour le calcul des champs magnétiques

### Calcul des champs magnétiques dans l’entrefer par un logiciel type éléments finis

Les différentes évolutions (modèleur graphique, mailleurs automatiques, intégration de noyaux multi-physiques, etc.) des logiciels qui permettent le calcul par la méthode des éléments finis, couplés à l’évolution des moyens de calcul hardware, permettent de considérer cette solution de calcul comme la plus en adéquation avec la modélisation physique voire multi-physique. Les non-linéarités sont prises en compte et une modélisation fine de la géométrie (chanfrein, arrondi, etc.) est possible. La rotation est soit directement prise en compte, soit réalisée par une succession de simulation en régime quasi statique. Néanmoins, tous ces avantages cachent une faiblesse intrinsèque : le temps de calcul. Pour obtenir une précision numérique suffisante et limiter les erreurs numériques, il est nécessaire d’avoir un maillage de l’entrefer en adéquation avec la rotation  $\theta$  et la position vis-à-vis du stator par  $\xi$ . Ainsi, la rotation ne doit pas modifier le maillage et pour plusieurs angles  $\xi$ , le maillage doit être régulier. Pour cela, une approche commune est de découper l’entrefer en plusieurs zones cylindriques et l’on impose la densité de maillage sur chaque zone en fonction de l’échantillonnage en angle de rotation et en angle de mesure sur le stator.

Un exemple de maillage régulier dans l’entrefer est donné sur la figure 6.2. Dans le cas en deux dimensions, l’entrefer est découpé en quatre entrefers intermédiaires, pour lesquels la densité de maillage est imposée de manière à obtenir quelques couches de maillage dans l’épaisseur de l’entrefer. Même si la taille des éléments du maillage est moins influente que dans le domaine de la mécanique des fluides, un mauvais maillage entrainera une mauvaise approximation de la contrainte magnétique et donc une mauvaise modélisation vibratoire.

Une fois le maillage bien défini, il est aisé de définir un cylindre de calcul pour la contrainte magnétique. Pour les tailles d’entrefers couramment rencontrées, le rayon dans l’entrefer où est effectué le calcul n’a que peu ou prou d’influence. La différence est cependant plus marquée en dehors de l’entrefer. Cependant, le niveau du champ magnétique rencontré est faible par rapport à l’entrefer. Par convention, le rayon de calcul est pris proche de l’interface fer / air ou sur plusieurs rayons dans l’entrefer avec une moyenne des échantillons de champ magnétique par angle.

### Calcul des champs magnétiques dans l’entrefer par une méthode analytique utilisant les équations de Maxwell

Afin de résoudre analytiquement les équations de Maxwell [81], il est

nécessaire de considérer les hypothèses suivantes :

- Modélisation en magnéto-statique, ainsi les équations de Maxwell peuvent s'écrire sous la forme :  $\Delta \vec{A} = -\mu_0 \mu_r \vec{J} - \vec{\nabla} \wedge \vec{B}_r$  avec  $\vec{J}$  la densité de courant,  $\vec{A}$  le potentiel vecteur, et  $\vec{B}_r$  le vecteur d'induction rémanente.
- Toutes les géométries doivent être compatibles avec les coordonnées cylindriques. Il faut alors légèrement adapter la structure pour permettre la modélisation. Les effets de saturation locale, d'isthme, de chanfrein, etc., ne sont pas pris en compte.
- Le fer et toutes les parties saturables sont négligés.

Ainsi, la modélisation consiste à découper en partie les différentes zones de l'entrefer puis de calculer le potentiel vecteur en ces zones à partir d'une série de Fourier cylindrique, voir figure 6.3. Les différentes zones seront raccordées par les équations de continuité des grandeurs magnétiques entre deux domaines.

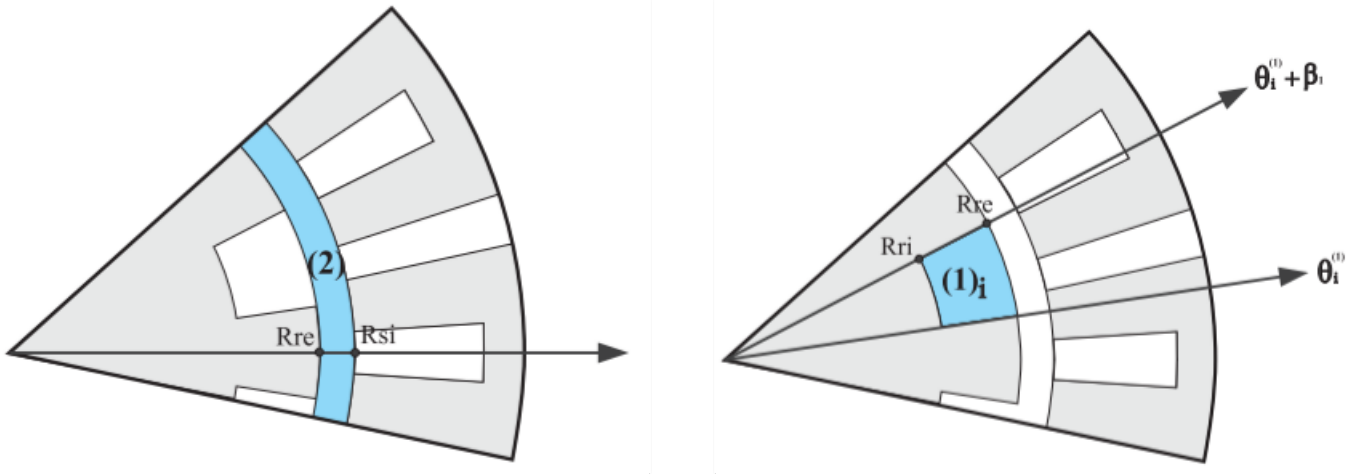


FIGURE 6.3 – Découpage par secteurs de l'entrefer pour la résolution analytique des équations de Maxwell

Dans le cas linéaire, la précision est comparable à une simulation type éléments finis pour un temps de calcul très inférieur. Cette méthode permet également de déduire les flux magnétiques, le couple, l'ondulation de couple, etc.

**Calcul des champs magnétiques dans l'entrefer par l'utilisation des réseaux de perméances superficielles** Les hypothèses d'utilisation de cette méthode sont semblables à celle de la résolution analytique des équations de Maxwell [82, 83]. De plus, les lignes de champ magnétique seront supposées perpendiculaires à l'entrefer. Ainsi, l'induction magnétique normale  $B_n(\theta, \xi)$  peut s'écrire comme le produit de la perméance superficielle  $\Lambda(\theta, \xi)$  et de la force magnétomotrice  $\epsilon(\theta, \xi)$  :  $B_n(\theta, \xi) = \Lambda(\theta, \xi) \cdot \epsilon(\theta, \xi)$ . La perméance superficielle ainsi que la force magnétomotrice vont pouvoir être modélisées par des séries de Fourier ce qui va permettre un temps de développement court et un temps de calcul raisonnable.

Cependant, les hypothèses et la méthode de calcul vont induire une précision moindre en comparaison de la méthode type éléments finis ou résolution des équations de Maxwell. Il est à noter que le champ magnétique tangentiel n'est généralement pas pris en compte. Une extension de cette méthode pour permettre le calcul de la partie tangentielle a été présentée dans [84, 85].

**Calcul des champs magnétiques dans l'entrefer par des schémas réductants maillés** La modélisation par schémas réductants était à l'origine utilisée comme outils de pré-dimensionnement dans le cadre des machines électriques [86]. À partir de l'obtention des lignes de champ magnétique principales, des réductances magnétiques étaient définies le long de ces lignes en fonction des paramètres géométriques. La saturation était de plus prise en compte relativement simplement. Cela en faisait un outil puissant pour le pré-dimensionnement des machines électriques, aussi bien en deux dimensions qu'en trois dimensions. Le défaut de cette méthode était alors le manque de précision des résultats puisque la machine électrique était représentée par peu de paramètres. Ces dernières années, cette



méthode a connu une extension très intéressante pour palier à ce dernier défaut par un maillage géométrique des parties de la machine électrique par des ré reluctances magnétiques de la même manière qu'un maillage type éléments finis, figure 6.4 tirée de [87].

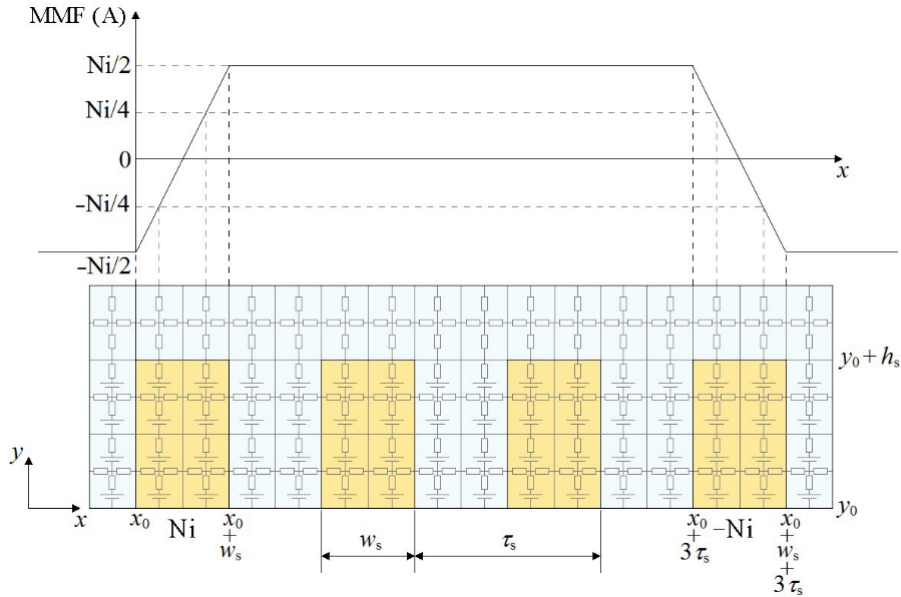


FIGURE 6.4 – Maillage automatique par un réseau de perméances de la machine électrique

Ainsi, l'étude préliminaire des lignes de champs magnétiques n'est plus nécessaire et le maillage peut se faire de manière automatique. Le maillage par ailleurs peut être adaptatif ce qui est particulièrement intéressant dans notre cadre d'étude. Ainsi, l'entrefer sera fortement maillé, mais les parties magnétiques pourront être maillées de manière plus grossière. De plus, la saturation est prise en compte et les composantes normales et tangentielles sont calculées.

**Comparaison de différentes méthodes et leurs applications** Afin de donner des angles de comparaison de ces différentes méthodes, nous proposons de regarder 5 critères qui sont intéressants lorsque nous étudions les vibrations des machines électriques.

**Précision :** Une simulation numérique correctement dimensionnée joue le rôle de juge de paix lorsqu'il s'agit de précision. Toutes les méthodes sont donc évaluées par rapport à cet étalon.

**Temps de développement :** Ou plutôt l'inverse du temps de développement. Plus le critère associé à cet axe est élevé, plus le temps pour développer le modèle est raisonnable.

**Temps de calcul :** Ou plutôt l'inverse du temps de calcul. Plus le critère associé à cet axe est élevé, plus le temps pour calculer un résultat est faible.

**Non linéaire :** Cette méthode permet ou non de prendre en compte les non-linéarités.

**Calcul de  $H_t$  :** Cette méthode permet ou non de calculer le champ magnétique tangentiel.

Une comparaison qualitative de ces méthodes est donnée sur la figure 6.5.

Cette comparaison est valable avec l'expérience personnelle sur les technologies de 2022 et en considérant les méthodes les plus couramment utilisées. Il est bien entendu possible d'étendre chacune des méthodes pour pallier à des défauts, par exemple, nous pourrions coupler la méthode de résolution des équations de Maxwell avec un schéma de ré reluctances saturées pour prendre en compte les parties ferromagnétiques. Nous pouvons observer que ces méthodes sont complémentaires et offrent des possibilités d'utilisation distinctes.

**Modéliser la physique interne des machines électriques :** Dans le cadre de la modélisation de phénomènes internes tels que l'effet d'une modification géométrique (chanfreins, arrondis, etc.), des aimants, des matériaux, etc., c'est la précision qui prime avant tout. Dans ce cas, c'est la simulation par éléments finis qui est privilégiée.

**Pour l'optimisation :** Pour l'optimisation, c'est bien le temps de calcul qui est le critère le plus important puis la précision. Dans ce cas, la modélisation par résolution des équations de Maxwell

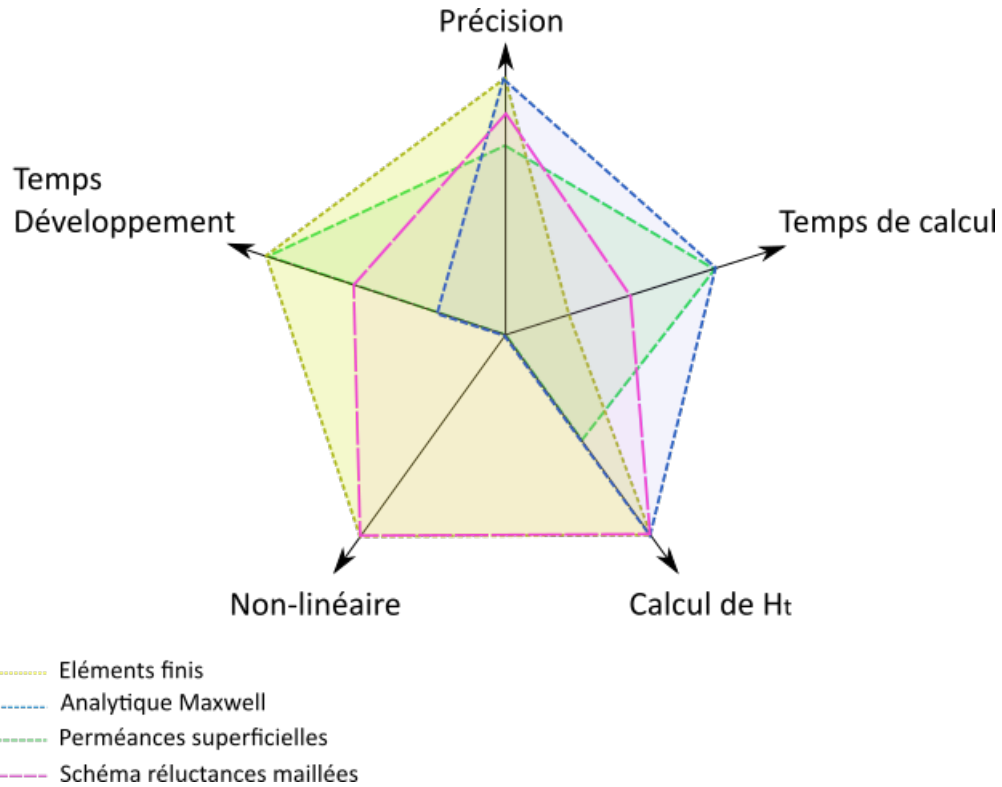


FIGURE 6.5 – Comparaison qualitative des différentes méthodes de calcul du champ magnétique dans l'entrefer

et les schémas réductants maillés sont les plus pertinents.

Pour la détection des défauts : Il faut le modèle le plus simple en termes de développement et très rapide. La précision peut être dégradée si les tendances données par le modèle sont correctes. Dans ce cadre, les réseaux de perméances superficielles sont les plus intéressants.

### 6.1.2.3 Modélisation mécanique des vibrations

**Introduction** Si l'on considère les vibrations ayant comme origine les alimentations électriques et les aimants, il existe plusieurs localisations des contraintes magnétiques.

- Sur toutes les interfaces fer / air. Dans ce cadre, nous pouvons citer les fonds et les bords d'encoche, ainsi que le bout des dents qui sont en contact avec l'entrefer.
- Sur les bobinages qui subissent les forces de Laplace.

Néanmoins, une étude de l'amplitude des champs magnétiques montre que la partie principale de ces forces s'exerce sur le bout des dents, là où le champ magnétique est maximal. Dans la suite, nous allons considérer uniquement les forces qui s'exercent sur ces dents. Ainsi, le calcul de ces forces s'effectuera sur une surface cylindrique dans l'entrefer proche de l'interface fer / air. De cette manière, nous pouvons définir trois composantes :  $\vec{n}$ , vecteur normal à la surface,  $\vec{t}$ , vecteur tangentiel à la surface, mais dans le plan de coupe de la machine (en 2 dimensions) et  $\vec{z}$ , vecteur tangentiel à la surface, mais dans la direction active de la machine. Dans la suite, les composantes suivant l'axe  $z$  seront considérées comme nulles, hypothèse vérifiée pour une machine "longue", mais qui serait à reconsidérer dans le cas d'une machine "courte". La contrainte calculée sur cette surface s'exprime à partir du tenseur de Maxwell [88, 89, 90, 91] :

$$\sigma(\theta, \xi) = \frac{1}{2} \left( \frac{B_n^2}{\mu} - \mu H_t^2 \right) \vec{n} + B_n H_t \vec{t}$$

La composante tangentielle  $H_t$  participe à la création du couple électromagnétique. Cette composante est à raison bien souvent négligée dans l'étude des vibrations bien qu'elle puisse générer une vibration tangentielle des dents de la machine [89, 92]. Dans la suite, nous considérerons donc la

composante normale de la contrainte comme la composante principale de vibration dans la machine électrique.

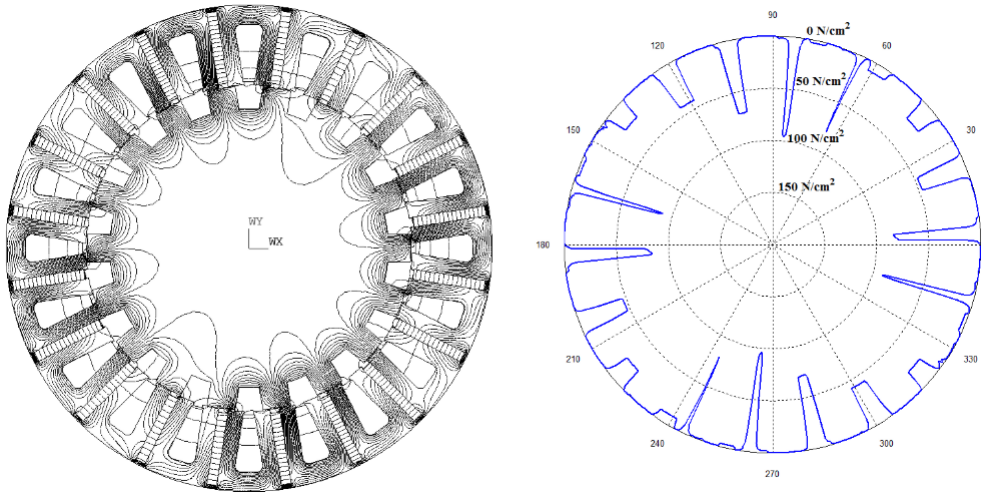


FIGURE 6.6 – Représentation des lignes de champ magnétique (gauche) et calcul de la contrainte sur un cercle dans l’entrefer (droite)

Sur la figure 6.6, la contrainte calculée sur un cercle dans l’entrefer est représentée en coordonnées cylindriques. Cette contrainte est le point de départ de la modélisation mécanique des vibrations.

**Les différents degrés de modélisation mécanique** Une machine électrique et son environnement forment un système complexe voir trop complexe pour être modélisé en l’état. Les carcasses, les aimants, les bobinages, les parties ferromagnétiques, les roulements, tous ces éléments peuvent vibrer et par leur masse ont une influence sur le comportement vibratoire complet. De plus, les interfaces (contacts) entre matériaux sont mal connues. Deux approches peuvent alors être utilisées ; une première approche "complète" où chaque composant devra être modélisé conjointement et une approche "locale" où l’on va décrire les phénomènes sur des ensembles simplifiés. Ces deux types d’approches sont représentées par les figures 6.7 et 6.8<sup>1</sup>.

Dans le cadre de la modélisation système, il est difficile d’envisager autre chose qu’une modélisation type éléments finis couteuse en développement et en temps de calcul. Dans le cadre de l’approche locale, il est alors envisageable de considérer la machine électrique par les vibrations induites au stator et celles induites au rotor. Dans ces deux cas, la géométrie sera simplifiée pour se rapprocher d’un anneau possédant une faible épaisseur de matériau ferromagnétique par rapport au rayon. C’est dans cette approximation que nous allons nous placer. Les différents éléments du rotor comme les bobinages et les

1. L’image de la Tesla modèle S est tirée de [93] et appartient à Tesla

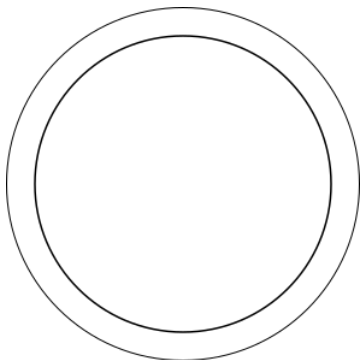


FIGURE 6.7 – Approche locale avec la machine électrique réduite à un anneau

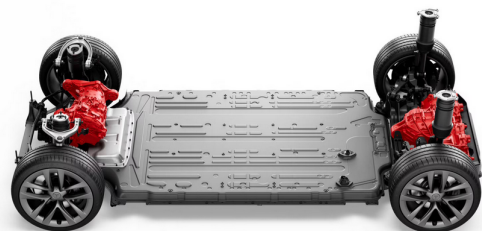


FIGURE 6.8 – Approche système avec le groupe moto-propulseur de la Tesla S

aimants sont intégrés dans l'anneau en rajoutant de la raideur ou de la masse aux endroits adéquats [94].

**Résolution des équations de la mécanique par projection modale** A partir de la connaissance des contraintes et d'une géométrie simplifiée, la déformation de la géométrie est obtenue par projection des équations mécaniques sur les bases des modes propres. Ainsi, la déformée normale à la surface  $\epsilon_n(\theta, \xi)$  s'écrit par projection sur les bases propres :

$$\epsilon_n(\theta, \xi) = \sum_{i \text{ modes}} \Phi_i(\xi) E_i(\theta)$$

Avec  $\Phi_i(\xi)$  la déformée du mode  $i$  qui ne dépend que de la position au stator, et  $E_i$  l'amplitude de la déformée du mode  $i$  qui dépend de la rotation de la machine. Selon les hypothèses plus ou moins fortes considérées pour obtenir les équations d'équilibre dynamique de l'anneau, les autres variables seront écrites sous la même forme (la déformée orthonormale, le champ de rotation, etc.) notamment la contrainte  $\sigma(\theta, \xi)$  :

$$\sigma(\theta, \xi) = \sum_{i \text{ modes}} \Phi_i(\xi) \Sigma_i(\theta)$$

Avec  $\Sigma_i(\theta)$ , l'amplitude de la contrainte pour le mode  $i$ . Cette modélisation par projection sur les bases propres modales permet d'obtenir des équations différentielles découplées pour chacun des modes et permet ainsi une résolution aisée de ces équations.

**Obtention des déformées modales  $\Phi_i(\xi)$**  Il existe de nombreuses fonctions pouvant servir pour la projection modale. Cependant, au vu de la géométrie en anneaux du stator, il est plus évident de choisir des bases sinusoïdales. Ainsi, la déformée modale s'écrira :

$$\begin{aligned} \Phi_i^+(\xi) &= \cos(i\xi) \text{ pour } i \neq 0 \\ \Phi_i^-(\xi) &= \sin(i\xi) \text{ pour } i \neq 0 \end{aligned}$$

Le mode ou ordre spatial 0 est un mode de "respiration". Quelle que soit la valeur de  $\xi$  l'amplitude de la déformée est identique. Pour les autres modes, chaque déformée de mode sera la superposition d'une déformée cosinusoidale et d'une déformée sinusoidale, voir figure 6.9.

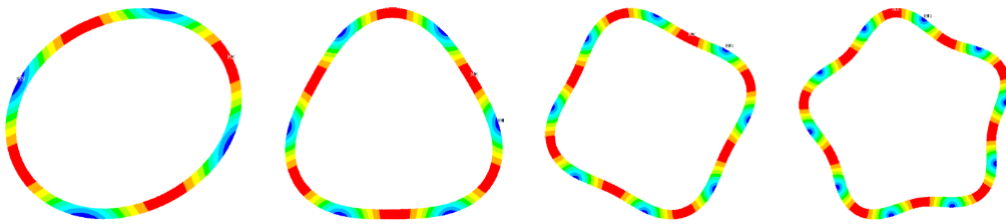


FIGURE 6.9 – Différentes déformées modales pour les modes ou ordres spatiaux 2, 3, 4 et 5

La valeur de la fréquence associée à chacun de ces modes peut être déterminée par une simulation éléments finis ou par une méthode analytique basée sur des considérations énergétiques (Euler-Bernouilli, Timoshenko, etc.). L'amortissement associé à chacun des modes est plus délicat. Il existe des relations empiriques pour déterminer ces amortissements. Cependant, seule une identification expérimentale permet d'obtenir des résultats fiables.

**Résolution des équations différentielles découplées par des séries de Fourier** L'amplitude de la déformée modale est un signal possédant une multitude d'harmoniques temporels et spatiaux. Cela rend la difficile la résolution des équations différentielles découplées du mouvement. Ainsi, il est commun de projeter l'amplitude de la déformée suivant une série de Fourier en espace et en temps. Ainsi, l'amplitude de la déformée s'écrit :

$$E_i(\theta) = \sum_{j=0}^{\infty} \left( E_{i,j}^+ \cos(jp\theta) + E_{i,j}^- \sin(jp\theta) \right)$$

Avec  $p$  le coefficient de proportionnalité entre l'angle électrique et mécanique.  $E_{i,j}^+$  et  $E_{i,j}^-$  correspondent aux amplitudes de l'harmonique  $j$  du mode  $i$  considéré. La série de Fourier sera tronquée sur les  $N_h$  premier harmonique. En utilisant la projection sur la position sur le stator et la rotation, la déformée peut s'écrire :

$$\epsilon_n(\theta, \xi) = \sum_{i \text{ modes}} \Phi_i(\xi) \sum_{j=0}^{N_h} \left( E_{i,j}^+ \cos(jp\theta) + E_{i,j}^- \sin(jp\theta) \right)$$

De même, la contrainte sera écrite :

$$\sigma(\theta, \xi) = \sum_{i \text{ modes}} \Phi_i(\xi) \sum_{j=0}^{N_h} \left( \Sigma_{i,j}^+ \cos(jp\theta) + \Sigma_{i,j}^- \sin(jp\theta) \right)$$

Ainsi, il y a autant d'équations différentielles à résoudre que de  $i$ -modes x  $N_h$ -harmoniques à considérer.

#### 6.1.2.4 Modélisation acoustique du bruit

Il existe plusieurs méthodes pour calculer la pression acoustique générée par une source vibratoire [95, 96]. Parmi celles-ci, nous retrouvons la simulation acoustique par éléments finis et le modèle de la sphère pulsante [97]. Ici aussi la simulation par éléments finis est très couteuse en temps de calcul. Ainsi, elle reste destinée à des cas particuliers où l'étude de la direction de rayonnement est importante. La seconde méthode utilisée pour ces travaux consiste à considérer une sphère (ou un cylindre) entourant la machine électrique et qui va vibrer suivant la déformation du stator. Cette dernière méthode est efficace lorsque la séparation des modes est possible. Elle sera donc réservée à des fréquences de vibration inférieure à la dizaine de kHz.

Néanmoins, le bruit acoustique est rarement le critère retenu pour comparer des machines électriques ou les surveiller. En effet, dans le cadre d'une optimisation, les longueurs externes ou les carcasses externes sont fixées. Ainsi, deux machines pourtant très différentes auront des impédances acoustiques quasi semblables et les vibrations seront le phénomène le plus influent dans la caractérisation de ces machines. Qui plus est, il est à noter la difficulté plus grande de procéder à des mesures acoustiques en comparaison des mesures vibratoires [98].

#### 6.1.2.5 Méthodologie retenue pour l'étude et perspectives de recherche

Après avoir décrit les différentes modélisations possibles pour aller de l'alimentation électrique jusqu'aux vibrations, nous allons utiliser deux routines dans ce mémoire :

Caractériser la "physique" d'un phénomène : Dans ce cadre là, c'est principalement la modélisation par éléments finis qui sera choisie pour obtenir la meilleure précision et compréhension possible des phénomènes. Les contraintes seront calculées par éléments finis puis un modèle par projection modale sera appliqué. C'est la contrainte projetée qui servira d'élément de comparaison.

La détection des défauts dans les machines électriques : Dans ce cadre, nous cherchons à bien représenter les phénomènes sans rechercher la précision. Les temps de développement et de calcul sont prépondérants. Ainsi, les contraintes seront calculées par une méthode de perméances superficielles puis un modèle par projection modale sera appliqué.

Dans le cadre de la détection des défauts, il est important de noter la possible intégration de la méthode des perméances superficielles à une structure "temps réel". Ce type de méthode à temps de calcul court permet d'envisager un jumeau numérique temps réel pour la détection des défauts, figure 6.10.

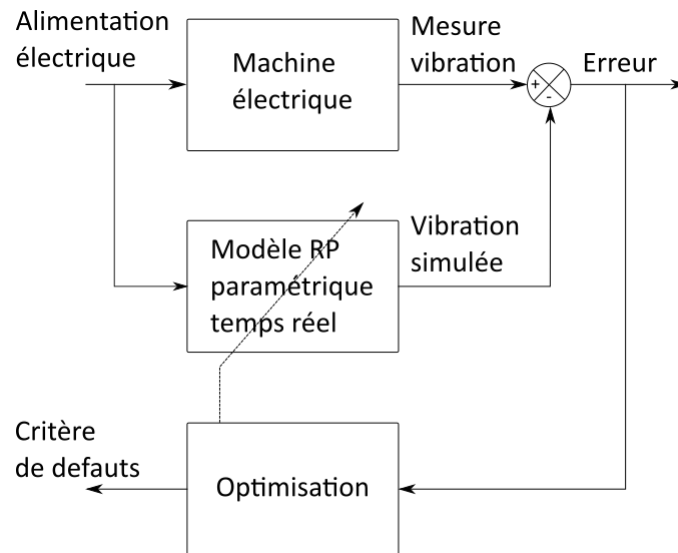


FIGURE 6.10 – Méthode de détection des défauts basée sur un jumeau numérique temps réel

Ici, le jumeau numérique serait alimenté par une image de l'alimentation électrique de la machine. La sortie de ce jumeau numérique serait comparée à l'image des vibrations mesurées sur la machine et le résultat serait un signal d'erreur. Sans défaut, ce signal de défaut serait proche de 0. Lorsqu'un défaut apparaît, l'erreur est prise en compte dans un algorithme d'optimisation (peut correspondre seulement à un seuillage ou des méthodes plus évoluées décrites dans la suite). Cet algorithme pourra selon le cas, venir modifier le jumeau numérique afin de permettre un suivi de performances ou générer un signal qui sera image du défaut. L'intégration de ce jumeau numérique est envisagée dans des cibles FPGA capables de gérer le temps réel.

De plus, la méthode des perméances superficielles est potentiellement intéressante dans le cadre d'une intégration dans une routine d'optimisation qui prendrait compte du niveau acoustique généré comme critère d'optimisation.



Les points durs à développer :

- Développer un jumeau numérique temps réel, capable de générer un signal vibratoire d'intérêt dans le cadre de la détection des défauts.
- Étude de la réduction de modèle pour une intégration temps-réel et pour l'optimisation des structures en intégrant le niveau acoustique.

### 6.1.3 Modélisation des défauts dans les machines électriques et de leurs influences sur les vibrations générées

#### 6.1.3.1 Description des différents mécanismes de défauts dans les machines électriques

La maîtrise de l'énergie électrique et plus particulièrement de sa consommation est un enjeu économique majeur pour l'industrie. L'énergie perdue liée aux différentes pertes des appareillages électriques, de la production, du transport et lors de l'utilisation de l'énergie électrique est un enjeu économique et axe de développement important pour l'industrie. Le rapport annuel sur l'énergie du département Américain de l'énergie (EIA) [99] évalue l'énergie perdue due aux pertes à plus de 20% de la consommation totale des industries américaines soit près de 2000 TWh. Parmi les causes de dégradation, nous trouvons tous les mécanismes de défaut des machines électriques qui font baisser le rendement [17]. La seconde problématique liée aux défauts traite de la maintenance des machines électriques et de leur remplacement [100]. En partant sur un prix moyen d'un moteur asynchrone à 0.1W/€ et d'un coût de l'énergie à 0.08€/kWh (prix de 2017), en prenant une dégradation du rendement du moteur, linéaire tout au long de sa vie, nous pouvons observer qu'il existe une limite en cycles de fonctionnement pour

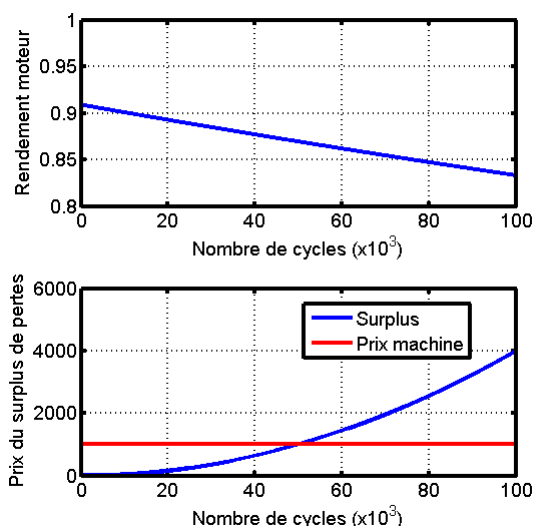


FIGURE 6.11 – Evolution du coût des pertes supplémentaires occasionnées par le vieillissement de la machine électrique

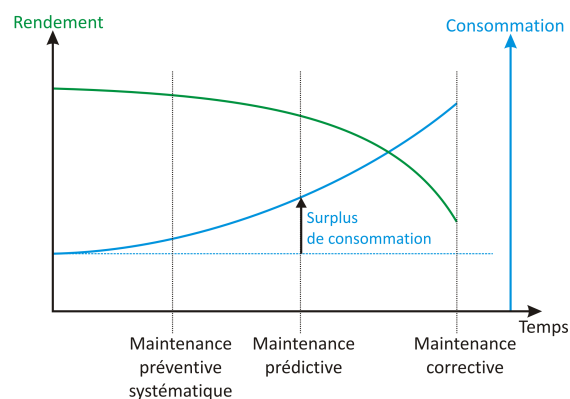


FIGURE 6.12 – Définition des différents types de maintenance en fonction du rendement et de la consommation de l'actionneur

laquelle le coût du surplus des pertes devient supérieur au coût initial du moteur, figure 6.11. Il est à noter que le coût total (TCO) du moteur électrique est en grande partie dû à la consommation électrique de celui-ci. La maintenance prédictive [101] permet d'intégrer les considérations de coût du moteur et plus particulièrement du surcoût des pertes dans le moteur afin de décider le moment économiquement optimal de remplacement, figure 6.12.

Ainsi, connaître l'effet des défauts sur les machines électriques est essentiel pour la maîtrise de l'énergie et le développement des entreprises. Plusieurs études, notamment [102], ont classifié les différentes causes de défaut dans les machines électriques. Sur la figure 6.13, [102] a étudié les défauts des machines asynchrones dans différentes industries pétrolières au sens large.

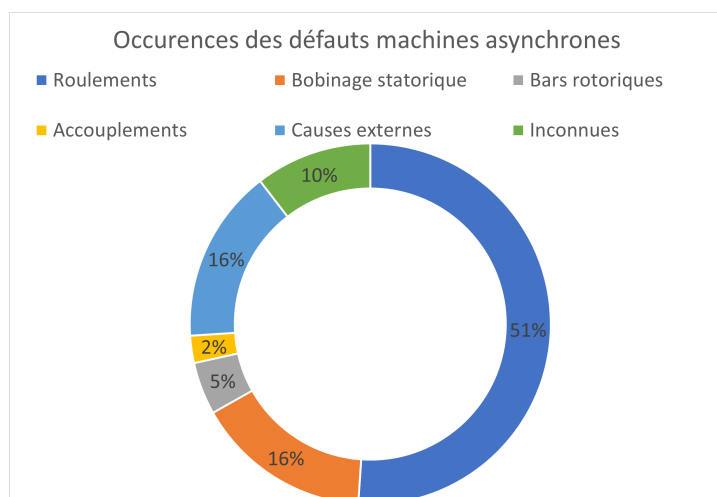


FIGURE 6.13 – Répartition de l'occurrence des défauts pour des machines asynchrones utilisées dans l'industrie pétrolière

Il en résulte que les défauts peuvent se classer principalement suivant deux causes :

Les roulements : Les défauts dans les roulements peuvent être causés par une surcharge mécanique, des vibrations perçues ou bien encore par les courants de palier CEM traversant ces roulements. Ce type de défaut est la cause principale des pannes dans les machines électriques.

Les bobinages statoriques et/ou rotoriques : Ces défauts de type électrique peuvent être causés

par une surtension électrique transitoire, un échauffement trop important, des contraintes mécaniques, le vieillissement, etc.

Nous pouvons ajouter à cela des défauts n'entraînant pas une panne directement, mais agissant sur le long terme :

Les court-circuits partiels de bobinages : Dans ce cas, c'est une petite fraction d'un bobinage qui est endommagé causant une élévation de température locale.

La désaimantation des aimants : La baisse du champ rémanent des aimants va causer une augmentation du courant demandé pour garder un même point de fonctionnement et donc causer une élévation de température.

Le de-centrage statique ou dynamique du rotor : Un mauvais alignement du rotor ou un balourd entraînera localement des courants plus importants et donc un sur échauffement. Il agira également sur les roulements en ajoutant des contraintes supplémentaires.

Les défauts des circuits d'alimentation : Les défauts sur les onduleurs d'alimentation, le mauvais fonctionnement des capteurs, etc. Tous ces organes externes peuvent avoir des effets très forts sur la durée de vie des machines électriques. Le moteur électrique est selon les cas, potentiellement alimenté par un convertisseur d'électronique de puissance et ses éléments passifs de filtrage. Une étude sur les convertisseurs de puissance utilisés dans l'industrie [103] permet d'identifier les éléments de pannes dans ces convertisseurs, figure 6.14 tirée de [103].

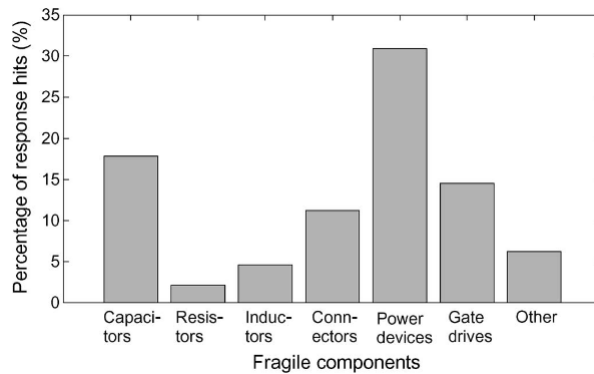


FIGURE 6.14 – Répartition des défauts dans les composants d'électronique de puissance

Dans la suite, nous allons principalement traiter des défauts des bobinages statoriques et/ou rotoriques. L'origine de ces défauts peut être due à un problème d'isolation, de vieillissement, ou indirectement par un élément de l'électronique de puissance de commande en défaut. Les défauts sur les bobinages peuvent soit être partiels soit sur le bobinage complet.

### 6.1.3.2 Influence des défauts de type électrique sur les vibrations

Les machines électriques en fonctionnement normal dans leur grande majorité possède une symétrie paire de la répartition des contraintes due à la répartition des bobines des différentes phases. Par exemple, une machine 4 pôles aura pour chaque phase 4 dents où s'exerce la contrainte magnétique. Ainsi, les déformées associées aux modes ou ordres spatiaux ayant une symétrie correspondante auront une amplitude importante, dans ce cas, le mode ou ordre spatial 4. De la même façon, en fonctionnement normal, les modes possédant une symétrie impaire seront peu ou prou présents.

Il existe une multitude de défauts de type électrique :

- Un défaut d'ouverture partielle du bobinage d'une phase. Il peut être dû à la déconnexion voulue ou subie d'une bobine d'une phase. C'est un défaut qui amène une dissymétrie sur la répartition des contraintes et donc une potentielle action sur les modes impairs.
- Un défaut d'ouverture totale d'une phase. La phase n'est plus alimentée électriquement. La symétrie de la répartition des contraintes n'est pas modifiée.
- Un court-circuit d'une phase due à un défaut d'isolement ou un défaut de l'électronique de puissance d'alimentation.
- Une combinaison des défauts précédemment cités.



Par souci de concision, nous allons nous intéresser aux défauts d'ouverture totale d'une phase. Des conclusions similaires peuvent être tirées pour les autres types de défauts. Pour la suite, nous allons nous restreindre à l'étude d'une machine à commutation de flux à 5 phases avec 20 dents au stator et 18 au rotor ( $N_r = 18$ ), figure 6.15.

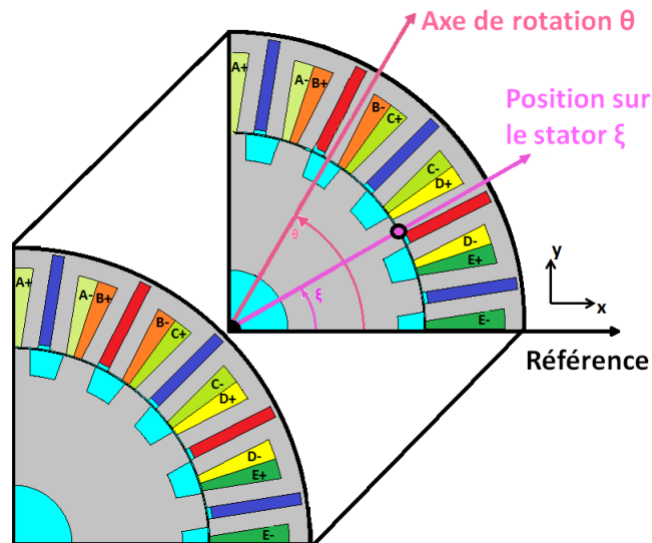


FIGURE 6.15 – Machine à commutation de flux 5 phases utilisée pour l'étude. Les aimants sont polarisés suivant des directions opposées deux à deux (rouge et bleu)

L'étude s'effectuant par comparaison de différents défauts sur une même machine, il n'est pas utile de calculer les déformées vibratoires, car la réponse du stator est identique dans tous les cas de figure. Ainsi, pour caractériser ces défauts, nous allons nous intéresser à la comparaison des contraintes magnétiques qui seront projetées suivant les modes propres (position sur le stator) et les harmoniques suivant l'axe de rotation, figures 6.16 et 6.17.

Sur la figure 6.16, la machine à commutation de flux est alimentée par 5 courants sinusoïdaux en phase avec les forces électromotrices correspondantes. Ce mode de fonctionnement sera nommé mode sain. La répartition des contraintes étant paire, seuls les modes ou ordres spatiaux pairs sont présents (mode 2 à 1305 Hz, mode 4 à 3940 Hz et mode 0 à 8500 Hz<sup>2</sup>). Comme attendu, le mode 4 ou ordre spatial d'ordre 4 possède l'amplitude la plus importante. Le mode 2 devrait quant à lui être nul. Cependant, la répartition des dents entre le stator (20) et le rotor (18) crée un décalage entre les contraintes des dents d'une même phase en fonction de la position du rotor. C'est de cette manière que le mode 2 est excité. Aussi bien pour le mode 4 et le mode 2, les harmoniques présents sont peu nombreux, respectivement en  $2N_r$  et  $N_r$  ou avec des amplitudes plus faibles respectivement en fonctions paires de  $N_r$  et impaires de  $N_r$ . Le mode 0 est quant à lui faible en amplitude, mais possède de nombreux harmoniques. Il est notable que l'harmonique en  $10N_r$  soit relié à l'ondulation de couple de la machine considéré.

Sur la figure 6.17, un défaut d'ouverture totale est réalisé sur la première phase. Au niveau des harmoniques principaux de la contrainte du mode 4 en  $2N_r$  et du mode 2 en  $N_r$ , on dénote une réduction relativement faible de l'amplitude. La variation d'amplitude la plus importante est obtenue pour l'harmonique en  $2N_r$  du mode 0. Parmi les harmoniques de faible amplitude, l'harmonique en  $8N_r$  du mode 4 et en  $3N_r$  du mode 2 possèdent une variation d'amplitude significative. Les défauts ont donc pour influence de moduler l'amplitude des harmoniques des modes. Dans l'optique de maximiser la détection des défauts de type électrique, il est alors souhaitable de chercher des marqueurs harmoniques, i.e. des harmoniques dont l'amplitude varie dans un range important suivant les différents types de défauts.

2. Il est à noter que le mode 0 en l'état n'est pas mesurable, car il est en dehors de la plage de mesure des capteurs utilisés. Néanmoins, pour comparaison, il apparaîtra dans la suite.

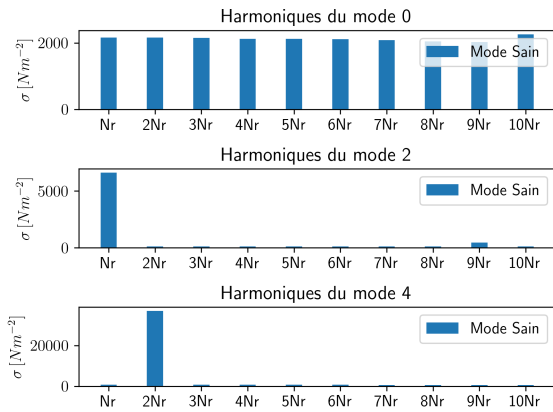


FIGURE 6.16 – Projection de la contrainte sur les modes 0, 2 et 4 suivant les harmoniques au rotor et fonction du nombre de dents au rotor en mode sain (calcul par éléments finis)

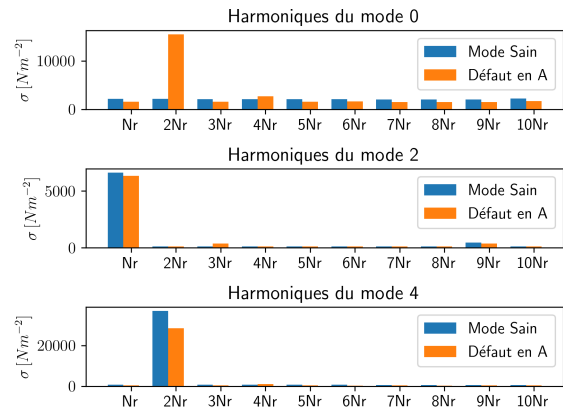


FIGURE 6.17 – Projection de la contrainte sur les modes 0, 2 et 4 suivant les harmoniques au rotor et fonction du nombre de dents au rotor avec un défaut sur une phase (calcul par éléments finis)



Les points durs à développer :

- Pour une machine électrique, trouver les marqueurs harmoniques importants et les caractériser en fonction du type de défaut.
- Par famille de machine électrique, trouver les marqueurs harmoniques d'intérêt.

### 6.1.3.3 Méthodes de diagnostic des défauts dans les machines électriques

Le domaine du diagnostic (Fault Detection and Diagnosis) est un domaine qui regroupe plusieurs communautés ; conversion d'énergie, traitement du signal et mathématiques appliquées. Nous trouvons donc une bibliographie importante dans chacune de ces communautés avec des points de vue complémentaires. Dans le domaine de la conversion d'énergie, les publications vont s'orienter sur l'application à des cas concrets et l'application matérielle de ces méthodes de diagnostic. Dans le domaine du traitement du signal et des mathématiques appliquées, ce sont plus les méthodes et leurs propriétés qui sont mises en avant. Dans plusieurs articles "state of the art" [104, 105], les auteurs ont classifié les différentes méthodes de diagnostic. L'auteur [104] propose la classification représentée sur la figure 6.18 issue de l'article.

Pour la présentation des modèles, nous pouvons extraire quatre types principaux :

Modèle mathématique : Le système est représenté par des équations soient issues de la physique, de modèles régressifs ou encore de stochastiques comme les chaînes de Markov.

Modèle graphique : A partir d'arbre de défaillances, de bond-graphe ou diagraphes où les défauts sont représentés graphiquement avec des informations sur leurs occurrences.

Modèle basé sur une expertise : Consiste à l'évaluation en ligne de données selon des règles érigées par l'expertise de l'opérateur.

Modèle basé sur la classification des défauts : Les défauts sont caractérisés pour en extraire des règles de reconnaissance dans des espaces de données.

Pour un review exhaustif des différentes méthodes et de leurs applications, le lecteur peut se référer aux articles précédemment cités [104, 105]. Dans ce mémoire, nous allons nous intéresser aux méthodes de diagnostic utilisant les vibrations comme outils de détection. Ainsi, concernant les applications historiques de l'utilisation des vibrations comme méthode de diagnostic nous trouvons la surveillance d'alternateur de fortes puissances, notamment pour la surveillance des parties mécaniques mobiles telles que les roulements à billes ou les réducteurs [106, 107, 108]. Cependant, ces dernières années nous trouvons une évolution croissante de l'utilisation de ces techniques pour des machines de tailles

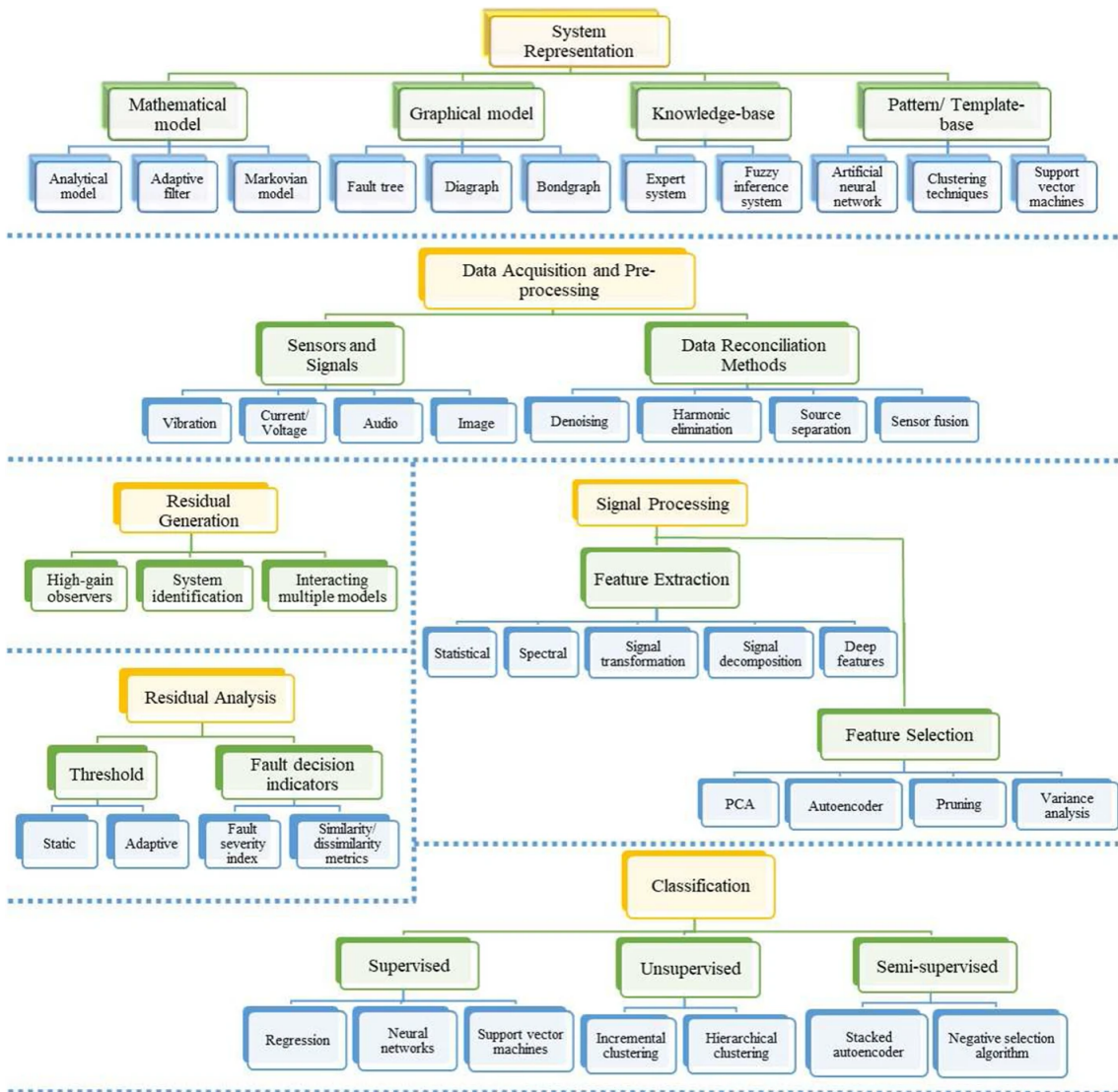


FIGURE 6.18 – Roadmap du diagnostic au sens large

industrielles pour la surveillance des roulements, mais également pour la surveillance des défauts de type électrique [109, 110, 111].

Dans le cadre de l'étude des vibrations précédemment décrite, plusieurs techniques de diagnostic sont à considérer :

- L'analyse dans le domaine temporel. Une augmentation de l'amplitude des vibrations peut être un marqueur de la présence d'un défaut. On se place ainsi dans le cadre de la modélisation par expertise.
- La décomposition modale et l'analyse des marqueurs modaux. On se place ainsi dans le cadre de la modélisation par expertise, mais également dans les modèles basés sur la classification des défauts.
- L'analyse temps-fréquence [112, 113]. On relève l'apparition ou la modification de raies spectrales. On se place ainsi dans le cadre de la modélisation par expertise.
- L'analyse par ondelettes et ainsi la caractérisation des défauts. On se place ainsi dans le cadre de la modélisation par expertise, mais également dans les modèles basés sur la classification des défauts [114, 115].

Dans la suite, nous allons essentiellement nous baser sur la décomposition modale et l'analyse des marqueurs modaux. Cette méthode permet de prendre en compte la physique de la machine électrique et l'expertise du concepteur de la machine. Elle permet également d'envisager l'utilisation de méthode de classification comme les réseaux de neurones, les techniques de clustering, etc [116, 117, 118].



Les points durs à développer :

- Mettre en place la classification des défauts électriques à partir des marqueurs harmoniques et comparaison des différentes méthodes de classification.
- Comparaison avec les méthodes de détection par l'utilisation des courants moteurs [119] ou des capteurs de flux externes [120, 121] des méthodes précédentes pour en ressortir les points critiques de ces méthodes.

## 6.1.4 **Projet de recherche sur le couplage dimensionnement - diagnostic vibratoire en vue de l'amélioration de la détection des défauts électriques**

### 6.1.4.1 **Positionnement scientifique**

Cet axe de recherche porte sur l'impact des défauts sur le bruit acoustique ou les vibrations générées dans les machines électriques et plus particulièrement dans les machines à commutation de flux. Nous nous intéresserons également au diagnostic vibratoire afin de détecter ces défauts. Pour finir, nous développerons le lien entre le dimensionnement et la méthode de détection en vue de l'amélioration de la détection de défauts. Ici, nous souhaitons répondre à plusieurs points :

- Quels avantages apportent le diagnostic vibratoire par rapport aux techniques existantes comme la détection des défauts par la mesure des courants, ou le diagnostic CEM par la détection du champ rayonné ?
- Certains types de machines électriques sont-ils plus en adéquation avec les techniques de diagnostic vibratoire ?
- Peut-on dimensionner une machine électrique pour améliorer la détection des défauts tout en garantissant un niveau de performances optimales.

### 6.1.4.2 **Paramètres influents sur la génération des vibrations**

Même si les mécanismes de génération du bruit sont analogues, chaque famille de machines électriques possède des paramètres plus ou moins déterminants sur le niveau de bruit acoustique [122, 123, 124, 125, 126, 127, 128, 129]. En règle générale, ces paramètres sont également aussi voir plus influents sur le couple électromagnétique ou l'ondulation de ce couple. Pour être concis, dans ce mémoire, nous allons nous limiter à la machine à commutation de flux à 5 phases déjà précédemment citée. Elle possède l'avantage d'avoir un rotor entièrement passif et saillant, figure 6.19.

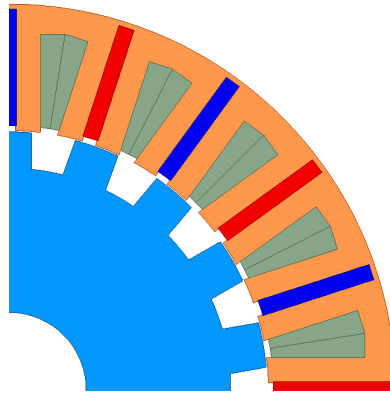


FIGURE 6.19 – Machine à commutation de flux 5 phases. Les aimants sont alternativement en rouge et bleu. Le rotor possède une saillance prononcée.

Cette structure de machine possède l'avantage d'avoir plusieurs paramètres géométriques que l'on peut faire varier indépendamment, notamment au rotor. Elle est ainsi une plateforme idéale pour tester l'influence des paramètres sur le bruit ou les vibrations générés. Pour les machines à commutation de flux, l'influence des paramètres géométriques a été étudiée par le biais d'une optimisation couplée couple électromagnétique / puissance acoustique rayonnée [94] pour une vitesse de fonctionnement et une rampe de vitesses. Pour le calcul de la puissance acoustique, les modèles employés sont tous analytiques (calcul de la contrainte par la résolution des équations de Maxwell, calcul des fréquences propres par calcul énergétique, projection sur la base des modes propres puis modèle de la sphère pulsante pour le calcul de la puissance acoustique). L'analyse du résultat de l'optimisation montre que l'ouverture de la dent rotorique (ou épaisseur de la dent rotorique, figure 6.20) est l'un des paramètres les plus influents sur la puissance acoustique générée, mais également sur le couple électromagnétique générée.

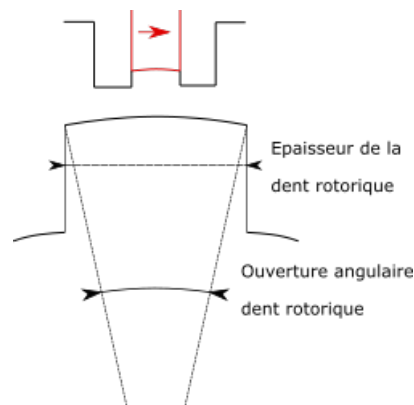


FIGURE 6.20 – Schéma simplifié de la géométrie de la machine à commutation de flux

L'intérêt de considérer en premier lieu l'ouverture de la dent rotorique réside dans le fait que nous pouvons dimensionner deux machines à couple électromagnétique identique, figure 6.22 mais possédant des propriétés acoustiques très différentes, figure 6.21.

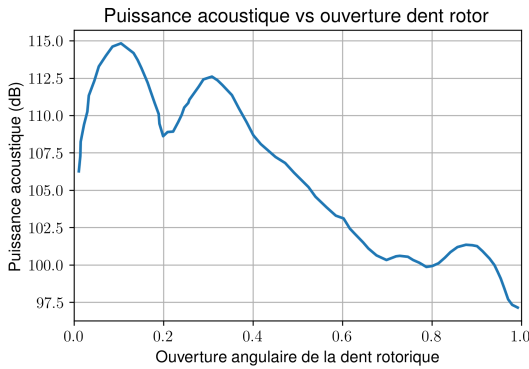


FIGURE 6.21 – Influence de la puissance acoustique en fonction de l'ouverture de la dent rotorique

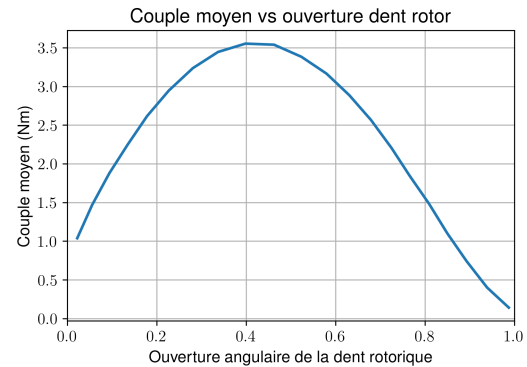


FIGURE 6.22 – Influence du couple moyen en fonction de l'ouverture de la dent rotorique

À partir de la figure 6.22, nous pouvons observer que le couple maximal s'obtient pour une ouverture angulaire proche de 40% de la dent rotorique. Autour de cette valeur maximale, nous pouvons choisir deux ouvertures de dent rotor qui amènent à des couples identiques, mais sur la figure 6.21, ces deux valeurs amènent à un niveau de puissance acoustique bien différent. Sur la figure 6.17 qui compare une machine à commutation de flux 5 phases avec un défaut sur une phase, nous pouvons y voir plusieurs harmoniques d'intérêt, table 6.2 :

Nom	Mode : Spatial	Ordre	Harmonique	Description
OS0H2	0		$2N_r$	Très sensible aux défauts d'ouverture de phase.
OS2H1	2		$N_r$	Le plus important en termes de niveau dans l'OS 2. Sensibilité modérée aux défauts d'ouverture de phase.
OS2H2	3		$3N_r$	Peu important en niveau relatif, mais très sensible aux défauts d'ouverture de phase.
OS4H2	4		$2N_r$	Le plus important en termes de niveau dans l'OS 4. Sensibilité modérée aux défauts d'ouverture de phase.
OS4H8	4		$8N_r$	Peu important en niveau relatif, mais très sensible aux défauts d'ouverture de phase.

TABLE 6.2 – Description des différents harmoniques d'intérêt pour la détection des défauts.

Sur les figures 6.23 et 6.24, les évolutions relatives des harmoniques d'intérêt en fonction de l'épaisseur de la dent rotorique ont été représentés. Pour les harmoniques dont l'amplitude absolue est importante, figure 6.23, ont malheureusement des évolutions relatives faibles par rapport à l'épaisseur. Dans ces cas de figure, le dimensionnement optimal de la structure ne permet pas d'améliorer qualitativement la détection des défauts. Pour les harmoniques d'amplitude absolue faible, figure 6.24, l'optimisation de la géométrie en vue de l'amélioration de la détection des défauts a un sens. Pour ces deux harmoniques d'intérêt, l'augmentation de la détectabilité est contradictoire avec la maximisation du couple électromagnétique. L'utilisation de méthodes d'optimisation multi-objectifs est donc nécessaire.

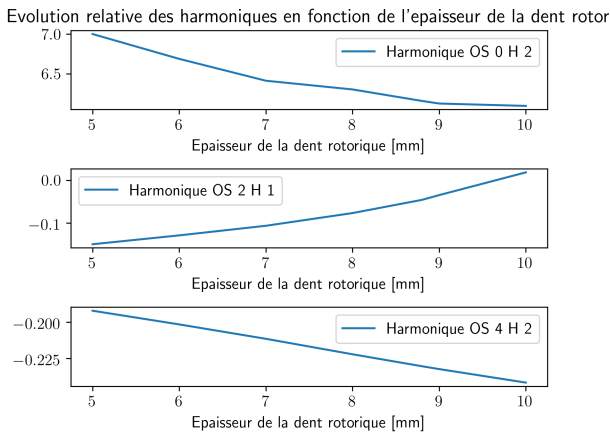


FIGURE 6.23 – Évolution de l’amplitude des harmoniques principaux en fonction de l’ouverture de la dent rotorique

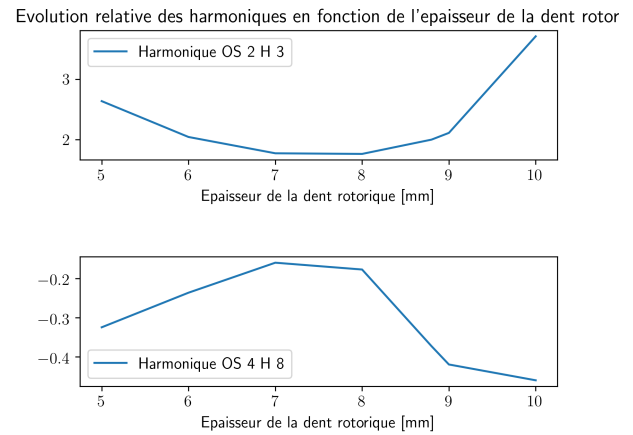


FIGURE 6.24 – Évolution de l’amplitude des harmoniques secondaires en fonction de l’ouverture de la dent rotorique



Les points durs à développer :

- Caractérisation des harmoniques d’intérêt en fonction des paramètres géométriques et du type de défauts.
- Choix des harmoniques d’intérêt les plus sensibles à la géométrie pour une optimisation multi-objectif.

### 6.1.4.3 Critères vibratoires de caractérisation des défauts

Choisir le critère d’appréciation aussi bien pour l’optimisation que pour la détection des défauts n’est pas trivial, mais qui plus est, conditionne le résultat final de l’optimisation ou de la détection ou non des défauts. Dans la suite, nous allons dresser un paysage des différents critères pouvant être choisis avec leurs avantages et inconvénients.

**La puissance acoustique - pression acoustique** La puissance acoustique  $L_w$  en  $dB$  correspond à la puissance nécessaire au niveau de la source pour générer les ondes sonores. Le niveau de puissance acoustique se calcul par :

$$L_w = 10 \log\left(\frac{W}{W_0}\right)$$

Avec  $W$  la puissance acoustique en Watt, et  $W_0$ , la puissance acoustique de référence.

La pression acoustique  $L_p$  prend en compte la puissance acoustique de la source et de l’environnement comme la distance de mesure à la source, le type d’environnement, etc. La puissance acoustique est calculée à partir de la pression acoustique selon la norme NF EN ISO 3744.

Dans ces deux cas, l’information recueillie est un scalaire qui donne une information très générale sur le bruit acoustique. Ils intègrent toute la chaîne de génération du bruit, de l’alimentation jusqu’à la structure mécanique, l’environnement et les moyens de mesure. Si l’on se place dans le cadre d’une optimisation, l’objectif est de réduire et/ou de contraindre le bruit acoustique du moteur électrique sous un gabarit dépendant de la vitesse de rotation (IEC 60034-9 Rotating Electrical Machines). Ainsi, pour chaque vitesse de rotation, il faut l’information puissance ou pression acoustique et leur place vis-à-vis du gabarit de bruit maximum, ce qui complexifie la lecture de ce critère. Dans le cadre de la détection des défauts, ce critère est beaucoup trop général pour pouvoir détecter, discriminer et effectuer une localisation d’un défaut électrique.

**L’accélération vibratoire de la machine électrique** L’utilisation des signaux temporels (ou fréquentiels) issus de capteurs de vibration comme des accéléromètres ou des pastilles piézoélectriques

utilisées en capteurs peut être un critère de décision dans le cadre du diagnostic vibratoire. Dans ce cadre général, il faudra veiller à reconnaître la signature des différents défauts qui peuvent se trouver noyés parmi beaucoup de phénomènes différents. Nous pouvons citer des critères tels que les seuils temporels ou fréquentiels pour caractériser les défauts. Le principal désavantage est qu'un même défaut aura un effet sur l'amplitude du signal vibratoire différent selon les vitesses de rotation, ce qui ne facilite pas le choix du seuil à définir.

**Harmoniques d'intérêt de la contrainte magnétique à vitesse fixée** Le critère le plus pertinent semble être l'utilisation des harmoniques d'intérêt de la contrainte magnétique introduits précédemment, car ils peuvent être reliés directement à la géométrie et au défaut électrique. Néanmoins, il n'existe pas de capteur à prix raisonnable mesurant directement ce critère (ou les vibrations). Ainsi, il est plus aisé de passer par la mesure du déplacement vibratoire ou de l'accélération vibratoire selon que l'on considère, respectivement, des capteurs piézoélectriques ou des accéléromètres<sup>3</sup>. Le placement de ces capteurs doit permettre de projeter le déplacement ou l'accélération sur la même base propre que la contrainte magnétique pour pouvoir comparer les deux. Cependant, afin d'obtenir un signal avec une amplitude la plus grande possible, il est nécessaire de réaliser cette mesure à des vitesses où la fréquence des harmoniques d'intérêt (due à la rotation de la machine) coïncide avec les fréquences des modes propres considérés, figure 6.25.

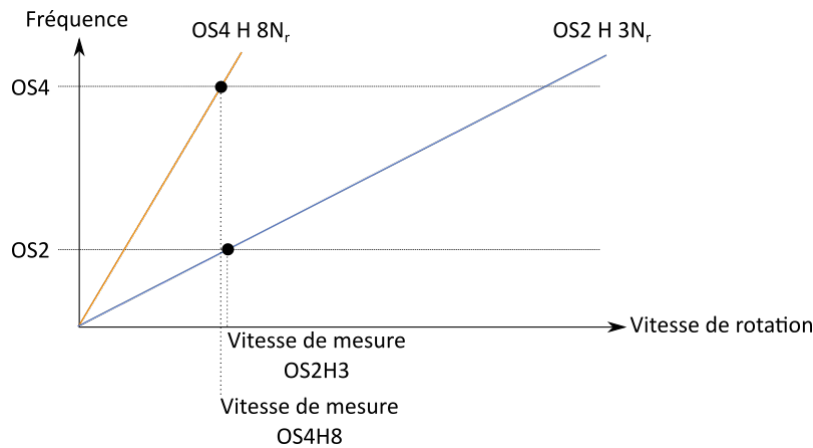


FIGURE 6.25 – Mesure des harmoniques d'intérêt à des vitesses caractéristiques de ces harmoniques.

Dans ce cas de figure, la détection ne s'effectue pas pour toutes les vitesses, mais pour des vitesses définies à l'avance pour lesquelles le comportement en cas de défaut est maîtrisé.



Les points durs à développer :

- Dimensionnement et placement des capteurs pour obtenir l'image des harmoniques d'intérêt de la contrainte magnétique.

#### 6.1.4.4 Couplage dimensionnement - diagnostic vibratoire

Le cheminement lors des paragraphes précédents nous pousse à explorer l'intrication entre le dimensionnement des machines électriques et l'amélioration de l'efficacité de la détection des défauts de type électrique. En complément des différents critères déjà présents dans le processus de dimensionnement comme le couple massique, les pertes, la thermique, etc., je propose de rajouter un critère basé sur la maximisation de la variation des harmoniques d'intérêt de la contrainte magnétique en cas de défauts.

Dans le cadre du dimensionnement, l'amélioration de l'efficacité de la détection des défauts de type électrique peut y être intégrée sous forme :

3. A noter que les accéléromètres ont par ailleurs un coût élevé voir trop élevé selon les applications.



- D'une contrainte : En fonction de la méthode de détection des défauts, nous estimons par expertise qu'il est nécessaire d'avoir un certain niveau de variation des harmoniques d'intérêt pour permettre une détection optimale.
- D'un objectif : Dans les chapitres précédents, nous avons pu constater que certains harmoniques d'intérêt dépendent de la géométrie, mais également de manière contradictoire au couple électromagnétique. Ainsi, nous souhaitons considérer une optimisation multi-objectifs permettant à partir d'un front de Pareto de choisir de manière éclairée la machine électrique la plus adéquate.

Pour être viable, le temps de réalisation d'une optimisation est primordial. Outre la méthode d'optimisation choisie, le temps d'exécution de chaque brique élémentaire (modèle magnétique, thermique, etc.) est déterminant. De facto, le calcul des harmoniques d'intérêt de la contrainte magnétique, mais plus généralement des vibrations ou du bruit acoustique généré est pénalisé en temps de calcul à cause des nombreux modèles impliqués. Dans ce cadre, il faut mettre en avant les différents modèles rapides comme les réseaux de perméances superficielles, la modélisation mécanique analytique par projection modale, etc. Le second angle d'approche est d'utiliser différentes méthodes de réduction de modèle. Ces méthodes cachent la partie physique de la modélisation, mais permettent d'obtenir des temps de calcul compatibles avec l'optimisation.



Les points durs à développer :

- Optimisation multi-objectifs en y intégrant l'amélioration de l'efficacité de la détection des défauts.
- L'utilisation des méthodes de réduction de modèle pour l'intégration dans les algorithmes d'optimisation.

## 6.2 Caractérisation des machines à grand nombre de phases en vue de l'amélioration de la résilience aux défauts

### 6.2.1 Différents enjeux des machines à grand nombre de phases

En 1887 - 1888, Nikola TESLA dépose différents brevets sur des machines alternatives biphasées et triphasées puis s'intéresse aux machines polyphasées. Cependant, ces machines sont restées anecdotiques supplantées par la machine triphasée. La théorie liée à la commande des machines électriques et notamment grâce aux transformations dites de Park dans les années 1960 a fait renaître le concept de machine à grand nombre de phases. Cependant, il faut attendre les années 1990 pour que les premières réelles applications de ces machines apparaissent. Les machines à grand nombre de phases sont actuellement des structures principalement utilisées pour des applications nécessitant une résilience aux défauts de type électrique importante. Parmi ces applications, nous pouvons citer :

- Applications "transport naval" [130, 131, 132, 133]
- Applications "transport aérien" [134, 135, 136]
- Applications "transport aérospatial" [137, 138, 139]
- Applications automobiles [140, 141, 142, 143]
- Génération d'énergie électrique [144, 145, 146, 147, 148, 149, 150, 151]

Dans toutes ces applications, la notion de résilience aux défauts est primordiale que ce soit pour la sécurité de l'application, comme pour les différents transports, mais également pour des notions de réduction de la maintenance nécessaire pour la génération d'énergie électrique. Dans la suite de ce mémoire, nous allons montrer qu'il existe bien d'autres bénéfices à l'utilisation de machines à grand nombre de phases, notamment en termes de couple massique, de qualité de couple en moteur, de qualité de courant en générateur, etc.

#### 6.2.1.1 Que signifie la dénomination machine à grand nombre de phases

Les machines dites conventionnelles possèdent, 2 phases, machines biphasées ou 3 phases, machines triphasées. Les machines biphasées ne sont utilisées que dans des cas anecdotiques et ne seront donc pas traitées ici. Les machines triphasées quant à elles, représentent la très grande majorité des machines utilisées. Un début de définition des machines à grand nombre de phases sera donc que le nombre de phases soit supérieur à trois<sup>4</sup>. Cependant, cela n'est pas suffisant. Il nous faut faire la distinction entre le nombre de phases et le nombre de phases indépendantes. En effet, il existe une différence fondamentale entre une machine par exemple, 5 phases et une machine 9 phases, figure 6.26. Dans le cas de la machine 5 phases, chaque phase est indépendante des autres et l'ensemble forme un système électrique. Ainsi, les forces électromotrices seront déphasées  $\frac{2\pi}{5}$  entre elles. Pour la machine 9 phases, les phases se regroupent par 3 en secteurs (ici 3 secteurs). Dans ce cas, nous parlons d'une machine triphasée sectorisée.

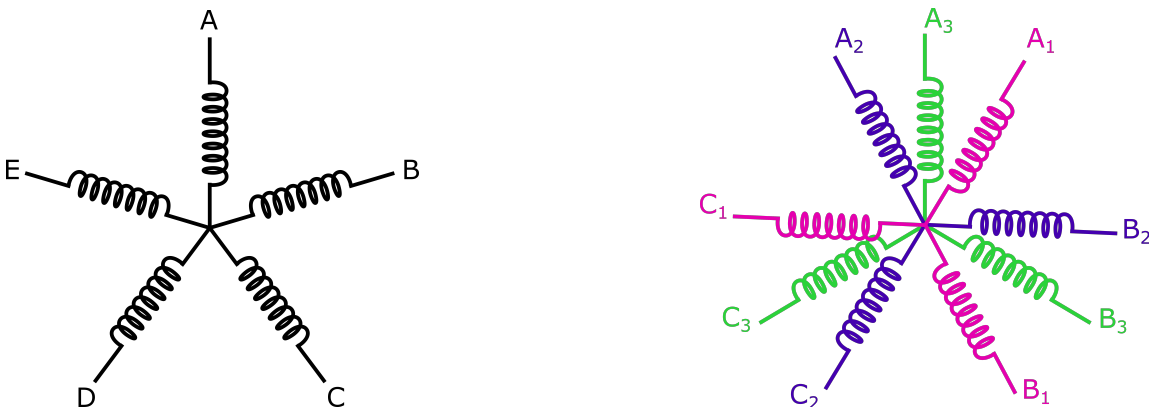


FIGURE 6.26 – A gauche, machine 5 phases élémentaire, à droite, machine 9 phases = machine triphasée avec 3 secteurs.

4. Il est remarquable de noter que la machine à courant continu est une machine à grand nombre de phases

Sur la table 6.3, nous avons listé des machines électriques possédant entre 2 et 15 phases. Pour celles-ci, nous avons dénombré le nombre de phases indépendantes ainsi que les harmoniques de courant pouvant produire du couple électromagnétique. Il est à noter que nous considérons pour cela que les forces électromotrices ne possèdent que des harmoniques impairs et dont les amplitudes sont non négligeables. Par exemple, la machine triphasée est classiquement commandée via son premier harmonique puisque l'harmonique 3 est nul par construction. Rien n'empêcherait de commander cette machine triphasée via le premier harmonique et l'harmonique 5. Cependant, la part de l'harmonique 5 dans la force électromotrice est suffisant négligeable devant le premier harmonique pour le négliger.

Nb de phases	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Nb premiers	X	X		X		X				X		X		
Phases indépendantes		3		5	3	7		3	5	11	3	13	7	5
Nb de secteurs		1		1	2	1		3	2	1	4	1	2	3
Harm. de commande		1		1, 3	1	1 à 5		1	1, 3	1 à 9	1	1 à 11	1 à 5	1, 3

TABLE 6.3 – Répartition des phases indépendantes et des secteurs pour les machines à grand nombre de phases. Les cellules couleur jaunes représentent les machines à grand nombre de phases.

Ainsi, une proposition de définition des machines à grand nombre de phases serait :

Une machine à grand nombre de phases est une machine possédant plus de 3 phases, dont le nombre de phases est un nombre premier et dont le couple peut être produit par plusieurs harmoniques principaux.

Ces différents harmoniques de commande apportent de nouveaux degrés notamment dans le cadre de la résilience aux défauts de liberté, mais également, ils permettent de diminuer l'ondulation de couple et augmente le couple massique globale de la machine [152].

Et une définition pour les machines sectorisées :

Une machine sectorisée est une machine triphasée ou à grand nombre de phases possédant plusieurs systèmes de phases indépendants rangés par secteurs sur la circonférence<sup>a</sup> du stator.

<sup>a</sup>. Ou sur la longueur de la machine.

Dans le cadre applicatif, ces systèmes de phases indépendants sont réarrangés sur la périphérie du stator. Ainsi, un nouveau paramètre de dimensionnement apparaît ; l'angle mécanique entre ces systèmes triphasés. Cet angle permet de déphaser les couples générés par les sous-systèmes et ainsi, de diminuer l'ondulation du couple. De plus, pour un grand nombre de secteurs, la machine devient une machine "par modules" ou "par secteurs" ce qui permet une maintenance plus aisée notamment intéressante dans le cas d'alternateurs pour des sources d'énergie renouvelables, figure 6.27<sup>5</sup> [150].

**Précision sur la machine à commutation de flux :** Il est important de préciser deux comportements différents entre les machines synchrones "classiques" et la machine à commutation de flux qui est une machine synchrone non conventionnelle. Dans une machine synchrone, il est possible de paramétrer le nombre de paires de pôles et le nombre de phases indépendamment. Dans le cas de la machine à commutation de flux, le nombre de dents au stator est relié au nombre de dents au rotor comme dans la machine à réluctance variable, mais avec une relation non triviale [153]. Ainsi, il n'est pas possible de disjoindre nombre de paires de pôles  $p$  et nombre de phases  $N_p$ . Dans ce cadre, il faut considérer les couplets  $p$ ,  $N_p$  conjointement.

### 6.2.1.2 Augmentation de la résilience aux défauts

Le développement des machines à grand nombre de phases est tout d'abord subvenu pour des applications avec une forte demande de continuité de fonctionnement pour la sécurité comme pour dans le domaine des transports [154, 155, 156, 157]. Dans [158, 159], les auteurs ont classé l'importance de différents critères dans les études du dimensionnement des actionneurs électriques, notamment pour les applications du type VTOL (avion à décollage vertical) [160, 161, 162]. La résilience aux défauts est

5. <http://www.venpower.com/en/index.html>

## Permavent

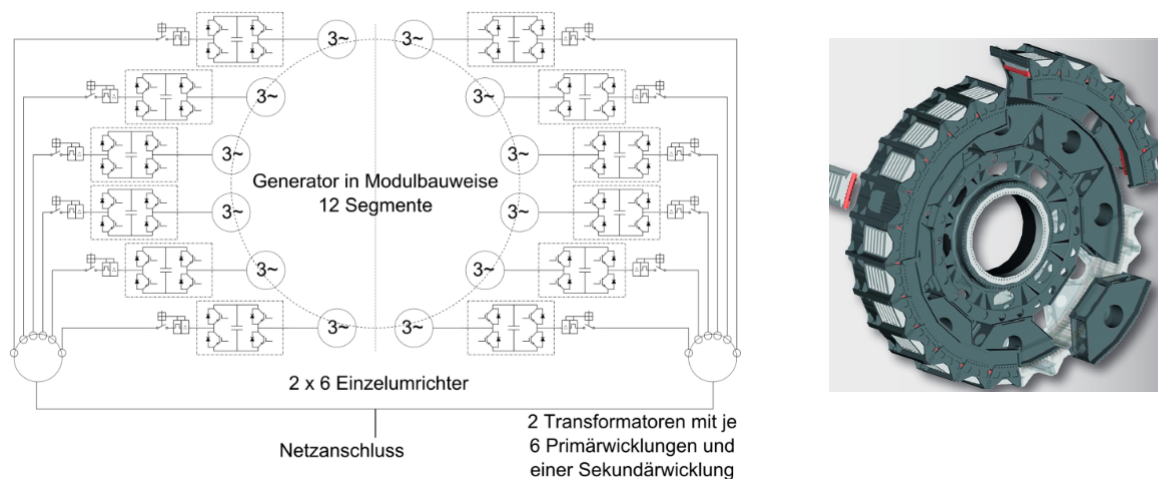


FIGURE 6.27 – Alternateur "sectorisé" Venpower jusqu'à 3MW.

le premier critère de dimensionnement pour près de 17%. La maximisation du rendement n'intervient que pour 11%.

L'augmentation de la résilience aux défauts et notamment, aux défauts de types électriques (court-circuit, circuit ouvert de phases) est l'idée directrice de ces machines. Par augmentation de la résilience aux défauts, nous entendons la diminution de la probabilité d'un défaut critique ou causant l'arrêt de la fonction principale de la machine électrique. Ceci peut tout d'abord paraître paradoxal. En effet, en augmentant le nombre de phases, mais également le nombre de modules d'électronique de puissance, de capteurs, etc., la probabilité qu'un défaut surgisse augmente. Cependant, comme cela est montré dans les articles [163, 164], cette augmentation n'amène pas à un défaut critique. Ainsi, l'augmentation du nombre de phases augmente bien la résilience aux défauts [165, 166, 160].

Le second aspect inhérent aux machines à grand nombre de phases est la diminution de la puissance par bras ou phase. Ainsi, pour une machine  $N_p$  phases, la diminution du couple moyen ne sera que de  $(N_p - 1) / N_p$  dans le cas moteur ou d'un même rapport sur la puissance générée en alternateur. C'est notamment dans ce dernier cas de figure qu'il est intéressant de considérer des machines à grand nombre de phases pour des applications de production d'énergie électrique offshore.

Le troisième aspect qui améliore la résilience aux défauts est la possibilité de reconfigurer les courants de référence de la machine électrique afin de garantir une qualité de couple satisfaisante en cas de défauts. En cas de défauts, la machine triphasée n'offre que très peu de degrés de liberté pour reconfigurer les courants des phases [167, 168, 169, 170, 171, 172, 173, 174, 175, 176, 177, 178, 179, 180]. Cependant, dans le cas des machines à grand nombre de phases, les degrés de liberté se libèrent et permettent de garantir des couples (moyen et des ondulations) maîtrisés tout en imposant des pertes Joule constantes. Une autre possibilité de reconfiguration est d'utiliser les harmoniques présents dans les forces électromotrices des machines à grand nombre de phases pour améliorer la qualité de couple [181, 182, 183, 184, 185].

### 6.2.1.3 Impacts sur le dimensionnement

Dans la littérature, nous trouvons différents articles qui traitent du dimensionnement des machines à grand nombre de phases sous différents angles notamment en les comparant à des machines triphasées équivalentes :

- Dimensionnement direct d'une machine à grand nombre de phases [186, 187].
- Comparaisons avec des machines triphasées équivalentes [188, 189, 190, 191, 192, 193, 194, 195, 196, 197].

Dans la majorité de ces articles, le nombre de phases n'est pas un critère "à optimiser", mais résulte d'un choix a priori ou de contraintes liées au bobinage de machines triphasées existantes. Dans la suite, nous allons traiter le problème d'optimisation dans son ensemble.

Tout d'abord, nous faisons l'hypothèse qu'il existe un cahier des charges pour une application générique pour laquelle le volume extérieur maximal est imposé. Ce volume extérieur est suffisamment grand ou plutôt le rayon extérieur de la machine est suffisamment grand pour qu'il puisse exister plusieurs configurations de paires de pôles ou de nombre de phases géométriquement acceptables. De plus, nous supposons de petites variations du nombre de paires de pôles ou du nombre de phases pour ne pas tomber dans des cas aberrants. En effet, pour une dimension donnée, nous pourrions faire varier les deux paramètres cités dans une grande plage, mais nous risquerions pour les configurations extrémales d'obtenir des machines électriques "non optimisables" dans le sens où la machine serait bien trop peu saturée (peu de pôles, peu de phases) ou très fortement saturée (beaucoup de pôles, beaucoup de phases).

Ainsi, nous pouvons quantifier l'apport de l'augmentation du nombre de paires de pôles :

- Sur la répartition du champ magnétique dans la matière. Les dents statoriques sont plus petites et mieux réparties sur la périphérie du stator. Il en résulte que la distribution du champ magnétique dans le stator est plus homogène et donc avec moins de zones non actives (avec une induction magnétique significative).
- Sur le couple électromagnétique. Selon que l'on se place sur un raisonnement linéaire ou en tenant en compte de la saturation, le couple augmente soit linéairement avec le nombre de paires de pôles soit en racine du nombre de paires de pôles<sup>6</sup>.
- Sur la vitesse de base. La fréquence électrique augmente donc la force électromotrice augmente également (si l'on considère deux machines avec le même niveau d'induction magnétique et que les bobines de chaque dent sont mises en série). La vitesse de base va donc diminuer à tension de bus continu constante.
- Sur les pertes. Les pertes magnétiques augmentent, car la fréquence électrique augmente également.

L'augmentation du nombre de phases possède quelques similitudes avec l'augmentation du nombre de paires de pôles, notamment, la répartition du champ magnétique dans la matière se trouve améliorée. Nous avons donc une meilleure utilisation de la matière. Cependant, l'augmentation aura des effets bien distincts pour :

- Sur le couple électromagnétique. Le flux par phase va diminuer, ainsi, le couple électromagnétique par phase diminuera à pertes Joule constantes.
- Sur la vitesse de base. Le flux par phase diminuant, la vitesse de base augmente à tension de bus continu constante [198].
- Sur les pertes. Les pertes magnétiques restent globalement constantes en supposant que le niveau d'induction reste identique, quelque soit le nombre de phases.

Nous pouvons alors donner une représentation qualitative de la modification de la courbe couple/vitesse pour ces deux paramètres, figure 6.28.

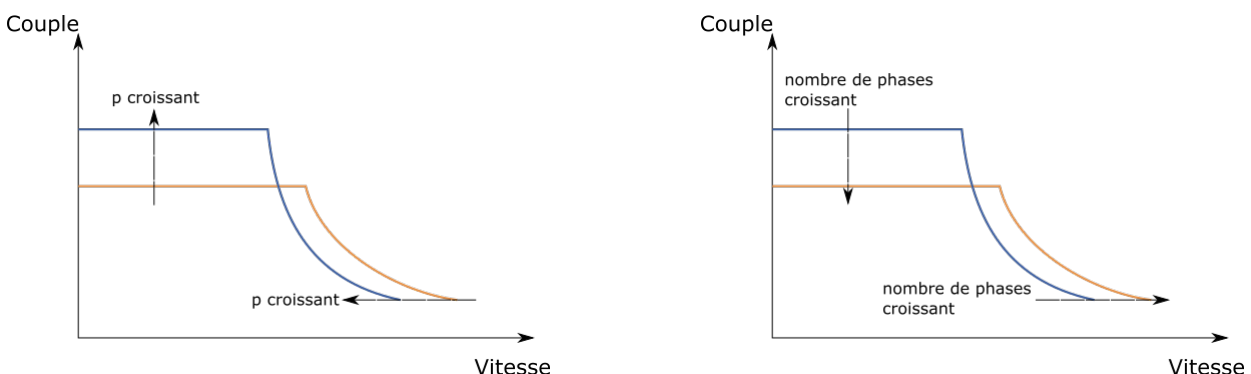


FIGURE 6.28 – Modification de la courbe enveloppe couple/vitesse pour une modification du nombre de paires de pôles et du nombre de phases.

Sur cette figure 6.28, nous pouvons observer les effets complémentaires entre les deux paramètres.

6. Raisonnement très simpliste avec des contre-exemples évidents mais néanmoins, il permet de donner des ordres de variations.

En jouant sur le nombre de phases et le nombre de paires de pôles, nous pouvons modifier la courbe enveloppe couple/vitesse pour ajuster au mieux une courbe enveloppe de référence issue du cahier des charges. À partir du gabarit géométrique du moteur de la Toyota Prius de première génération, une machine synchrone à aimants en surface a été optimisée en utilisant comme objectif la maximisation du couple en fonction du nombre de paires de pôles et du nombre de phases, figure 6.29.

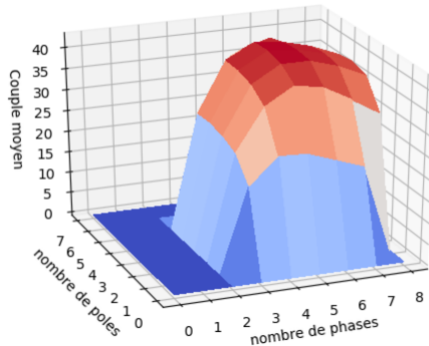


FIGURE 6.29 – Optimisation du couple électromagnétique en fonction du nombre de paires de pôles et du nombre de phases pour une machine synchrone à aimants en surface à partir du volume externe du moteur d’une Toyota Prius et à pertes Joule constantes.

Cette dernière figure 6.29 est hautement critiquable. En effet, il faudrait optimiser chaque machine électrique pour chacun des couples nombre de paires de pôles/nombre de phases pour un cahier des charges défini plus précisément. Néanmoins, cette étude permet de dégager une tendance. Pour un volume externe et un cahier de charges couple/vitesse, il existe une configuration optimale qui permet de maximiser le couple, diminuer l’ondulation de couple, les pertes, etc.

Ce que nous pouvons en conclure est qu’il est nécessaire de considérer le couple nombre de paires de pôles/nombre de phases pour toute étude visant à obtenir les meilleures performances pour un actionneur de type actionneur électrique.



Les points durs à développer :

- Considérer des paramètres discrets que sont le nombre de paires de pôles et le nombre de phases dans le processus d’optimisation afin de maximiser les performances électromagnétiques des actionneurs.

#### 6.2.1.4 Impacts sur les couplages électriques

Les machines triphasées offrent peu de couplages électriques possibles, i.e. le plus souvent étoile ou triangle. Ce couplage résulte le plus souvent d’une adéquation entre l’alimentation électrique et la contrainte de tension sur les phases de la machine. Dans les machines à grand nombre de phases, le couplage électrique devient un paramètre dimensionnant. Dans l’article [199], les auteurs détaillent les différents couplages possibles sur une machine pentaphasée. Les auteurs montrent que le choix ou plutôt la modification lors de l’usage du couplage permet d’étendre la caractéristique couple/vitesse.

Dans l’article [200], les auteurs présentent différents couplages possibles sur une machine 18 phases. De manière similaire, la caractéristique couple/vitesse peut être modifiée par le choix adéquat de couplage entre phases.

Le choix du couplage est un point positif évident pour les machines à grand nombre de phases, néanmoins, il est également l’un de ses talons d’Achille. En effet, le nombre de connectiques nécessaires augmente fortement. Avec la machine 18 phases précédemment citée, le nombre de connectiques passe à 36. Même si le bobinage est similaire à celui d’une machine triphasée, la multiplication de ces connectiques est indubitablement un point limitant des machines à grand nombre de phases.

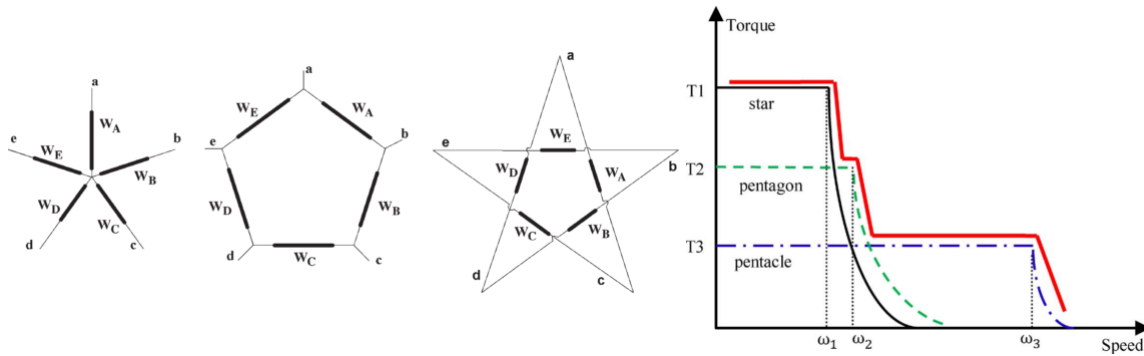


FIGURE 6.30 – Modification de la courbe enveloppe couple/vitesse pour une modification du couplage électrique des phases. A gauche, les différents couplages possibles, à droite, la modification de la courbe couple/vitesse.

### 6.2.1.5 Impacts sur la structure d'électronique de puissance d'alimentation

Avec l'augmentation des connectiques, l'augmentation du nombre de bras élémentaires d'électronique de puissance est l'un des aspects limitant des machines à grand nombre de phases. Ainsi,  $N_p$  phases conduit au minimum à  $2N_p$  transistors et  $2N_p$  diodes antiparallèles. Néanmoins, plusieurs éléments vont pondérer mon propos. Premièrement, tout comme l'augmentation du nombre de phases, l'augmentation du nombre d'éléments de puissance ne conduit pas à une diminution de la probabilité d'un défaut "fatal" <sup>7</sup> [201]. Secondement, ce nouveau degré de liberté permet de concevoir des architectures nouvelles ou adaptées à l'augmentation de la résilience aux défauts électriques [202, 203, 204, 205, 206, 207, 208, 209]. Le convertisseur statique le plus basique reste l'alimentation de chaque phase par un bras élémentaire (2 transistors et 2 diodes) qui est une extension du cas triphasé. Cependant, pour augmenter la résilience aux défauts d'autres structures peuvent être envisagées :

- Un convertisseur matriciel AC-AC, cela correspond à un redresseur commandé suivi d'un onduleur monophasé par phase [210, 211, 212]. Cette solution permet d'être bidirectionnel en puissance, le contrôle en amplitude et en fréquence de la sortie, mais également permet une généralisation théorique de  $n - entrées$  vers  $m - sorties$ .
- Une alimentation par un onduleur monophasé par phase et un convertisseur à diodes AC-DC. Dans ce cadre, chaque onduleur monophasé peut avoir une alimentation découplée ou bien commune à tous. Dans cette configuration chaque courant de phase peut-être imposé indépendamment des autres phases. Cela correspond à une duplication d'onduleurs monophasés et permet de prendre une solution standard et robuste.
- Un onduleur multiphasé avec un bras supplémentaire pour la gestion du fil de neutre de la machine électrique. Cette solution permet de passer de  $2^{N_p} - 1$  valeurs de tension dans les constellations à  $2^{N_p+1} - 1$  valeurs. Cela permet en cas de défauts de garder une meilleure maîtrise des courants de sortie.
- Un onduleur multiphasé avec une structure multi-niveaux résiliente aux défauts par bras [201, 213]. De par la structure en elle même, cette solution permet de gérer les défauts électriques sur chaque bras de puissance.

### 6.2.1.6 Impacts sur la commande

La complexification de la structure d'électronique de puissance conduit à l'augmentation de la complexité de la commande. Il est courant pour une machine triphasée de trouver un onduleur triphasé possédant  $2^3 - 1$  tensions accessibles dans le plan  $\alpha - \beta$  du 1<sup>er</sup> harmonique (constellation de tensions). Dans le cas des machines à grand nombre de phases pour un onduleur avec  $N_p$  bras élémentaires, la taille de la constellation devient :

Nous remarquons sur la table 6.4 une augmentation exponentielle de la taille des tensions accessibles dans les constellations de commande. Le nombre de ces constellations est proportionnel au nombre de

7. Entraînant un arrêt du fonctionnement de la machine.

$N_p$	3	5	7	11
Plans de commande	1 <sup>er</sup>	1 <sup>er</sup> et 3 <sup>e</sup>	1 <sup>er</sup> , 3 <sup>e</sup> et 5 <sup>e</sup>	1 <sup>er</sup> , 3 <sup>e</sup> , 5 <sup>e</sup> , 7 <sup>e</sup> et 9 <sup>e</sup>
Taille constellation	$2^3 - 1$	$2^5 - 1$	$2^7 - 1$	$2^{11} - 1$

TABLE 6.4 – Complexification de la commande en termes de transformées nécessaires et de la taille de la constellation de commande.

phases. Pour le cas d'une machine pentaphasée la forme de la constellation est représentée sur la figure 6.31.

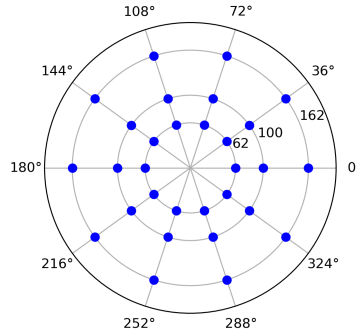


FIGURE 6.31 – Constellation des tensions accessibles dans le repère  $\alpha - \beta$  pour une tension de bus continu  $V_{DC} = 200V$ .

Pour le 1<sup>er</sup> harmonique et le 3<sup>e</sup> harmonique, un zoom sur le premier secteur est représenté sur la figure 6.32.

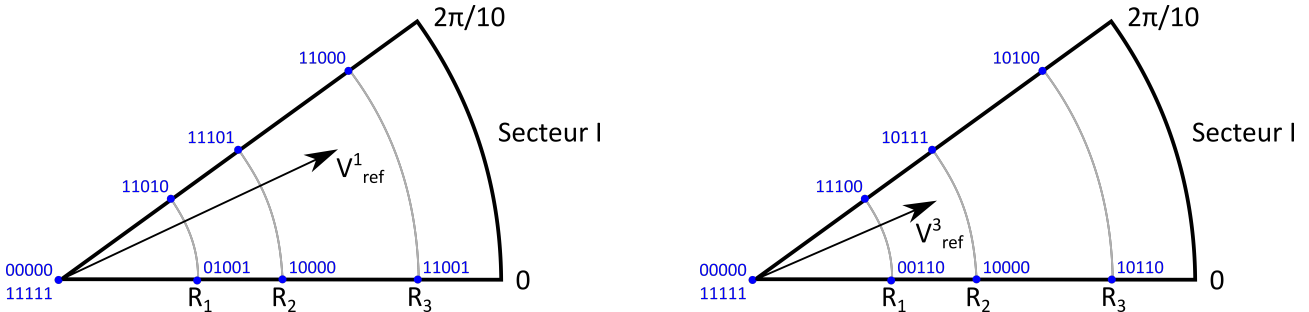


FIGURE 6.32 – Zoom sur le premier secteur de tension pour le premier harmonique (gauche) et le troisième harmonique (droite). Les fonctions de modulation sont listées en bleues.

Les fonctions de modulation sur les deux figures de la figure 6.32 sont représentées par leur nombre numérique (0 ou 1). Pour le 1<sup>er</sup> harmonique et le 3<sup>e</sup> harmonique, un même point sur les deux constellations ne correspond pas en termes de fonction de modulation. Il va exister une multitude de manières de commander ces machines à grand nombre de phases [214, 215, 216, 217, 218, 219, 220, 221, 222, 223, 224, 225, 226, 227, 227, 228, 229] selon que l'on cherche à minimiser les harmoniques de couple, le nombre de commutations par période, la tension homopolaire, le fonctionnement en mode dégradé, etc.

Un exemple de commande est donné sur la figure 6.33 pour une commande au premier harmonique avec la minimisation du nombre de commutations par période.

Entre les structures d'électronique de puissance et les commandes qui en sont associées, l'ensemble devient extrêmement complexe, mais on peut tout de même souligner le haut de degré de flexibilité que cela offre. Cet ensemble permet d'obtenir des chaînes de traction très résilientes et place donc bien ces solutions dans les applications où la sécurité et le besoin de résilience aux défauts sont primordiaux.



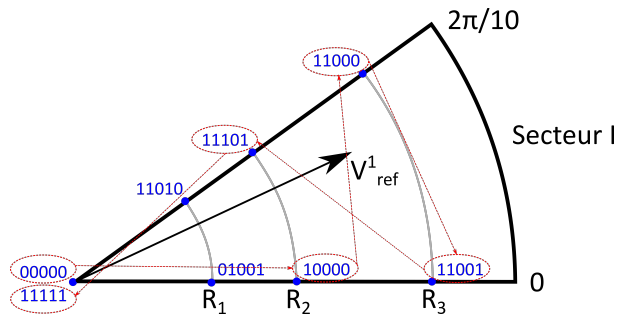


FIGURE 6.33 – Stratégie de commande visant à minimiser le nombre de commutations lors du passage d’un point de la constellation à un autre pour une commande du premier harmonique.

## 6.2.2 Projet de recherche sur la caractérisation des défauts en vue de l’élaboration de stratégies pour l’amélioration de la résilience

### 6.2.2.1 Positionnement scientifique

Le projet de recherche s’articule autour de deux axes. Le premier traite de la caractérisation et notamment de la caractérisation expérimentale des défauts de type électrique et magnétique (désaimantation) des machines à commutation de flux à grand nombre de phases. Cette caractérisation doit aboutir à développer des modèles spécifiques de défauts des machines à commutation de flux qui possèdent un comportement en défaut proche des machines à réluctance variable. Le second axe traite des stratégies de dimensionnement et de contrôle des machines à grand nombre de phases en vue de l’amélioration du compromis résilience et rendement. Il est toujours possible d’améliorer la résilience aux défauts d’une machine électrique, cependant, à un certain point, ce sont les performances électromagnétiques qui sont dégradées. C’est dans recherche d’un compromis optimal que nous souhaitons nous placer.

### 6.2.2.2 Caractérisation expérimentale des défauts et stratégies de reconfiguration en mode dégradé

**Description de la plateforme** Les deux axes de recherche sur la caractérisation des défauts puis l’élaboration de stratégies pour améliorer la résilience aux défauts vont s’appuyer sur une plateforme expérimentale. Cette dernière s’articule autour d’une machine à commutation de flux pentaphasée, figures 6.34 et 6.35, dont les caractéristiques sont données sur la table 6.5.

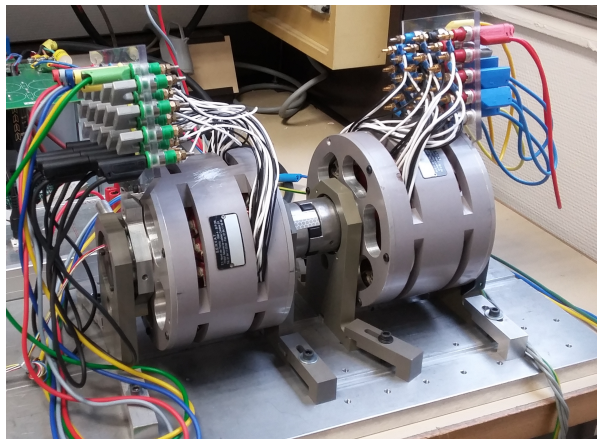


FIGURE 6.34 – À gauche, machine à commutation de flux pentaphasée, à droite, machine de charge à commutation de flux triphasée.

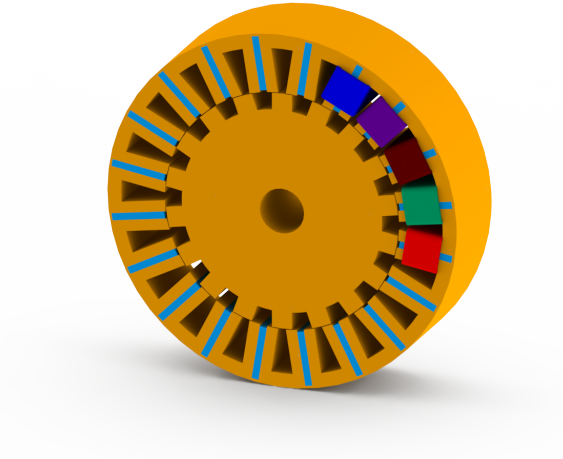


FIGURE 6.35 – Structure interne de la machine à commutation de flux. Les aimants sont en bleu clair, les 5 phases en bleu foncé, violet, marron, vert et rouge.

Caractéristique	Valeur
Dents stator	20
Dents rotor	18
Flux à vide (1500rpm)	13,8V
Courant de court-circuit (1500rpm)	3,2A
Courant thermique	14,6A
Aimants	Ferrites 0,36T
Résistances	0,3Ω
Inductances	1,54mH
Nb spires/phase	100
Diamètre externe	150mm
Diamètre interne	100mm
Entrefer	0,4mm
Longueur active	40mm

TABLE 6.5 – Caractéristiques de la machine MCF pentaphasée.

La machine à commutation de flux est une machine qualifiée de spéciale qui possède des comportements en mode sain et en mode défaut très différents. En mode sain, la machine à commutation de flux se comporte comme une machine synchrone à pôles lisses en termes de couple massique, de commande, d'ondulation de couple, de bruit acoustique malgré un rotor saillant et passif. Néanmoins, en cas de défaut électrique sur une phase, le côté saillant du rotor ressort. Le couple va adopter un comportement proche des machines synchrones à réluctance notamment au niveau de l'ondulation de couple et du bruit acoustique. Cette dualité fait de la machine à commutation de flux un très bon candidat à l'étude des défauts électriques.

La machine à commutation de flux pentaphasée sera alimentée par un onduleur pentaphasé avec une source continue possédant un diviseur de tension capacitif pour avoir accès au point milieu de la source continue, figure 6.36.

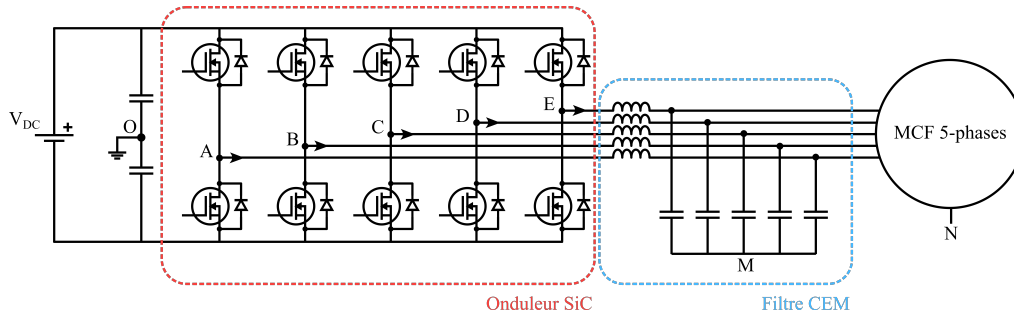


FIGURE 6.36 – Schéma de la partie de puissance : source électrique, onduleurs et machine électrique.

L'ondeur pentaphasé est réalisé par l'entreprise Arcel<sup>8</sup> à partir de modules à transistors grands gaps SiC. Les caractéristiques de l'ondeur sont données sur la table 6.6. Les contraintes de commutation des modules à transistors SiC vont imposer l'utilisation d'un filtre CEM pour limiter les fronts de tension et de courants aux commutations, figures 6.36 et 6.37.

Caractéristique	Valeur
Courant maximal	50A
Tension maximale	400V
Fréquence commutation	50kHz
Filtrage DC	2500μF
Transistors	SiC BSM120D12P2C005
Drivers	ARCAL EDT 003
Capteurs de courant	LA100P

TABLE 6.6 – Caractéristiques onduleur ARCEL.

**Caractérisation des défauts de la machine pentaphasée** Une littérature importante décrit l'effet d'un défaut de type électrique sur les machines synchrones ou asynchrones. Néanmoins, la machine à commutation de flux possède un comportement en mode dégradé bien différent de ces dernières machines. De plus, nous nous intéressons aux machines à grand nombre de phases qui offrent des degrés supplémentaires de caractérisation. Il convient alors de caractériser expérimentalement différents défauts des machines à commutation de flux à grand nombre de phases en s'intéressant aux :

- Performances électriques : caractérisation des pertes en défaut, influence sur le rendement.
- Performances d'alimentation : facteur de puissance de l'ondeur, effet sur l'ondulation de la tension et du courant dans le bus continu.
- Performances électromagnétiques : couple moyen et ondulation de couple, désaimantation des aimants permanents, variation des inductances et mutuelles.
- Performances vibratoires : effet sur les vibrations des différents modes propres de la structure.

8. <https://www.arcel.fr/fr/>

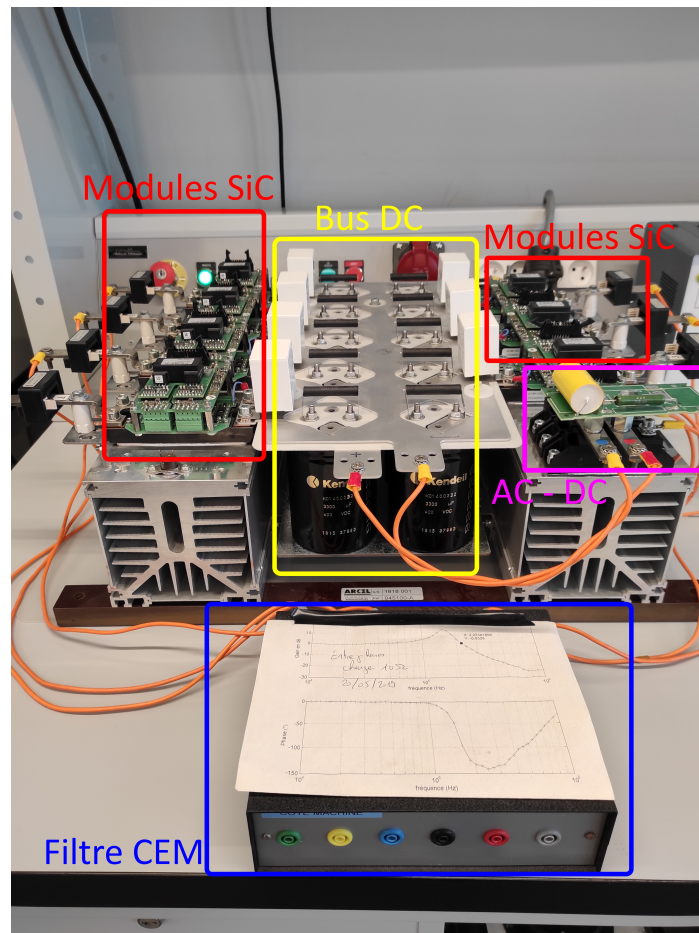


FIGURE 6.37 – Redresseur AC-DC à diodes, onduleur SiC 5 + 2 phases avec son filtre CEM.

Ces différents défauts seront d'ordre électrique comme des phases ouvertes ou en court-circuit (total ou partiel), mais également magnétique puisque la machine d'expérimentation a été conçue pour permettre d'effectuer des désaimantations partielles.

**Stratégies de reconfiguration des courants en mode dégradé** Comme pour le paragraphe précédent, une littérature abondante existe sur le sujet. Néanmoins, dans le cadre de la machine à commutation de flux à grand nombre de phases le comportement en mode dégradé de la machine diffère des machines présentes dans la littérature. Le caractère réluctant de la machine ne peut pas être négligé ce qui entraîne une complexification du modèle et la nécessité de faire appel à des techniques d'optimisation évoluées.

Pour la modélisation, nous nous basons sur un modèle temporel sans transformations :

$$(v) = [R_{fault}] \cdot (i) + [L_{fault}] \cdot \frac{d(i)}{dt} + \frac{d[L_{fault}]}{dt} \cdot (i) + \frac{d(\Phi_0)}{dt} \quad (6.1)$$

Avec  $[R_{fault}]$  et  $[L_{fault}]$ , les matrices résistances et inductances déterminées en mode de défaut pour prendre en compte le changement de comportement de la machine à commutation de flux. Ces différentes matrices dépendent du défaut considéré, ainsi, il est nécessaire d'entreprendre une caractérisation complète du système pour tous les défauts considérés.  $(\Phi_0)$  représente les flux à vide. Le couple instantané peut ainsi être exprimé par :

$$\Gamma(\theta_e) = p (i)^t [L_{fault}] \cdot \frac{d(i)}{d\theta_e} + p (i)^t \cdot \frac{d[L_{fault}]}{d\theta_e} \cdot (i) + p (i)^t \cdot \frac{d(\Phi_0)}{d\theta_e} \quad (6.2)$$

L'équation 6.2 permet de déterminer le couple moyen et les ondulations de couple. Cette équation est alors utilisée pour déterminer les valeurs de consigne des courants des phases saines en fonction du défaut considéré. Le calcul de ces courants de mode dégradé est effectué à l'aide d'un algorithme exploratoire de type non déterministe en considérant les objectifs de maximisation du couple moyen et la minimisation de l'ondulation de couple pour la continuité de service, tout en imposant des limitations (contraintes du point de vue de l'optimisation) :

- L'élévation des pertes pour limiter les échauffements et donc la réduction prématurée de la durée de vie de la machine.
- L'ondulation du bus continu afin de préserver les composants passifs, inductances et capacités de filtrage qui sont une source importante de pannes.
- La désaimantation des aimants pour éviter une dégradation trop importante des performances de la machine.

Le calcul des courants de reconfiguration se fait "off-line", et au vu de la complexité du calcul des références ne permet pas de faire du temps réel. Pour cela, il est alors important de coupler la reconfiguration avec la détection et la localisation des défauts du chapitre 6.1. De plus, cela nécessite une dégradation du modèle de calcul des références de courant qui permette l'utilisation d'algorithmes moins coûteux en termes de puissance de calcul.



Les points durs à développer :

- Modèle dégradé pour le calcul des références de courants afin de permettre une adaptation en temps réel des consignes.

**Stratégies de dimensionnement et de contrôle des machines à grand nombre de phases en vue de l'amélioration du compromis résilience/rendement** Les machines à grand nombre de phases, l'électronique de puissance associée, les différentes méthodes de détection et de caractérisation des défauts et la reconfiguration des courants pour obtenir un mode dégradé contrôlé sont autant de points qui permettent d'obtenir des chaînes de traction fortement résilientes aux différents défauts. Cependant, quelle que soit l'application visée, nous ne pouvons pas passer sous silence l'influence de ces différentes structures et techniques sur le rendement.

L'augmentation de la résilience est par définition contradictoire avec l'amélioration du rendement. C'est bien cette propriété qui est recherchée pour permettre de qualifier toutes les solutions technologiques et permettre un choix raisonné de la structure complète incluant le nombre de phases, la structure de l'électronique de puissance, la méthode de détection, etc.



Les points durs à développer :

- Caractérisation en rendement des différentes solutions pour permettre un choix optimal de la chaîne de traction complète.



## 6.3 Intégration de la machine, de l'électronique de puissance et de la commande dans le contexte du concept "Chaîne de Traction à Alimentation Fractionnée" CTAF

### 6.3.1 Présentation du projet CTAF

#### 6.3.1.1 Genèse et motivation du projet

Le projet CTAF est né de la volonté de deux chercheurs du SATIE, Emmanuel Hoang, et du GeePs, Eric Labouré, de collaborer et de créer une dynamique de recherche autour d'un brevet [230] déposé en France en février 2017, FR 3 063 190 B1, puis étendu aux états unis en avril 2021, US 10,985,626 B2. Le brevet sert de support pour élaborer une thématique de recherche fédératrice pour les deux laboratoires de l'université Paris Saclay.

Au cours de 2018, plusieurs chercheurs des deux laboratoires ainsi que des étudiants en master recherche se sont inscrits dans cette démarche collaborative matérialisée par des réunions scientifiques, mais également des réunions de dialogue partagé autour d'une professionnelle sur les outils d'intelligence collective pour nous amener à *élaborer collectivement une décision* et à *prendre collectivement une décision*. Ces diverses réunions ont abouti à la rédaction d'un document de synthèse scientifique pour poser les enjeux et verrous que soulève le brevet. Ce document sert de référence aux membres du projet pour permettre une prospective scientifique et le dépôt de thèses, présentations scientifiques [6, 8] et industrielles.

Le projet a pris une tournure concrète avec la thèse d'Antoine Cizeron qui a débuté en septembre 2019 et par la réalisation par Antoine Cizeron d'un démonstrateur expérimental du brevet. Parmi les événements marquants, nous pouvons citer l'organisation d'un web-forum autour de la manipulation, une présentation aux festivités des 200 ans d'Ampère organisées par la SEE et la pré-étude d'industrialisation par la SATT (Sociétés d'Accélération du Transfert des Technologies) de Paris Saclay en décembre 2021 qui conclue positivement au bien-fondé industriel du projet et à sa valorisation à moyen terme. La SATT devient alors partenaire sur une année (2022) du projet CTAF notamment pour le montage de collaborations industrielles.

#### 6.3.1.2 Présentation du brevet

L'idée forte du brevet est de considérer chaque dent du stator comme pouvant porter plusieurs bobinages en son sein. Au lieu d'obtenir une dent, un bobinage, ici, une dent porte plusieurs bobinages fortement couplés magnétiquement entre eux. Ce principe dans la suite sera dénommé fractionnement ou bobinage fractionné. Dans la suite du document, le fractionnement sera mis en place sur une machine à commutation de flux à double excitation issue d'une thèse au laboratoire SATIE [231] dont le prototype a été re-bobiné pour permettre le fractionnement, figure 6.38.

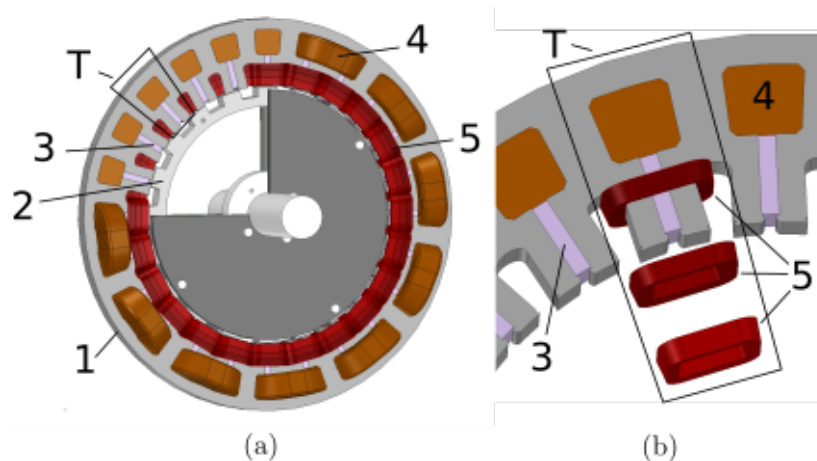


FIGURE 6.38 – Principe du fractionnement sur une machine à commutation de flux à double alimentation. 1-Stator, 2-Rotor, 3-Aimants, 4-Double excitation, 5-Bobinage fractionné, T-Dent magnétique.



Pour cette machine à commutation de flux 3-phases avec 24 dents au stator soit 8 dents par phase, chaque dent porte trois bobines fortement couplées. Ainsi, nous obtenons dans ce cas trois systèmes triphasés fortement couplés alimentés électriquement par trois onduleurs indépendants, figure 6.39.

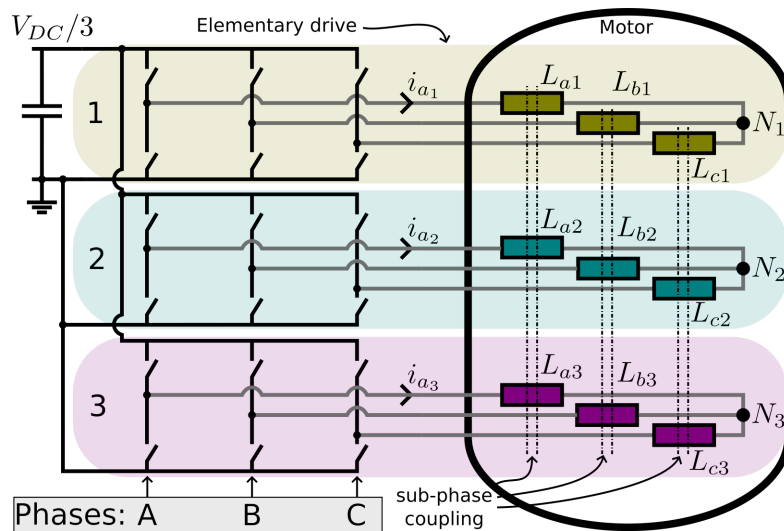


FIGURE 6.39 – Schéma d'alimentation de la machine électrique.  $L_{xy}$  correspond à l'inductance de la bobine  $y = \{1, 2, 3\}$  de la phase  $x = \{A, B, C\}$ .

Il est bon de se rappeler que le nombre de spires d'une phase ou le nombre de spires sur un bobinage résulte d'un compromis entre les aspects magnétiques, thermiques et électriques. Un nombre de spires important amène à réduire le courant à produit nombre de spires x courant constant et donc améliore la tenue thermique. Néanmoins, un nombre de spires trop important amène à une force électromotrice importante et donc à une augmentation du bus continu d'alimentation. Dans le cadre d'une alimentation fractionnée, le produit nombre de spires x courant est constant et est porté par plusieurs bobinages sur une même dent. Cela permet donc de réduire sur chaque bobinage élémentaire la tension continue nécessaire pour contrer la force électromotrice et ainsi ne pas réduire la vitesse de base. Nous pouvons également apprécier que l'alimentation en tension continue pour chaque onduleur puisse s'effectuer conjointement ou par trois sources indépendantes. Dans le cas d'une alimentation par une seule source d'énergie, celle-ci devra pouvoir supporter à puissance constante, un courant de ligne trois fois supérieur au cas non fractionné.

Il est notable de remarquer que la modularité et le fractionnement de la chaîne de traction est portée essentiellement par la machine électrique. D'autres travaux complémentaires prennent le parti de faire porter la modularité et le fractionnement sur l'électronique de puissance [232]. Ce sont deux approches complémentaires qui visent des objectifs en commun.

### 6.3.1.3 Motivation première du brevet

Pour mieux appréhender la motivation première du brevet, il convient de considérer une chaîne de traction comme par exemple et par sa simplicité, une chaîne de traction automobile, figure 6.40.

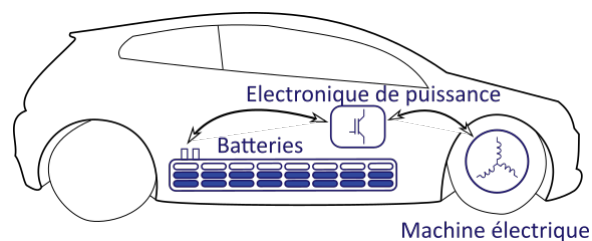


FIGURE 6.40 – Vue schématique d'une chaîne de traction de type automobile.

Les trois éléments clefs dans notre application sont la machine électrique, l'électronique de puissance

et les batteries fournissant l'énergie à l'ensemble.

Si nous considérons une puissance constante pour la machine électrique, nous en déduisons qu'il est préférable d'augmenter la fréquence de conversion soit par le nombre de paires de pôles soit par l'augmentation de la vitesse de base. Cela amène donc à diminuer le couple qui est lui même relié à la masse de la machine et de cette manière, la compacité de la machine électrique augmente. Cependant, cela se fait au détriment de l'augmentation de la tension d'alimentation qui doit croître pour compenser la force électromotrice. Nous pouvons en conclure que dans ce cadre, il est préférable d'avoir une machine électrique avec une tension d'alimentation importante (de l'ordre de plusieurs centaines de Volt).

De l'autre bout de la chaîne, nous trouvons les batteries d'alimentation en énergie. Pour la grande majorité des technologies de batteries actuelles, la tension par cellule est relativement basse, de l'ordre de quelques Volt. Ainsi, pour obtenir une tension en adéquation avec la machine électrique, il est nécessaire de dimensionner des associations en série de batteries, ce qui conduit à toutes les problématiques d'équilibrage des différentes cellules et notamment l'utilisation de "Batterie Management System" ou BMS.

L'électronique de puissance se trouve entre les deux et sert de tampon d'adaptation des tensions en plus du fonctionnement de pilotage en puissance de la machine électrique. Les structures ainsi mises en oeuvre deviennent complexes et nécessitent des degrés de commande importants.

Ainsi, la solution du fractionnement permet en tout premier lieu de réaliser l'adaptation en tension, puisque les batteries peuvent être des associations élémentaires faibles tensions alimentant des bobines fractionnées prenant chacune une partie de la force électromotrice.

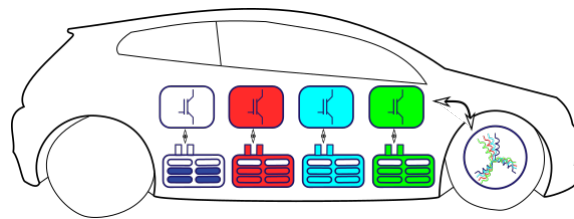


FIGURE 6.41 – Vue schématique d'une chaîne de traction fractionnée de type automobile.

Ce raisonnement peut être étendu à toutes sortes de configurations où il est nécessaire d'adapter des niveaux de tensions différents comme cela est le cas dans les réseaux de bord des systèmes aéronautiques, etc.

#### 6.3.1.4 Enjeux et verrous scientifiques liés au projet CTAF

**Les différents gains potentiels envisagés** Comme nous venons de l'aborder précédemment, l'adaptation de la tension entre une source et la machine électrique est sans doute l'enjeu le plus important de ce projet. Cette adaptation de tension par une structure fractionnée ouvre plusieurs champs d'investigation :

*Chaîne basse tension* : Le fractionnement permet de s'affranchir des contraintes de niveau de tensions en adaptant le fractionnement. Ainsi, dans le cadre des chaînes de traction automobile, il est parfaitement envisageable de descendre sous des niveaux de tensions critiques, notamment sous les 48V permettant d'obtenir un niveau de sécurité des personnes amélioré ou bien quelques centaines de Volt pour respecter le minimum de Paschen du champ disruptif.

*Modification de la technologie des interrupteurs* : La baisse de la tension d'alimentation conduit à considérer un transfert de technologie des interrupteurs IGBT vers des technologies MOSFET, SIC ou GAN [233, 234]. Il en résulte une amélioration du rendement [198], des vitesses de commutation améliorées ou encore une meilleure gestion thermique.

*Gestion améliorée du vieillissement des isolants et de la dégradation des roulements* : La baisse du niveau de tension appliqué sur chaque bobinage fractionné, mais également la baisse du nombre de spires sur chacun de ces bobinages fractionnés entraîne une baisse et une meilleure répartition des variations instantanées de tension et donc participe à l'amélioration de la gestion du vieillissement des isolants. Dans la même optique, la réduction des variations instantanées de tension doit permettre de

limiter les courants de palier dans les roulements responsables de leur usure prématurée voir de leur destruction.

*Alimentation multi-sources et gestion du transfert d'énergie entre les sources* : Le fractionnement des bobinages permet d'obtenir des structures découplées électriquement, bien que fortement couplées magnétiquement. Cela permet d'envisager plusieurs alimentations électriques en même temps comme une association de batteries, piles à combustible, etc. De plus, le couplage magnétique permet de réaliser des fonctions d'équilibrage entre les sources.

*Amélioration de la résilience aux défauts* : Bien que le nombre d'interrupteurs et de capteurs augmente, la résilience à un défaut fatal qui conduit à un arrêt du moteur diminue. De plus, en cas de défaut de type électrique, il est possible de répartir la puissance sur les branches saines et donc maintenir un degré de fonctionnement suffisant.

*Gestion de degrés de liberté supplémentaires* : Par la gestion optimale de la répartition de puissance entre les différentes parties fractionnées, il est possible d'avoir une meilleure gestion de la courbe enveloppe couple/vitesse et ainsi d'améliorer le rendement sur ce plan couple/vitesse. De plus, certaines de ces parties fractionnées peuvent être utilisées pour le centrage magnétique du rotor et ainsi limiter l'usure des paliers, mais également comme structure de compensation active des vibrations.

*Facteur de remplissage de la machine électrique amélioré* : La diminution du nombre de spires par bobine fractionnée, voir l'obtention d'une spire par bobine fractionnée permet d'envisager la réalisation de structure en épingles où le coefficient de remplissage est presque unitaire et où la gestion thermique est améliorée, car chaque conducteur se trouve entouré directement par du fer statorique.

**Les inconvénients et les verrous scientifiques à lever** Un tableau des potentiels avantages a été dressé au paragraphe précédent. Beaucoup de ces avantages sont potentiels et font émerger des difficultés, voire des verrous. Nous pouvons en dresser un panorama :

*Complexité de réalisation des connectiques et vieillissement de celles-ci* : Notamment dans le cas où l'on souhaite avoir une intégration au plus proche de l'électronique de puissance et la machine, la solution de fractionnement augmente le nombre de connexions nécessaires et par conséquent rend la structure globalement plus fragile et plus influencée par le vieillissement des composants notamment dû aux vibrations et à la thermique. Les technologies des connexions devront alors être non standards. De par ces faits, cette solution augmente le coût global.

*Répercussions du couplage magnétique entre bobines fractionnées sur la synchronisation des commandes* : De par le fort couplage magnétique entre deux bobines d'une même dent, la synchronisation des commandes est très sensible et nécessite une attention accrue de la part du concepteur. Les très faibles inductances de fuite entre les bobinages d'une même dent ne permettent pas de limiter efficacement les courants circulants lors des pertes de synchronisation.

*L'augmentation du nombre de capteurs* : Sur une structure triphasée classique, nous nécessitons deux ou trois capteurs de courant. Pour un fractionnement important, ce nombre augmente très fortement. Même si la mesure du courant dans la partie continue permettrait de diminuer le nombre de capteurs, cette solution voit son coût augmenter et acquiert une forte sensibilité aux défauts des capteurs.

*La possible dégradation de la compatibilité électromagnétique* : L'augmentation du nombre de bobines en interaction capacitive et l'augmentation du coefficient de remplissage pourraient dégrader le comportement CEM [235, 236]. Cela reste à contre-balancer avec la diminution de la tension d'alimentation.

*Utilisation des ressources et recyclage* : Le fractionnement entraîne une augmentation du volume de cuivre qui est un matériau critique. Les variations, bien souvent à l'augmentation, du prix du cuivre pénalise donc cette solution. De plus, l'intégration de la machine électrique et de son électronique de puissance limite les possibilités de recyclage.

Tous ces points soulevés ne sont pas toujours pénalisants pour une structure fractionnée. Ils sont à prendre en considération lors de la phase de dimensionnement de la structure.

### 6.3.1.5 Positionnement par rapport aux machines à grand nombre de phases et multi-triphasées

Le fractionnement du bobinage par dent n'est pas directement lié aux machines à grand nombre de phases et aux machines multi triphasées. Il convient donc de mettre en lumière les points convergents et les différences fondamentales.

Pour une meilleure lecture de la suite du document, nous allons rappeler ou proposer une définition de ces différents types de machines électriques :

MMT - Machine multi triphasée ou sectorisée : Ce sont les machines électriques triphasées qui possèdent plusieurs jeux de bobinages triphasés alimentés indépendamment. Ces jeux de bobinages triphasés sont répartis par secteurs [237, 238, 239, 240, 241, 242, 243, 244, 245].

MBF - Machine à bobinages fractionnés : Ce sont les machines électriques triphasées qui possèdent sur chaque dent plusieurs bobinages indépendants électriquement, mais fortement couplés magnétiquement. [246, 247].

MGNP - Machine à grand nombre de phases : Les machines électriques qui possèdent un nombre de phases non-multiples de 3. Par exemple, 5, 7, 11, ...,  $N_p$ -phases. Cette machine n'est ni fractionnée ni sectorisée.

Il est à noter que nous pourrions définir une machine à grand nombre de phases à bobinages fractionnés et sectorisés. Cependant, pour la simplification des comparaisons à venir, nous rendrons indépendantes toutes ces propriétés.

Sur la figure 6.42, une machine à bobinages fractionnés et une seconde multi triphasée sont représentées.

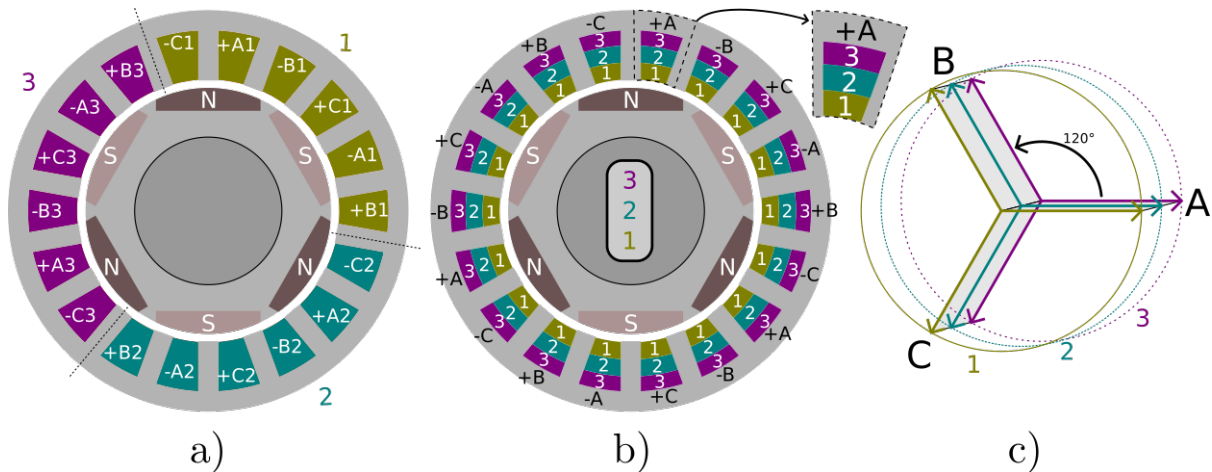


FIGURE 6.42 – Comparaison d'une structure multi triphasée a), et fractionnée b) et c).

Sur cette figure, nous pouvons de suite mettre en avant qu'une machine à bobinages fractionnés garde la symétrie de la répartition des courants de la machine, quelque soit le nombre de sous-systèmes alimentés. Dans le cas d'une machine multi triphasée, nous remarquons que la perte d'un secteur annule la symétrie de la répartition des courants. Ce phénomène va conduire à une augmentation du bruit acoustique généré, mais plus important, à une dissymétrie des forces radiales qu'il faudra compenser.

**L'impact sur le dimensionnement de la machine électrique** Le processus de dimensionnement des machines à grand nombre de phases est identique aux machines triphasées usuelles. Cependant, le couple n'est plus généré par un seul harmonique, mais par plusieurs harmoniques. Cela permet d'obtenir une amélioration du couple massique d'environ 10% et d'obtenir une ondulation de couple plus faible. Pour les machines multi triphasées ou à bobinages fractionnés, le processus de dimensionnement n'est pas modifié. Il n'y a pas de modification sur le couple massique ou sur l'ondulation de couple<sup>9</sup>.

9. Sauf utilisation très particulière dans les deux cas.

Impact sur le dimensionnement de la machine électrique			
	MMT	MBF	MGNP
Couple massique	x	x	+
Ondulation de couple	x	x	+

TABLE 6.7 – Comparaison par rapport au cas triphasé de base : + amélioration, X pas de modification, - dégradation.

**L’impact sur la taille de l’onduleur d’alimentation, du nombre des capteurs et sur la complexité de la commande** Les trois configurations amènent à une augmentation du nombre d’interrupteurs et de capteurs nécessaires. Cependant, dans le cas des machines multi triphasées ou à bobinages fractionnés la brique de base reste un onduleur triphasé robuste de par son utilisation très large. De plus, la commande reste quasiment inchangée pour les machines multi triphasées. Des degrés supplémentaires apparaissent pour la gestion du bus continu [248, 249, 250, 251]. Pour les machines à bobines fractionnées, la commande est plus complexe à cause du fort couplage magnétique. Afin de découpler les différents axes de commande, il est nécessaire de réaliser une transformation supplémentaire [252, 253]. Pour les machines à grand nombre de phases, la commande ne se fait pas seulement sur le premier harmonique du courant, mais sur de multiples harmoniques. La complexité de la commande croit en conséquence.

Impact sur l’onduleur, les capteurs et la commande			
	MMT	MBF	MGNP
Nombre d’interrupteurs	-	-	-
Capteurs	-	-	-
Complexité commande	-	--	--

TABLE 6.8 – Comparaison par rapport au cas triphasé de base : + amélioration, X pas de modification, - dégradation.

**Le multi source et la gestion d’énergie entre les sources** Les machines à grand nombre de phases tout comme la machine triphasée ne permettent pas aisément de connecter plusieurs sources d’alimentation électrique en même temps. Cependant, dans le cas des machines multi triphasées ou à bobinages fractionnés, il peut être intéressant de connecter à chaque sous-partie une source d’alimentation isolée des autres, voire de natures différentes [254, 255, 256]. Cependant, dans le cas sectorisé, les échanges d’énergie entre les sources ne sont que pas ou peu efficaces de par le faible couplage entre les secteurs. Dans le cas des machines à bobinages fractionnées, le fort couplage magnétique entre les bobines permet de réaliser de la gestion d’énergie entre les sources.

Le multi-sources et la gestion d’énergie			
	MMT	MBF	MGNP
Multi-sources	+	+	x
Gestion d’énergie	+	++	x

TABLE 6.9 – Comparaison par rapport au cas triphasé de base : + amélioration, X pas de modification, - dégradation.

**Fonctionnement en mode générateur** Les trois structures possèdent des avantages pour le fonctionnement en mode générateur. Naturellement, l’augmentation du nombre de phases va réduire l’ondulation du courant redressé et donc permettre de réduire des composants passifs de filtrage. Pour les machines multi triphasées ou à bobinages fractionnés, l’apport n’est pas aussi direct. Cependant, nous disposons dans les deux cas de plusieurs systèmes triphasés indépendants. Ainsi, il est possible d’utiliser différents couplages électriques (étoile, triangle, etc.) pour déphaser ces systèmes entre eux

et donc créer des redresseurs à faible ondulation (par exemple, redresseur dodécaphasé). Pour la répartition de puissance entre les sources, elle est similaire au cas moteur. Les machines à bobinages fractionnés possèdent une meilleure possibilité de gestion des sources entre elles. Ce dernier point est très important pour permettre une gestion de l’intermittence des énergies renouvelables.

Fonctionnement en mode générateur			
	MMT	MBF	MGNP
Ondulation de courant	+	+	+ +
Gestion d’énergie	+	+ +	x

TABLE 6.10 – Comparaison par rapport au cas triphasé de base : + amélioration, X pas de modification, - dégradation.

**Bruit, vibrations et forces radiales** L’augmentation du nombre de phases a un apport positif sur le bruit acoustique émis. Pour les machines multi triphasées ou à bobinages fractionnés, l’effet est bien moindre. La possibilité de moduler le flux dans le cas des machines à bobinages fractionnés peut être bénéfique dans certains cas. Cependant, dans le cas d’une machine multi triphasée, la modulation du flux entre les secteurs est très pénalisante sur le bruit généré [257, 258]. De plus, cette dissymétrie créée des forces radiales qui doivent être compensées [259, 260] sinon à créer une usure prématurée des roulements.

Bruit, vibrations et forces radiales			
	MMT	MBF	MGNP
Bruit et vibrations	-	x	+
Forces radiales	- -	x	x

TABLE 6.11 – Comparaison par rapport au cas triphasé de base : + amélioration, X pas de modification, - dégradation.

**Résilience par rapport aux défauts électriques** Les trois structures améliorent la résilience aux défauts de type électrique. Pour les machines multi triphasées, il est admis de déconnecter, lorsque cela est possible, un secteur défectueux pour répartir la charge sur les secteurs restants. Comme nous le présentions précédemment, cela entraîne un déséquilibre des forces radiales. La situation est quasi analogue pour les machines à bobinages fractionnés à ceux-ci près que la déconnexion d’une partie défectueuse ne modifie en rien les forces radiales. Pour les machines à grand nombre de phases, la perte d’une phase ou plusieurs phases est moins préjudiciable, car il est possible d’assurer un niveau de service convenable en redéfinissant les courants sains de consigne [261, 262, 263, 264].

Résilience par rapport aux défauts électriques			
	MMT	MBF	MGNP
Résilience aux défauts	+	+	+ +
Reconfiguration des courants	x	x	+

TABLE 6.12 – Comparaison par rapport au cas triphasé de base : + amélioration, X pas de modification, - dégradation.

### 6.3.1.6 Preuve expérimentale du concept

L’une des premières préoccupations du projet a été de dimensionner un banc expérimental permettant de prouver la viabilité du projet, mais également de pouvoir tester certains atouts et défauts sur le banc. Le banc est représenté sur la figure 6.43.

Pour la partie machine, il comporte la machine à double excitation à commutation de flux issue d’une précédente étude [231] qui a été fractionnée en trois bobinages par dent. Ainsi, cette machine

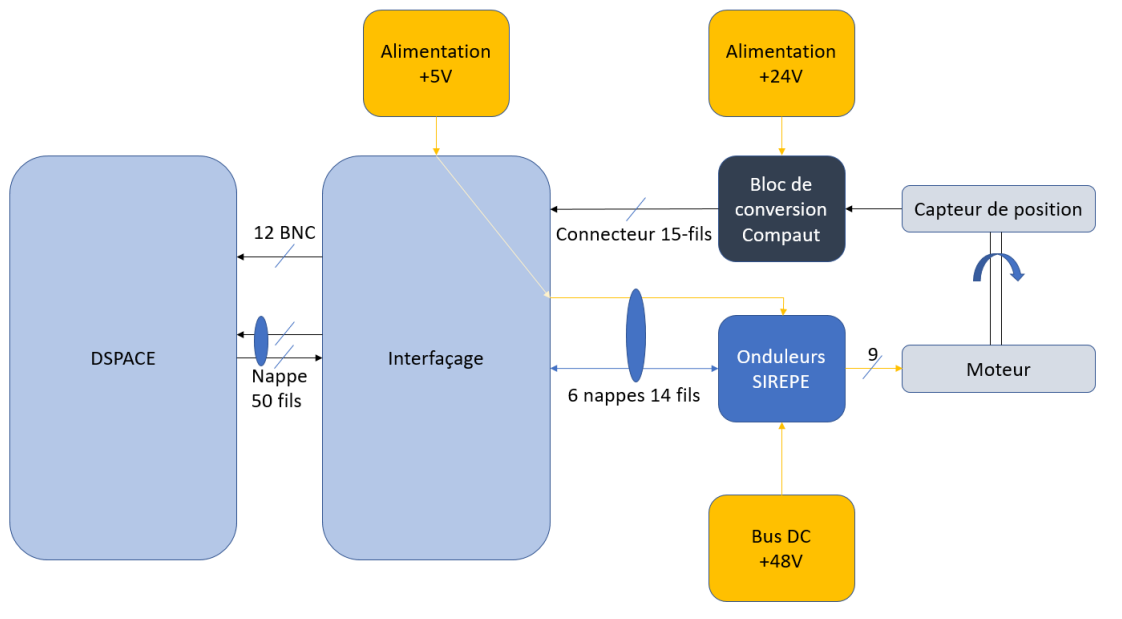


FIGURE 6.43 – Schéma symbolique du banc de mesure.

comporte trois systèmes triphasés fortement couplés magnétiquement. Cette carte est alimentée par un onduleur SIREPE<sup>10</sup> 3x3 phases (10A crête, 100kHz, 48Vdc, MOSFET). La machine électrique est chargée par une machine à courant continu, figure 6.44.

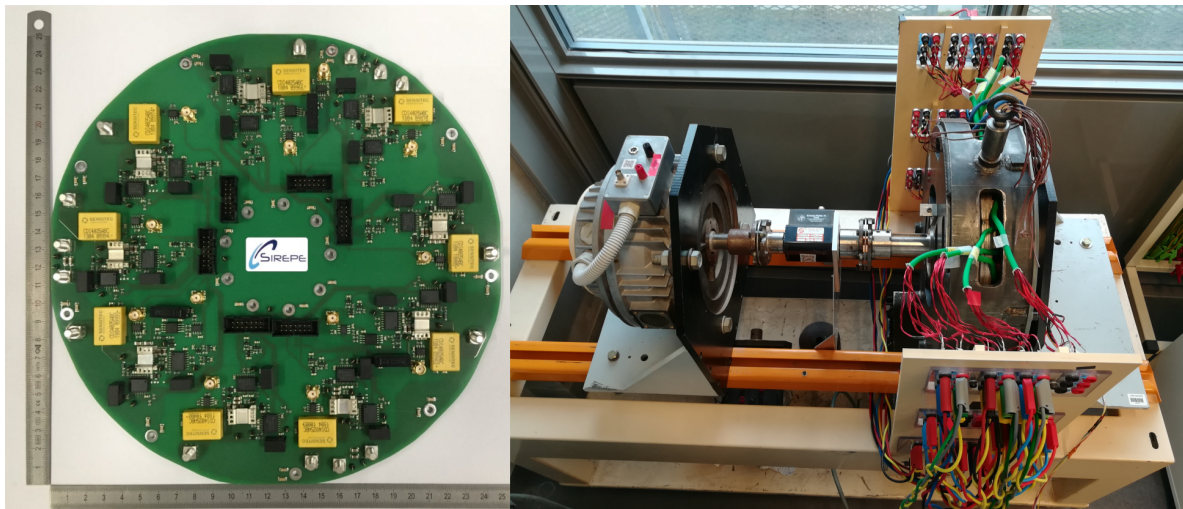


FIGURE 6.44 – Banc de mesure expérimental. À gauche l'onduleur SIREPE, à droite, le banc de mesure avec la machine à bobinages fractionnés et la MCC de charge.

La gestion de la commande est réalisée par une carte DSpace Microlabbox<sup>11</sup> qui fournit les signaux PWM à l'onduleur. La commande doit générer 3x3 signaux PWM pour l'onduleur à partir des 3x3 mesures de courant effectuées sur la carte onduleur. Une partie importante du travail a été de trouver la bonne base pour projeter les courants de mesure pour obtenir un découplage entre sous-systèmes et pouvoir gérer le couple produit. La première idée "évidente" a été de réaliser une transformation de Park sur sous-systèmes (ici trois). En négligeant la partie homopolaire, nous nous retrouvons avec 3 courants d'axe  $d$  et 3 courants d'axe  $q$  pour chaque sous-système fractionné. Ensuite, pour pouvoir gérer les échanges de puissance entre les trois sous-systèmes fractionnés, une nouvelle transformation a été réalisée suivant la partie mode commun (somme des courants)  $\Sigma$  et la partie mode différentielle  $\delta$

10. <https://www.sirepe.fr/>

11. <https://www.dspace.com/fr/fra/home/products/hw/microlabbox.cfm>

(différence deux à deux des courants). Ainsi, les signaux obtenus après les transformations des courants sont, table 6.13 :

Axe	Mode	Nom	Fonction principale
$d$	$\Sigma$	$I_{d\Sigma}$	Réglage du flux dans la machine
$d$	$\delta$	$I_{d\delta_{12}}$	Équilibrage du flux généré entre le sous-système fractionné 1 et 2
$d$	$\delta$	$I_{d\delta_{23}}$	Équilibrage du flux généré entre le sous-système fractionné 2 et 3
$q$	$\Sigma$	$I_{q\Sigma}$	Réglage du couple dans la machine
$q$	$\delta$	$I_{q\delta_{12}}$	Équilibrage du couple généré ou de la puissance générée entre le sous-système fractionné 1 et 2
$q$	$\delta$	$I_{q\delta_{23}}$	Équilibrage du couple généré ou de la puissance générée entre le sous-système fractionné 2 et 3

TABLE 6.13 – Définition des différentes grandeurs dans le plan de la commande.

Un essai de démarrage de 0 à la vitesse de 600 tr/min a été réalisé sur la figure 6.45. Tous les courants de référence sont nuls sauf la consigne de couple,  $I_{q\Sigma} = 27A$ . Les courants  $I_{d\delta_{12}} = I_{d\delta_{23}} = 0$  signifient que les courants doivent avoir la même amplitude et  $I_{q\delta_{12}} = I_{q\delta_{23}} = 0$  signifie que chaque sous-système fractionné apporte la même puissance à la machine.

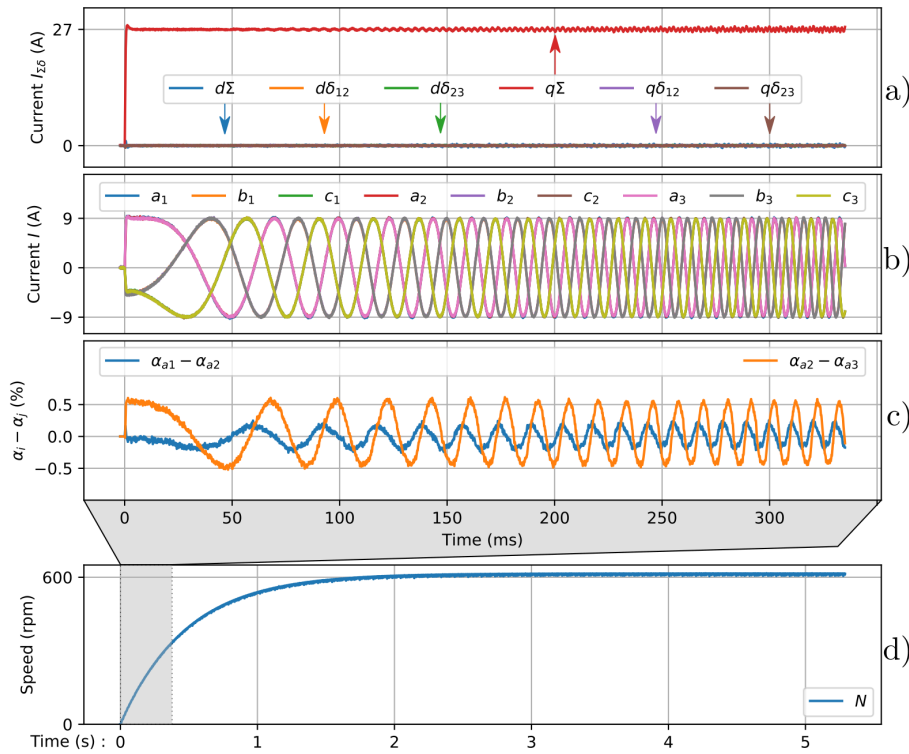


FIGURE 6.45 – Essai de démarrage du prototype à bobinages fractionnés. a) Consignes de courants dans les plans de commande, b) Courants machine, c) différence des rapports cycliques entre deux bobinages, d) Vitesse machine.

Sur la figure 6.45 a), la mesure du courant dans l'axe  $q\Sigma$  et donc l'image du couple atteint sa valeur finale en un temps en adéquation avec la constante de temps électrique liée à l'axe  $q\Sigma$ . Sur la figure 6.45 b), nous observons l'évolution des différents courants mesurés. Leur amplitude est constante en fonction du temps. Ce dernier fait n'est pas si trivial. En effet, il existe une disparité entre les différentes forces électromotrices, mais surtout entre les différentes inductances des différents bobinages fractionnés selon leur position par rapport à l'entrefer. Cela entraîne que les rapports cycliques appliqués aux onduleurs d'alimentation des bobinages fractionnés doivent être différenciés. Cela s'observe parfaitement sur la 6.45 c). Pour finir, sur la 6.45 d) nous observons l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps.



Sur la figure 6.46, différents essais dynamiques sont réalisés. A  $t = 0$ , le sous-système fractionné 3 est déconnecté (ou mis à une valeur 0). De  $t = 20ms$  à  $t = 40ms$ , la consigne de couple est annulée. À partir de  $t = 40ms$ , la consigne de couple est remise à sa valeur antérieure. De  $t = 60ms$  à  $t = 100ms$ , une consigne négative sur le courant  $I_{q\delta_{12}}$  est demandée.

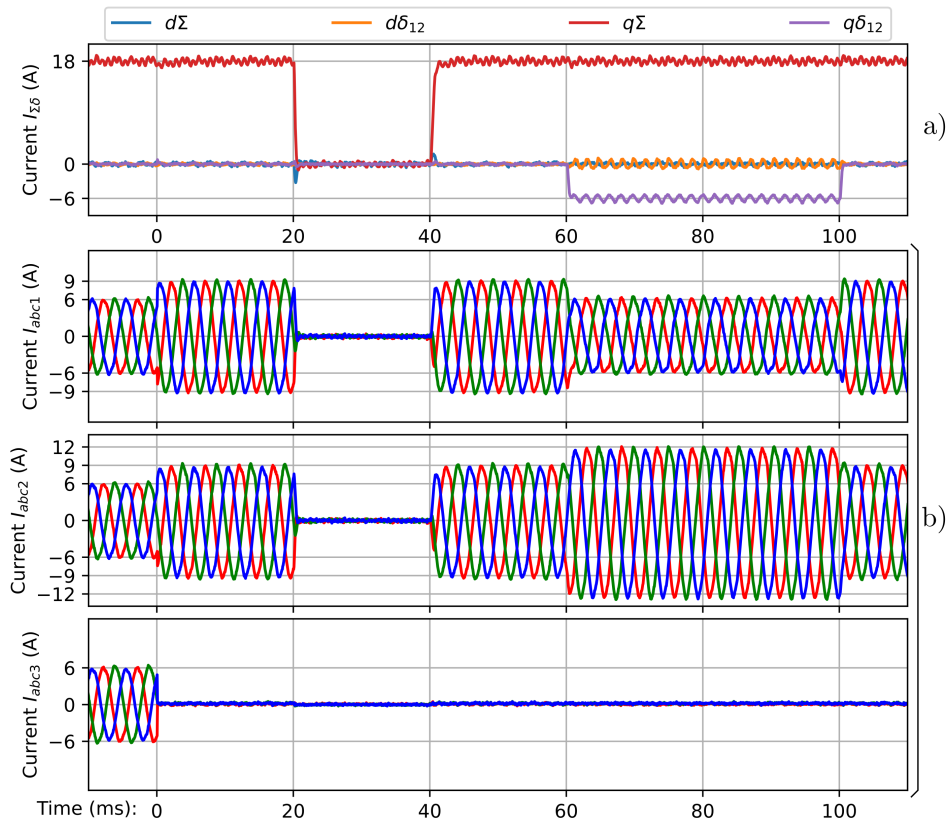


FIGURE 6.46 – Essais dynamiques du prototype. a) Consignes de courants dans les plans de commande, b) Les courants dans chacun des sous-systèmes fractionnés.

A  $t = 0$ , les trois courants dans le sous-système fractionné 3 s’annulent. Pour maintenir le couple constant, les deux autres sous-systèmes augmentent la valeur de leurs courants. De  $t = 20ms$  à  $t = 40ms$ , la consigne de couple étant nulle, tous les courants s’annulent. De  $t = 60ms$  à  $t = 100ms$ , la consigne négative sur le courant  $I_{q\delta_{12}}$  entraîne une dissymétrie sur la répartition des courants entre les sous-systèmes 1 et 2 tout en maintenant le couple constant. Ainsi, dans ce cas, la contribution au couple totale est plus importante pour le sous-système 2. Il est remarquable d’observer qu’une modification des consignes du mode différentiel n’affecte ni le couple, n’entraîne pas de modification de la vitesse moteur, ni du bruit acoustique généré.

La campagne d’essais sur le prototype a été concluante sur le bien-fondé du brevet. Qui plus est, ces différents essais ont ouvert la voie à plusieurs nouvelles études notamment sur le power sharing entre les différentes sources sans modification du point de fonctionnement en couple/vitesse de la machine électrique.

### 6.3.2 Projet de recherche associé à la thématique CTAF

La thématique autour des machines à bobinages fractionnés et leur intégration dans une chaîne de traction offre un terrain de recherche fertile dans de nombreux domaines. Parmi ce large champ, un aspect est en cohérence avec les différents sujets traités dans ce mémoire. Ainsi, seul cet aspect sera traité dans la suite du mémoire.

### 6.3.2.1 Dimensionnement "système" d'une chaîne de traction à alimentation fractionnée

**Positionnement scientifique** Parler de dimensionnement "système" est très sensible, il est difficile d'en donner une définition universelle. Néanmoins, dans la suite de ce mémoire, le dimensionnement "système" correspondra au dimensionnement global d'une chaîne de traction type *source électrique / convertisseur de puissance / machine électrique* en utilisant des modèles dégradés de chacune des parties. Par modèle dégradé, nous entendons un modèle fidèle, mais avec une précision diminuée. Ainsi, ce sont plus les interactions entre les composants qui sont mis en avant plutôt que de coller à la physique des composants mis en jeu. Nous entendons donc répondre à plusieurs interrogations :

- En considérant la chaîne de traction complète, existe-t-il un nombre optimum de bobinages fractionnés ?
- Comment le degré de complexité du modèle influe sur cet optimum ?
- Comment le cahier des charges influe sur cet optimum ?

**Modèle coté machine électrique** Pour la machine électrique, les paramètres que nous souhaitons faire évoluer sont soit structurels (type de machine, type d'aimants, etc.), géométriques (diamètre externe, entrefer, etc.) soit dimensionnant. Ces paramètres dimensionnant sont définis par :

$N_p$  : Le nombre de phases, combien de phases possède la machine électrique.

$N_s$  : Le nombre de secteurs, en combien de secteurs la machine a été dimensionnée.

$N_f$  : Le nombre de bobines fractionnées, sur une dent en combien de bobines fractionnées a été réparti le bobinage initial.

Au vu du nombre de paramètres à considérer, il est difficile d'envisager une optimisation de l'ensemble directement. Nous proposons donc une optimisation par étapes :

1. Choix du cahier des charges et du volume enveloppe. A cette étape, il est important de définir sur quelle application l'étude sera menée et les critères à considérer (maximisation du rendement, coût, résilience aux défauts, etc.).
2. Choix de la structure à étudier (topologie, aimants).
3. Pré-dimensionnement de la machine électrique isolée. Vis-à-vis des critères définis, nous obtenons une machine électrique *référence* qui servira comme point de départ à l'optimisation système.
4. Obtention d'un modèle d'optimisation système à partir de la machine pré-dimensionnée. Le choix du modèle dégradé est crucial pour la suite de l'optimisation. Le modèle le plus naturel est le modèle de la machine dans le repère de Park étendu décrit dans la partie 6.3.1.6.
5. Optimisation système complète. Une optimisation système est effectuée à partir de la machine référence et pour des petites variations autour de ces paramètres pré-optimaux.
6. Étude de sensibilité de l'optimum. L'étude de sensibilité a pour but de tester la robustesse de l'optimum obtenue vis-à-vis des critères à optimiser, mais également de comparer cette machine à la machine obtenue par pré-dimensionnement.

Le point crucial dans l'obtention d'un modèle pour le dimensionnement système reste la définition de ce modèle par rapport à la machine de référence. Cette définition sous-entend beaucoup de choix forts. Par exemple, pour une machine à grand nombre de phases, considère-t-on une alimentation électrique suivant un harmonique ou plusieurs harmoniques ? Pour une machine sectorisée et la machine à bobinages fractionnés, quelle est la stratégie de commande des différents secteurs ou bobinages fractionnés ?

Comme il a été mentionné dans la partie 6.3.1.6, pour l'obtention d'un modèle pour la machine à bobinages fractionnés, nous allons utiliser un découplage des équations du système en deux étapes. Premièrement, nous allons appliquer une transformation de Park "classique" sur chacun des trois sous-systèmes, blocs abc/dq ou dq/abc sur la figure 6.47.

Nous nous retrouvons alors avec trois sous-systèmes dans le repère de Park, figure 6.48. A ces trois sous-systèmes sont appliqués une seconde transformation pour garder les modes communs,  $\Sigma$  et différentielles,  $\delta$ . Ces blocs de transformations sont notés dq/ $\Sigma\delta$  ou  $\Sigma\delta$ /dq.

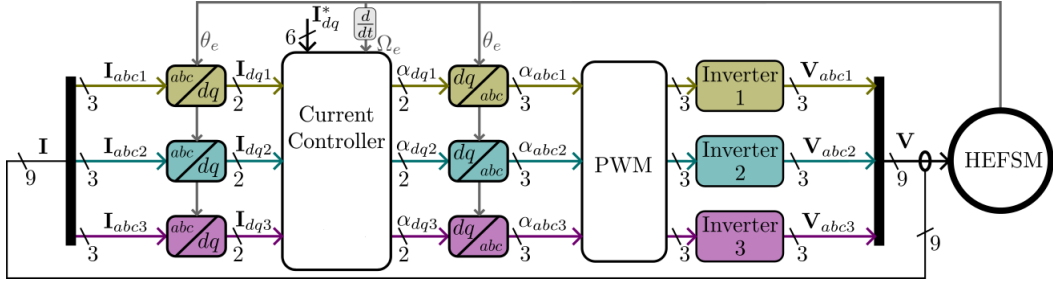


FIGURE 6.47 – Schéma de principe de la commande de la machine à commutation du flux double excitation. Transformations dans le plan de commande.

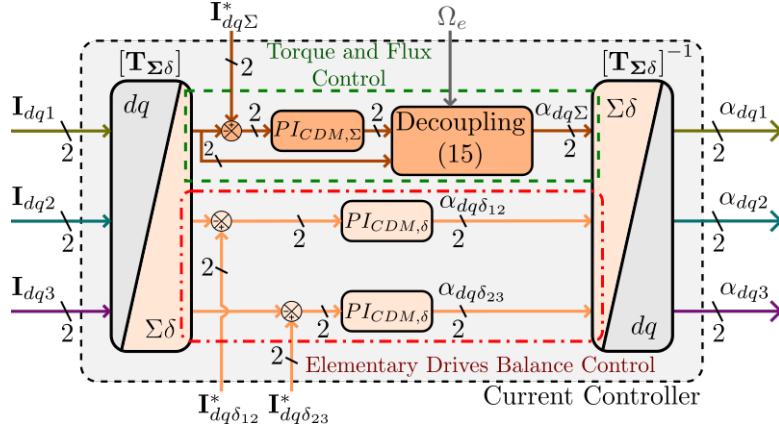


FIGURE 6.48 – Principe du découplage.

Le choix de ces deux transformations successives n'est pas anodin. En effet, l'objectif initial est d'arriver à des sous-systèmes découplés après transformations malgré le fort couplage magnétique des bobinages fractionnés. Ces deux transformations permettent de s'en rapprocher fortement, mais il reste de couplage non négligeable dans le mode  $\Sigma$ . C'est la raison pour laquelle il est nécessaire d'ajouter des termes de découplage dans ce mode, bloc decoupling.

Ce modèle de la machine permet de la considérer comme une série de paramètres : inductances et mutuelles, force électromotrice, etc. et ainsi de permettre le couplage entre le dimensionnement et les autres éléments de la chaîne de traction comme l'onduleur et la source électrique. Ainsi, les équations de la machine à pôles lisses dans le mode commun  $\Sigma$  s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{d\Sigma} &= R \cdot i_{d\Sigma} + L_{\Sigma\Sigma} \cdot \frac{di_{d\Sigma}}{dt} - \Omega_e \cdot L_{\Sigma\Sigma} \cdot i_{q\Sigma} \\ v_{q\Sigma} &= R \cdot i_{q\Sigma} + L_{\Sigma\Sigma} \cdot \frac{di_{q\Sigma}}{dt} + \Omega_e \cdot L_{\Sigma\Sigma} \cdot i_{d\Sigma} + \frac{d\Phi_{\Sigma}}{dt} \end{cases} \quad (6.3)$$

Et dans le mode différentiel<sup>12</sup> :

$$\begin{cases} (v_{d\delta}) &= [R] \cdot (i_{d\delta}) + [L_{\delta\delta}] \cdot \frac{d(i_{d\delta})}{dt} + [L_{\delta\Sigma}] \cdot \frac{di_{d\Sigma}}{dt} - \Omega_e \cdot ([L_{\delta\delta}] \cdot (i_{q\delta}) + [L_{\delta\Sigma}] \cdot i_{q\Sigma}) \\ (v_{q\delta}) &= [R] \cdot (i_{q\delta}) + [L_{\delta\delta}] \cdot \frac{d(i_{q\delta})}{dt} + [L_{\delta\Sigma}] \cdot \frac{di_{q\Sigma}}{dt} + \Omega_e \cdot ([L_{\delta\delta}] \cdot (i_{d\delta}) + [L_{\delta\Sigma}] \cdot i_{d\Sigma}) + \left(\frac{d\Phi_{\delta}}{dt}\right) \end{cases} \quad (6.4)$$

Avec  $R$  la résistance des différents bobinages,  $L_{ij}$  l'inductance ou la matrice inductance entre les modes  $i$  et  $j$ ,  $\Phi_i$ , le flux propre projeté dans le mode  $i$  et  $\Omega_e$  la vitesse électrique telle que  $\Omega_e = p\Omega$  avec  $\Omega$  la vitesse de rotation.

Avec ces équations, le couple s'exprime par :

$$\Gamma = \left\langle p \cdot \frac{d\Phi_{\Sigma}}{d\theta_e} \cdot i_{q\Sigma} + p \cdot \left(\frac{d\Phi_{\delta}}{d\theta_e}\right) \cdot (i_{q\delta})^t - p \cdot ([L_{\delta\Sigma}] \cdot i_{q\Sigma} \cdot (i_{d\delta})^t - [L_{\delta\Sigma}] \cdot i_{d\Sigma} \cdot (i_{q\delta})^t) \right\rangle \quad (6.5)$$

12. (x) désigne un vecteur et [A] une matrice

Avec  $p$  le nombre de paires de pôles et  $\theta_e$  l'angle électrique.  $\langle x \rangle$  désigne la valeur moyenne de  $x$ . En considérant des mutuelles inductances entre le mode commun et différentiel négligeables devant les inductances propres et un flux propre porté par le mode différentiel faible devant celui du mode commun (cela ne se vérifierait pas dans le cas d'une dissymétrie de la répartition du flux des aimants entre les bobinages fractionnés), le couple s'écrit finalement :

$$\Gamma \simeq \langle p \cdot \frac{d\Phi_\Sigma}{d\theta_e} \cdot i_{q\Sigma} \rangle \quad (6.6)$$

À partir des équations<sup>13</sup> 6.3, 6.4 et 6.6, il est possible de remonter à la majorité des critères importants pour la machine : rendement, point de fonctionnement, etc. Le couplage entre le pré-dimensionnement et l'optimisation système se fait via ces équations. L'idée sous-jacente est que l'optimum du point de vue système est dans le voisinage des optimums trouvés lors du pré-dimensionnement. Ainsi, les différents paramètres sont obtenus par des petites variations autour des paramètres issus du pré-dimensionnement :

- Les matrices de transformation qui dépendent de la structure étudiée et notamment du nombre de bobinages fractionnés.
- La matrice des inductances et mutuelles dont sont issues les matrices après transformations  $L_{ij}$ .
- La résistance de chacun des bobinages fractionnés.
- Le flux propre de la machine qui permet d'obtenir les flux propres du mode commun et du mode différentiel.



Les points durs à développer :

- Obtention du modèle pour l'optimisation système à partir de la machine de référence
- Extension du modèle pour des petites variations des paramètres dimensionnants.
- Introduction de la saturation, notamment sur le suivi des variations des valeurs d'inductances.

**Modèle coté convertisseur de puissance** Comme pour la machine électrique, côté convertisseur de puissance, il existe de nombreux niveaux de modèles pour le dimensionnement. Nous pouvons aller du dimensionnement de la puce de silicium (ou autres), aux fils de bonding, au dimensionnement de la structure en elle-même (multi niveaux, à résonance, etc.), jusqu'au modèle le plus simple possible qui permet d'obtenir le prix du convertisseur en fonction des calibres en courant et en tension des éléments.

Le niveau de granularité dans ce projet ne peut pas être au niveau de la puce silicium, mais bien au niveau de certains éléments de la structure. La structure référence de base reste l'onduleur triphasé avec un filtrage capacitif sur le bus continu, figure 6.49.

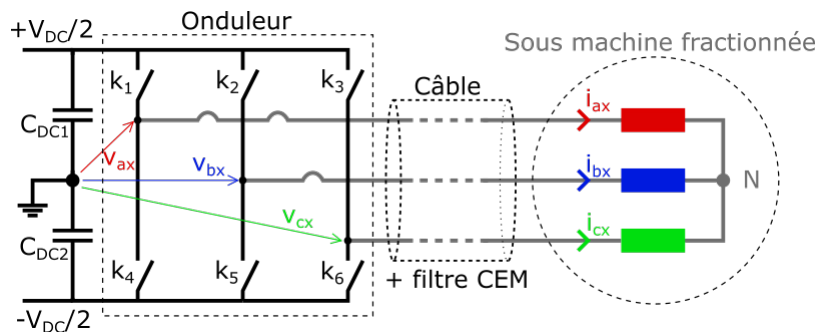


FIGURE 6.49 – Structure de base pour l'électronique de puissance. Le signe  $x$  désigne un bobinage fractionné parmi tous.

13. et des équations modélisant la charge et les pertes dans la machine.

À partir de cette configuration de base, nous allons modéliser l'influence du nombre de bobinages fractionnés sur le calibre en tension des interrupteurs (puisque le calibre en courant reste constant pour garder les ampères-tours constants). Plus le nombre de bobinages fractionnés est important plus le calibre en tension peut-être réduit en respectant une vitesse de base pour la machine électrique constante. Ainsi, à la faveur de cette diminution de bus continu, nous pourrions modéliser l'influence d'un changement de technologie des interrupteurs de puissance ; passage de transistor IGBT à des transistors MOSFET silicium puis à transistor à base de SIC ou de GaN [265, 266, 267, 268, 269]. De plus, l'augmentation du fractionnement diminue les inductances vues par l'onduleur obligeant une augmentation de la fréquence de découpage pour maintenir une ondulation de courant acceptable. L'augmentation de la fréquence de découpage nécessitera une analyse globale de la compatibilité électromagnétique (CEM) [270, 271, 272], et pourra déboucher sur l'obligation de placer un filtre CEM pour la protection en  $\frac{dV}{dt}$  des bobinages fractionnés.

Pour la commande de l'onduleur de puissance, il est envisagé l'utilisation d'une MLI vectorielle tout à fait classique dans ce genre de systèmes [273, 274], figure 6.50.

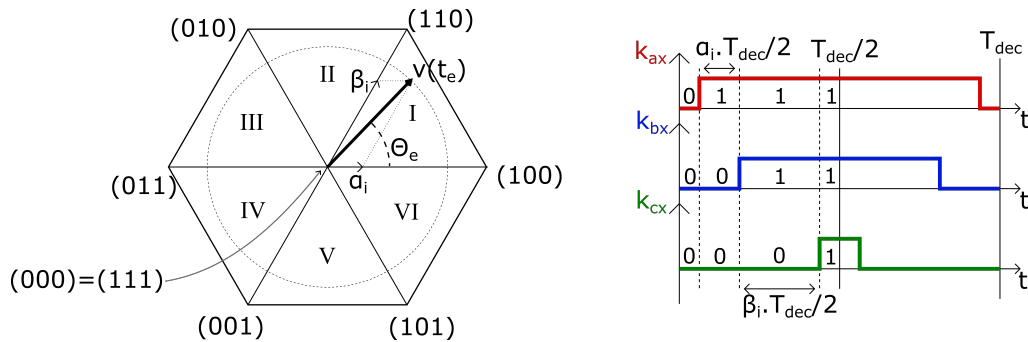


FIGURE 6.50 – Structure de base pour l'électronique de puissance.

Cette structure de commande n'est pas influencée par les paramètres de dimensionnement ce qui permet de la garder fixe, quelle que soit la configuration étudiée.

Ainsi, nous allons nous intéresser :

- Aux différents calibres en tension et courant des éléments de l'onduleur et de filtrage.
- Nous évaluerons également la modification possible des technologies des composants.
- A l'influence sur la CEM de l'ensemble (modification de la fréquence de découpage, de la tension d'alimentation du bus continu, etc.)



Les points durs à développer :

- Modèle de l'électronique de puissance à éléments discrets.
- Discontinuité du modèle pour les modifications de technologie des composants.

**Modèle coté source d'alimentation électrique** De même que précédemment, le modèle coté source peut aller du dimensionnement des membranes d'échanges dans une pile à combustible, aux différentes réactions dans une batterie lithium jusqu'à un modèle de source de tension parfaite ou simplement du coût de revient [275, 276, 277, 278]. Pour coller avec le niveau de modélisation du projet, nous considérons des sources de tensions parfaites avec des éléments parasites (R, L et C) en série et parallèle [279, 280, 281, 282]. Les paramètres de dimensionnement principaux seront la technologie choisie et les différents calibres en courant et tension de la source.

**Attendus de l'optimisation "système" par rapport à une optimisation en ilots** Pour poser le cadre, une optimisation en ilots correspond au cas où l'on optimise tous les éléments de manière indépendante, donc sans interactions entre les différentes parties. Contrairement à l'optimisation "système" dont toutes les parties seront dimensionnées conjointement. Le schéma de cette optimisation est donné sur la figure 6.51.

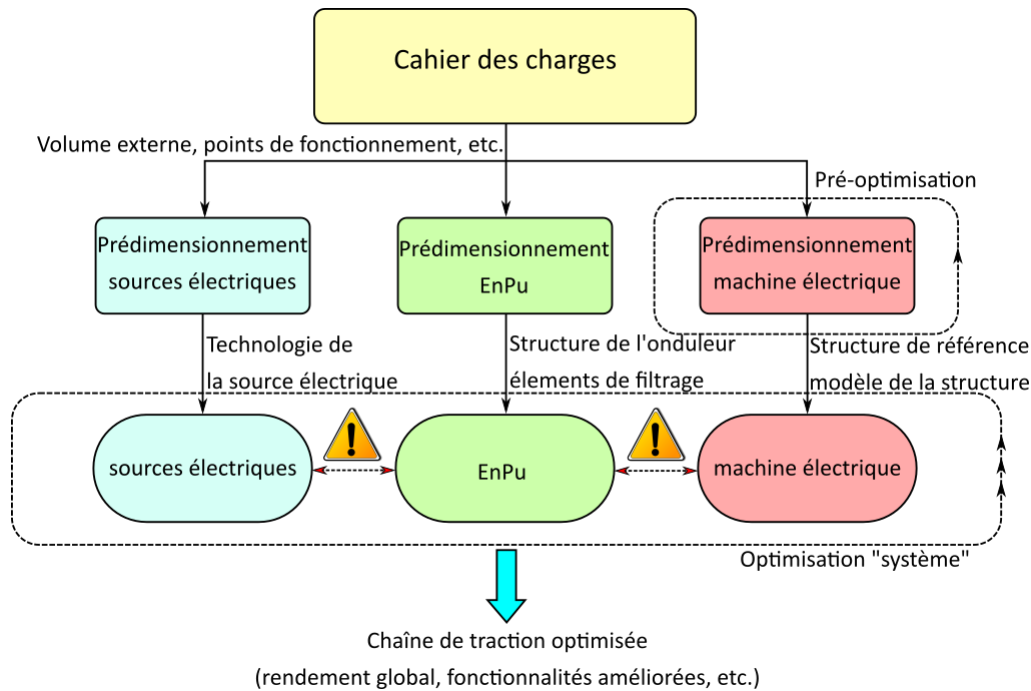


FIGURE 6.51 – Schéma de principe de l'optimisation "système". Les flèches rouges représentent les données qui s'échangent entre les modèles.

L'optimisation en ilots correspond à l'étape de pré-dimensionnement de l'algorithme proposé. Cette optimisation peut être sommaire (maximisation du couple de la machine) jusqu'à très pointues (prise en compte avancée des pertes, des vibrations, etc.). Les différents éléments sont alors optimaux selon les critères d'optimisation choisis. Cependant, les interactions des différentes parties ne permettent pas de conclure quant à l'optimalité de l'ensemble. Nous pouvons citer comme exemple, le dimensionnement en puissance réactive de la machine électrique qui modifie les calibres du convertisseur de puissance, ou encore, le dimensionnement des éléments de filtrage du bus continu qui va influencer sur la qualité de couple de la machine électrique.

Parmi les avantages attendus de l'optimisation, nous pouvons attendre :

- Amélioration des performances de la chaîne de traction.
- Appréhender les limites du fractionnement en prenant en compte l'environnement de la machine électrique.

**Difficultés et Verrous scientifiques** La principale difficulté se situe au niveau de l'écriture mathématique des échanges entre les modèles de la machine électrique, de l'électronique de puissance et de la source électrique. En effet, une variation du nombre de bobines fractionnées modifie la structure de l'électronique de puissance et des sources. Cela implique que l'algorithme d'optimisation sera capable de gérer des variables discrètes et en même temps des variables continues. De plus, le grand nombre de degrés de liberté va entraîner la formulation d'une fonction coût avec un ou plusieurs minimums locaux et un ou plusieurs minimums globaux. Plusieurs combinaisons peuvent amener à un résultat identique.

Pour traiter ce type de problème, il est courant d'utiliser des algorithmes non déterministes comme les algorithmes par essaim particulaire, génétique, recuit simulé, etc. [283, 284, 285, 286, 287, 288, 289, 290, 291, 292, 293, 294, 295]. Ces algorithmes que l'on décrit souvent comme algorithmes exploratoires permettent de couvrir efficacement la zone des paramètres même si nous ne pouvons pas justifier que le minimum global est atteint à la fin de l'optimisation.



Les points durs à développer :

- Formaliser les échanges entre les différents blocs de l'optimisation.
- Caractère non unique du minimum global avec la présence de nombreux minimum locaux.
- Paramétrage de l'algorithme d'optimisation choisi.
- Cohabitation de variables continues et discrètes.

### 6.3.2.2 Dernière publication significative liée au projet

L'article suivant a été publié dans la revue IEEE transactions on Industrial Electronics en 2022 et porte sur les enjeux du fractionnement et la comparaison avec d'autres structures complémentaires.

# Control of a Segmented Three-Phase Synchronous Motor with Highly Coupled Sub-Windings

Antoine Cizeron, Javier Ojeda, *Member, IEEE*,  
Eric Monmasson, *Senior Member, IEEE*, and Olivier Béthoux

**Abstract**—This article addresses the control issue of a structure enabling the segmentation of three-phase electric drives. The proposed segmentation process offers an additional degree of freedom in terms of voltage rating for power electronics but results in a three-phase system with highly coupled sub-windings. Thus, for such a segmented motor, the true challenge lies in controlling the machine global electromagnetic torque while balancing the power among the different inverters. To tackle this issue, the dq standard synchronous frame is extended to common and differential modes. This approach enables to design a suitable control structure based on an analytical model and physical considerations. The developed model is calibrated with realistic numerical values obtained from a finite element analysis. Finally, an experimental setup allows developing a proof of concept which shows the interest of the proposed control method compared to a standard multiple dq-frame method. The key finding is that the above-mentioned control objective of the segmented synchronous motor can be achieved without additional inductors and despite the severe constraint imposed by such highly coupled segmentation.

**Index Terms**—AC motor drives, segmented motor drives, highly coupled segmentation.

## I. INTRODUCTION

THE current trend in transport electrification is to supply the electric motor drives with a DC bus voltage of several hundred Volt. It induces electrical risks to persons and requires complex insulation monitoring [1]. Lowering the electric drives voltages down to 48V standard drastically mitigates electrical hazards, which is of particular benefit to transportation applications. It also significantly reduces the insulation system stress [2] and enables using silicon MOSFETs or wide band-gap technologies, both having low switching and conduction losses [3], [4]. For a given three-phase motor and a given current rating, it is possible to reduce the voltage rating by using several independently supplied winding sets [5]. These structures, often referred to as segmented drives, are

also relevant approaches in ensuring continuity of service and enhancing drive energy efficiency since each phase is made of several sub-windings [6]. Improvements in connector technology [7], [8] as well as the attractive benefit of integrating power converters close to the motor end windings [3], [9], [10] highly mitigate the drawback of modular structures, namely the increased number of terminals. On the basis of these considerations, a recent patent [11] suggests the innovative Highly Coupled Segmentation (HCS) of motor drive structures. It opens up the possibility of dramatically lowering the drive voltage rating. However, it also induces high magnetic coupling between each winding sets [12] and may challenge the related torque and flux control structure. The key point of this article is to demonstrate that this issue can be addressed by an appropriate controller.

Among the numerous ways to obtain multiple three-phase winding sets, two categories can be distinguished [13] and are compared in Table I. The first category concerns the multiphase motor having  $k \times 3$  phases (MK3P) which can be split in  $k$  three-phase winding sets with different phase angles [14]–[17]. Most of the MK3P drives require an individual design of a specific multiphase motor and a multiphase control frame. The main expected benefit is a reduced torque ripple [10], [18]. However, the open-circuit fault of a winding set influences the torque harmonics and requires a dedicated fault-tolerant structure [17]. The second category corresponds to the segmented drives, which are obtained through the reconfiguration of the windings of an existing three-phase stator in several independent winding sets [3], [19]–[21]. The aim of the segmentation approach is to enable an effective drive resilience, an efficient drive power sharing and a reduced power supply voltage. In this context, the only requested constraint is to keep the torque ripples similar to the one produced by the initial three phase motor (without segmentation of its stator windings) driven by its conventional inverter. This category is declined into two segmentation processes in Table I.

Multi-Sector Segmentation (MSS) layout is the standard approach in segmenting the windings of a three-phase motor. Each elementary three-phase winding set is housed in a distinct stator sector [6], [21], [25]–[27]. As any other segmentation process, the MSS approach induces no change in the motor low harmonic torque ripple distribution [21] while enabling the parallelization of low voltage DC sources [3]. However, an additional radial force control is required in the MSS structure

Manuscript received October 26, 2021; revised February 8, 2022; accepted June 6th, 2022.

A. Cizeron and O. Béthoux are with the Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, France. (e-mail: antoine.cizeron@geeps.centralesupelec.fr).

J. Ojeda and E. Monmasson are with the Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie laboratory, 91192, Gif-sur-Yvette, France.



TABLE I: Comparison of electric machines based on multiple three-phase winding sets.

Objectives	Subdivision types	MK3P	Segmentation processes	
			MSS	HCS
Power-sharing capability		✓ [14]	✓ [6]	✓ [11]
Degraded mode operation (open-circuit fault of a subdivision)		✗ (Requires harmonic control [17])	✗ (Requires radial force control [22])	✓
Torque harmonics reduction		✓ [23]	✗	✗
Maximum segmentation level	Number of three-phase winding sets		Number of poles per phase	Number of turns per phase [11]
Interleaved PWM implementation		✓ [10]	✓ [21]	✗ (Requires external coupler [24])
Feed forward compensation		Matrix with MDQF [14]	Scalar with MDQF [21]	Matrix with MDQF, Scalar with the proposed CDM method

in order to take advantage of its power sharing capability [6] or to implement a fault-tolerant scheme [22]. Moreover, the MSS approach is limited by the number of poles per phase  $N_p$ . Consequently, it cannot adapt all electrical machine to a low voltage standard specification.

A recent international patent suggests an alternative segmentation option enabling to extend the drive modularity level up to the theoretical limit of the winding turn [11]. As such, this innovative architecture, referred to as the HCS, allows a full degree of freedom in the sizing of current and voltage ratings [28], [29]. It also facilitates the integration of the power converters close to the motor windings, thus limiting electromagnetic compatibility issues and boosting inverters heat power transfer. Since the number of turns per phase  $N_t$  is usually higher than the number of poles per phase  $N_p$ , the HCS is significantly more flexible than the MSS and enables using low voltage power supply for almost any electric drive. To enlighten their differences in terms of magnetic configuration and control strategy, the MSS and HCS layouts are both implemented on an existing three-phase Hybrid Excitation Flux Switching Machine (HEFSM). The choice of the hybrid motor topology is only due to laboratory availability. The HCS approach can easily be adapted to any kind of synchronous motor since it has already been used to achieve an on-board 3-phase charger in an electrical vehicle [13], [29] and to mitigate the Pulse Width Modulation (PWM) noise [24].

Concerning the control of a segmented motor, the Multiple  $dq$ -Frame (MDQF) method independently treats each elementary winding set. It can easily be used to control the MSS structure since its magnetic couplings are low between different sectors [21]. However, contrary to the MSS structure, the HCS structure presents large mutual inductances between each winding set. They are namely in the order of their self inductances [29], which is specific regarding the other segmented drives [19]–[21] and mars the effectiveness of the feed forward compensation, even in a healthy mode (Table I). As a matter of fact, the traditional MDQF control structure requires to combine the HCS structure with additional external coupled inductors [24]. Then, for reasons of cost, performance and space, the present article focuses on the feasibility of controlling the HCS structure without any additional coupled inductors and proposes an adapted Common and Differential

Mode (CDM) control scheme, based on physical considerations, and easy to design and tune.

The main contributions of the paper are:

- 1) an in-depth analysis of the magnetic specificity of the proposed HCS structure.
- 2) a comparison between MSS and HCS structures based on inductance measurements.
- 3) the analysis, design and tuning of a  $dq$ -based CDM controller applied to a segmented three-phase synchronous motor with HCS structure.
- 4) an experimental validation as a proof of concept of the proposed CDM controller and its comparison with the MDQF control, both implemented on the HCS structure.
- 5) an experimental demonstration of the promising capability of the CDM controller in terms of power-sharing between inverters, even in case of faulty operation.

The rest of this paper is organized as follows. Section II introduces the HCS configuration in comparison with the well-known MSS approach. Using Finite Element Analysis (FEA), it assesses the coupling value of the 3-phase motor sub-windings for both HCS and MSS approaches. It hence permits to highlight the need to set up a specific control law based on a dedicated transform applied in the rotating  $dq$ -frame. In section III, the  $dq$ -based suggested components are investigated in details and then the suggested control architecture is described. Section IV reports the experimental results obtained using a laboratory setup based on a 1 kW HCS drive. Finally, section V provides conclusions and perspectives.

## II. COMPARISON OF MS AND HC APPROACHES

### A. Three-phase motor segmentation

Based on an already existing conventional three-phase electric drive (Fig. 1), segmenting the initial windings in multiple electrically independent winding sets provides an attractive mean to lower the electric drive rated voltage. An elementary winding set is made of three sub-windings belonging to different phases and is powered by its dedicated inverter. The elementary winding set and its associated inverter constitute an elementary drive. The number of elementary drives is called the scaling factor, defined as  $N_{sc}$ . In this context, the electric motor is driven by several independent inverters as illustrated in Fig. 2 for the specific case of  $N_{sc} = 3$ . The segmented

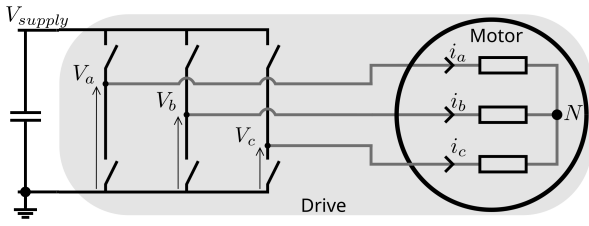


Fig. 1: Conventional drive of a three phase motor.

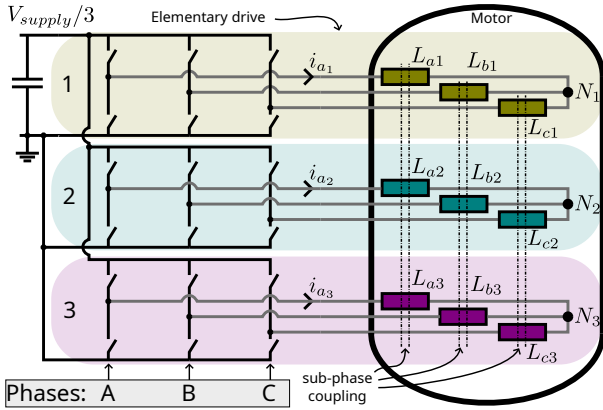
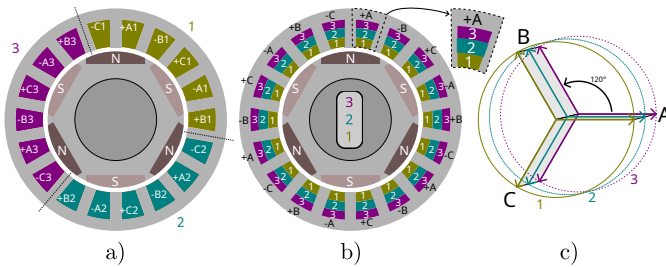

 Fig. 2: The reduced voltage power supply of a segmented motor in the case of  $N_{sc} = 3$  elementary drives.


Fig. 3: Three poles pairs, three-phase motor with sub-windings corresponding to a) the MSS layout, b) the proposed HCS layout and c) their corresponding electrical angles.

power supply has to produce in the air-gap the same global magnetomotive force (mmf) than the original power supply (Fig. 1). Thereby, based on Ampere law, each elementary drive conducts the initial motor rated current while the Faraday law shows that their rated voltage is  $N_{sc}$  times smaller than in the initial drive.

In this paper, the control issue of the studied HCS approach is compared with the one of the standard MSS method. Fig. 3a and 3b show the spatial stator layouts of the MSS and the HCS structures, respectively. Obviously the innovative HCS layout is more flexible than the MSS segmentation one and could lead to an ultimate voltage reduction when each turn has its own inverter. As the electrical phase shift between sub-windings of a single phase is zero for both cases, the  $N_{sc}$  electric angles of each structure is set to an identical control value. An ordinary PWM technique is implemented [30]. Moreover,

a common PWM carrier is used for the  $N_{sc}$  elementary drives [12]. The key control difference between the two approaches lies in the coupling factor between sub-windings of the same phase, represented by double dotted lines in Fig. 2. It is low in the MSS structure [21] and high in the HCS structure [12].

### B. Machine modelling in the rotating $dq$ -frame

To design the control of the different elementary winding sets, a low frequency model has to be defined. It is hence based on the phenomena involved at the fundamental frequency. Magnetic saturation, saliency and iron losses are not taken into account. The considered segmentation process of  $N_{sc} = 3$  elementary drives (Fig. 3) results in a total of  $3N_{sc} = 9$  sub-windings in both configurations. Each sub-winding has its own voltage equation based on Faraday's law. The related  $3N_{sc}$  equations lead to the following dynamical model

$$\mathbf{V} - \mathbf{V}_N = [\mathbf{R}] \cdot \mathbf{I} + [\mathbf{L}] \cdot \frac{d\mathbf{I}}{dt} + \mathbf{E} \quad (1)$$

where  $[\mathbf{R}]$  is a diagonal matrix containing the resistive terms of each sub-winding. As the number of turns, and consequently the conductor length, is the same for each elementary sub-winding, it is assumed that this term presents insignificant discrepancies between all the sub-windings. Thus, the resistance term is considered as a scalar  $R$  in the different frame.  $\mathbf{V}$  are the voltages applied at the middle point of the inverter legs while  $\mathbf{V}_N$  are the voltages of the related neutral points.  $\mathbf{I}$  is the sub-winding current vector and  $\mathbf{E}$  is the back-emf term.

The structure of the inductance matrix  $[\mathbf{L}]$  could be simplified by using a proper ordering. Within the matrix expression, the sub-windings are ordered by their elementary drive number (Fig. 2) and then by their phase one. Hence, the vector  $\mathbf{X}$  in the natural frame includes the following  $3N_{sc}$  components

$$\mathbf{X} = (x_{a1} \ x_{a2} \ x_{a3} \ x_{b1} \ x_{b2} \ x_{b3} \ x_{c1} \ x_{c2} \ x_{c3})^T. \quad (2)$$

Based on this ordering method, the resulting inductance matrix  $[\mathbf{L}]$  is arranged as a conventional three-phase structure. Equation (3) shows the equivalent three-phase inductance matrix for the considered segmented winding layouts (Fig. 3)

$$[\mathbf{L}] = \begin{pmatrix} [\mathcal{L}_a] & [\mathcal{M}_{ab}] & [\mathcal{M}_{ac}] \\ [\mathcal{M}_{ba}] & [\mathcal{L}_b] & [\mathcal{M}_{bc}] \\ [\mathcal{M}_{ca}] & [\mathcal{M}_{ba}] & [\mathcal{L}_c] \end{pmatrix} \quad (3)$$

where  $[\mathcal{L}_a]$  is a  $(N_{sc} \times N_{sc})$  matrix containing the self-inductances of each sub-winding of phase  $a$  and the mutual inductances representing the magnetic coupling among them. It is assumed that all phases are symmetric, so the self-inductance matrices are equal to  $[\mathcal{L}_s]$  and the mutual inductance matrices are equal to  $[\mathcal{M}_s]$ . In this way, the inductance matrix becomes

$$[\mathbf{L}] = \begin{pmatrix} [\mathcal{L}_s] & [\mathcal{M}_s] & [\mathcal{M}_s] \\ [\mathcal{M}_s] & [\mathcal{L}_s] & [\mathcal{M}_s] \\ [\mathcal{M}_s] & [\mathcal{M}_s] & [\mathcal{L}_s] \end{pmatrix}. \quad (4)$$

The  $dq$  transformation is applied to each of the  $N_{sc}$  electrically independent three-phase elementary drives.  $\mathbf{X}$  becomes the vector  $\mathbf{X}_{dq}$  in the standard  $dq$ -frame whose length is  $2N_{sc}$

$$\mathbf{X}_{dq} = (x_{d1} \ x_{d2} \ x_{d3} \ x_{q1} \ x_{q2} \ x_{q3})^T = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_d \\ \mathbf{X}_q \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Similarly, in the multiple  $dq$ -frame, the inductance matrix is simplified under non-saliency hypothesis as the following ( $2N_{sc} \times 2N_{sc}$ ) matrix

$$[\mathbf{L}_{dq}] = \begin{pmatrix} [\mathcal{L}_{dq}] & [0] \\ [0] & [\mathcal{L}_{dq}] \end{pmatrix}, \quad (6)$$

where  $[\mathcal{L}_{dq}]$  is a symmetric ( $N_{sc} \times N_{sc}$ ) matrix containing the self inductances  $L_{dq,i}$  of the three-phase elementary drive indexed  $i$  and the mutual inductances  $M_{dq,ij}$  between the elementary drives  $i$  and  $j$

$$[\mathcal{L}_{dq}] = [\mathcal{L}_d] = [\mathcal{L}_q] = \begin{pmatrix} L_{dq,1} & M_{dq,12} & M_{dq,13} \\ M_{dq,21} & L_{dq,2} & M_{dq,23} \\ M_{dq,31} & M_{dq,32} & L_{dq,3} \end{pmatrix}. \quad (7)$$

These terms have to be assessed in the MSS and HCS layouts in order to show the limit of the MDQF control method applied to the proposed HCS structure.

### C. Control comparison of the MSS and HCS structures

In order to compare the two segmentation processes described in Fig. 3, an already existing three-phase HEFSM has been rewound with  $N_{sc} = 3$  coils per phase per sector. Each coil has dedicated terminals enabling the implementation of either the MSS or HCS configurations (Fig. 3). Both structures are powered similarly by  $N_{sc}$  independent inverters (Fig. 2).

As the hybrid excitation of the motor is not exploited in this article, the excitation current remains constant at its rated value for all experiments. Moreover, the saliency of this motor is under 5 %. Hence, it is considered as a simple non-salient three-phase permanent magnet synchronous motor.

Inductance measurements are performed on each sub-winding of each phase for both configurations. As an example,  $[\mathcal{L}_a]$  and  $[\mathcal{M}_{ab}]$  are shown in Fig. 4 and 5 for the MSS and HCS segmentation approaches, respectively. The inductance values corresponding to different sectors present discrepancies even though their conductors are arranged in a similar way (Fig. 4a). This is caused by disparities in the magnetic circuit. The rotor and the stator may have a small concentricity defect, technically inducing small discrepancies in the air-gap thickness from one sector to another. As far as the HCS windings are concerned, such discrepancies have no impact on their inductance values since they have a symmetrical configuration around the motor.

The coupling factor between  $i$  and  $j$  sub-windings is defined as

$$k_{ij} = M_{ij} / \sqrt{L_i L_j}. \quad (8)$$

Obviously, the MSS structure has low negative mutual inductance values between the sub-windings belonging to different sectors. As shown in Fig. 4a, the resulting coupling factor between two coils of the same phase is lower than 10 %. Conversely, the HCS structure shows high positive mutual inductances between sub-windings of the same phase, namely with a coupling factor higher than 90 % (Fig. 5a). Note that, within one elementary drive, the coupling factor of two sub-windings (e.g.  $a_1$  and  $b_1$ ) is close to 25 % for both the MSS and the HCS structures (Fig. 4b and 5b).

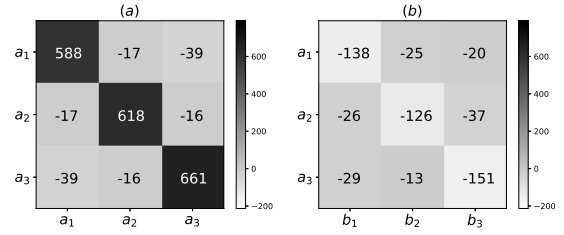


Fig. 4: Inductance values of the prototype with the MSS layout (a)  $[\mathcal{L}_s]$  and (b)  $[\mathcal{M}_s]$  inductance sub-matrices ( $\mu H$ ).

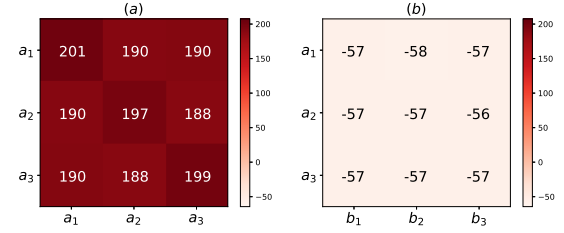


Fig. 5: Inductance values of the prototype with the HCS layout (a)  $[\mathcal{L}_s]$  and (b)  $[\mathcal{M}_s]$  inductance sub-matrices ( $\mu H$ ).

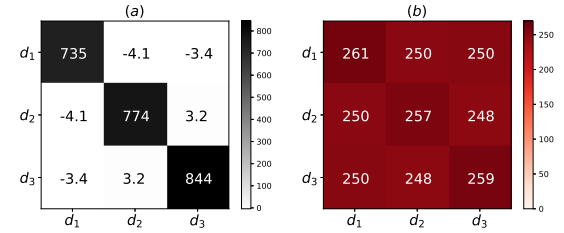


Fig. 6: Comparison of  $[\mathcal{L}_{dq}]$  in (a) the MSS and (b) the HCS layouts ( $\mu H$ ). Results are equivalent following  $d$  and  $q$  axes.

Based on the previous inductance measurements, the resulting  $[\mathcal{L}_{dq}]$  matrix is computed and depicted in Fig. 6a and 6b for the MSS and HCS structures, respectively. Regarding the MSS approach, the mutual inductances values in the multiple  $dq$ -frame are negligible compared with the self inductances ones (Fig. 6a). Conversely, for the HCS approach, the mutual inductances values of the  $[\mathcal{L}_{dq}]$  matrix are in the same order of magnitude than the self inductances ones (Fig. 6b). Obviously, these properties impact the control structure.

Fig. 7 illustrates the general control scheme of the segmented HEFSM and clarifies the chosen notations. As the current is accurately measured to be efficiently tracked, equation (9) shows that the control law should integrate feedforward terms to improve the controller dynamic performance:

$$\mathbf{v}_{dq} = R \mathbf{I}_{dq} + [\mathbf{L}_{dq}] \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_d \\ \mathbf{I}_q \end{pmatrix} + \mathbf{E}_{dq} + \Omega_e [\mathbf{L}_{dq}] \begin{pmatrix} -\mathbf{I}_q \\ \mathbf{I}_d \end{pmatrix}. \quad (9)$$

The last term is particularly useful since it permits to fully decouple the  $d$  and  $q$  axes. However, this compensation term is only effective if the non-diagonal terms (i.e. the mutual inductances) are precisely known. As a matter of fact, the poor MSS layout coupling makes possible to choose the standard MDQF control architecture (Fig. 8) where the

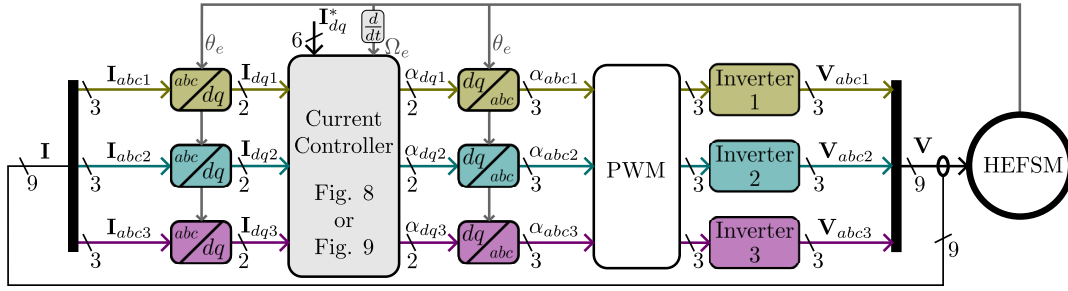


Fig. 7: General control structure of the HEFSM with  $N_{sc} = 3$  elementary drives.

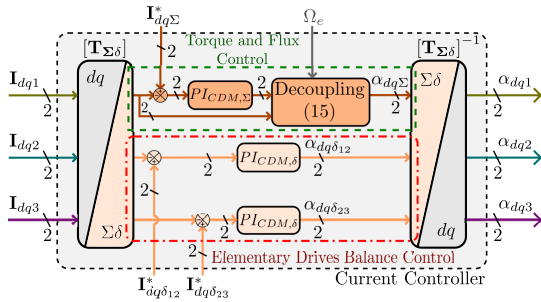


Fig. 8: Current controller implementing the MDQF method with the same PI regulator on each component.

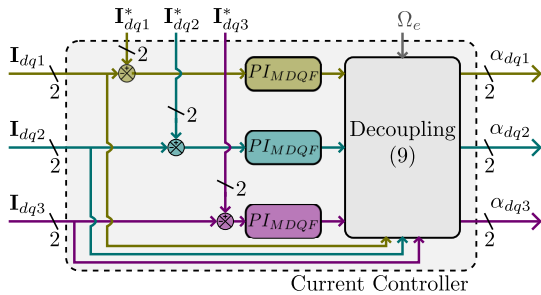


Fig. 9: Current controller implementing the proposed CDM method with specific PI regulator for  $\Sigma$  and  $\delta$  components.

*Decoupling* block refers to this feedforward term. However, the HCS layout strong positive coupling makes the MDQF control law ineffective regarding the decoupling purpose. Consequently, the suggested approach consists in finding a new frame enabling a good decoupling of the related components. Besides, the adopted transform should not rely on the machine parameters knowledge. Based on these key ideas, the Common and Differential Modes (CDM) control law is proposed and its scheme is given in Fig. 9. The following section gives an in-depth description of the CDM control architecture guidelines and assesses its relevancy based on additional FEA.

### III. DQ-BASED CDM CONTROL ARCHITECTURE

#### A. Additional $dq$ -based transform

As for any 3-phase motor, the standard synchronous  $dq$ -frame remains the right option to impose the desired torque and magnetic flux references. However, the HCS structure is

characterized by high magnetic coupling between the elementary winding sets. Consequently determining relevant  $dq$ -based variables is a key issue to comprehensively control the HCS structure. In the perfect scenario, the latter would

- 1) have a direct link with the torque/flux as well as the internal power transmission variables.
- 2) ensure a proper decoupling permitting to switch a  $2N_{sc}$  MIMO system into  $2N_{sc}$  SISO systems.

The key idea is to exhibit the main physical dynamics of the segmented machine, namely the rapid modes linked to the leakage inductances and the slow mode related to the self and mutual inductances. Additionally, to maintain a proper decoupling between torque and flux variables, the suggested additional transform, named  $[\mathbf{T}_{\Sigma\delta}]$  treats independently the  $d$  and  $q$  axes. It can then be written as

$$[\mathbf{T}_{\Sigma\delta}] = \begin{pmatrix} [\mathcal{T}_d] & [0] \\ [0] & [\mathcal{T}_q] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [\mathcal{T}] & [0] \\ [0] & [\mathcal{T}] \end{pmatrix} \quad (10)$$

where  $[\mathcal{T}]$  is the  $(N_{sc} \times N_{sc})$  matrix applied equally to the  $d$  and  $q$  axes and defined as

$$[\mathcal{T}] = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Transformation (10) is applied to  $\mathbf{X}_{dq}$  (5), thus leading to  $\mathbf{X}_{\Sigma\delta}$ , the  $2N_{sc}$ -component vector in the suggested  $\Sigma\delta$ -frame. It is structured as follows:

$$\mathbf{X}_{\Sigma\delta} = [\mathbf{T}_{\Sigma\delta}] \cdot \mathbf{X}_{dq} = (x_{d\Sigma} \quad \mathbf{X}_{d\delta} \quad x_{q\Sigma} \quad \mathbf{X}_{q\delta})^T. \quad (12)$$

The first component  $x_{d\Sigma}$  is named common mode variable of the  $d$ -axis. The remaining two components,  $x_{d\delta12}$  and  $x_{d\delta23}$ , included in  $\mathbf{X}_{d\delta}$ , are the differential mode variables of the  $d$ -axis and reflect the difference between two elementary drives. Similar reasoning applies on the  $q$ -axis.

A FEA assessment justifies the relevancy of this choice. Indeed, the basis for this approval is typically that the HCS sub-windings are located around the same stator tooth and hence embrace almost the same flux lines. The FEA study is carried out using Ansys Maxwell 2D software and it is applied on the HCS winding configuration (Fig. 3b). First, the test sets a non-zero common mode current for the  $N_{sc} = 3$  sub-windings of phase  $a$ , setting the 2 differential mode currents to zero. Fig. 10a shows the resulting magnetic field lines. They cross radially the rotor-stator air-gap and hence impact the interaction of magnetic flux between both mechanical

parts and leads to an electromagnetic torque. Moreover, as by design, the air-gap thickness is very small, the common mode inductance value is large. It results that the common mode dynamic is low. Second, the two other numerical experiments enforce a non-zero differential mode current. Fig. 10b and 10c exhibits the corresponding magnetic field lines which obviously remain located in the stator. They solely cross the stator slots, thicker than the air-gap. As a result, the differential mode inductance value is much lower than the common mode one. It proves that the dynamics of the common and differential modes are highly different and should be accounted for separately. Besides, based on the FEA, it is also clear that the differential currents have no impact on either the air-gap magnetic flux or the machine torque. They mainly modify the power sharing between elementary drives.

### B. Impact on the inductance matrix

The common and differential modes transformation  $[\mathcal{T}]$  is applied to the inductance matrix obtained in (7). It derives:

$$[\mathcal{L}_{\Sigma\delta}] = [\mathcal{T}] \cdot [\mathcal{L}_{dq}] \cdot [\mathcal{T}]^{-1} = \begin{pmatrix} L_{\Sigma} & \mathbf{L}_{\Sigma\delta} \\ \mathbf{L}_{\delta\Sigma} & [\mathcal{L}_{\delta}] \end{pmatrix}. \quad (13)$$

The inductance matrix in the  $dq$ -based  $\Sigma\delta$  frame is computed either using the FEA or the previous inductance measurements performed on the HCS prototype (Fig. 11). Although the 2D assumption slightly overestimates the various coupling impacts, both results are clearly consistent. They confirm the previous FEA assessment based on physical considerations. They lead to the conclusion that:

1) The differential modes has no impact on the air-gap magnetic flux and the electromagnetic torque ( $d\Sigma$  and  $q\Sigma$  modes, respectively). Accordingly the  $[\mathcal{L}_{\Sigma\delta}]$  inductance matrix could be simplified as:

$$[\mathcal{L}_{\Sigma\delta}] = \begin{pmatrix} L_{\Sigma} & [0] \\ \mathbf{L}_{\delta\Sigma} & [\mathcal{L}_{\delta}] \end{pmatrix}. \quad (14)$$

- 2) The common mode dynamic is imposed by the  $L_{\Sigma}$  value which is very large in comparison with the other terms of the related matrix.
- 3) Each differential mode has small inductances compared to  $L_{\Sigma}$  (hundred times smaller), leading to a relative high dynamic with regard to the common mode one.
- 4) The common mode slightly impacts the differential ones. Moreover, since the former dynamics is very slow in comparison to the latter one, the differential mode controller easily reject this perturbation.

### C. HCS dedicated controller

Combining (9), (12) and (14), the common mode components are governed by

$$\begin{cases} v_{d\Sigma} = R \cdot i_{d\Sigma} + L_{\Sigma} \cdot \frac{di_{d\Sigma}}{dt} + e_{d\Sigma} - \Omega_e \cdot L_{\Sigma} \cdot i_{q\Sigma} \\ v_{q\Sigma} = R \cdot i_{q\Sigma} + L_{\Sigma} \cdot \frac{di_{q\Sigma}}{dt} + e_{q\Sigma} + \Omega_e \cdot L_{\Sigma} \cdot i_{d\Sigma} \end{cases} \quad (15)$$

where  $e_{d\Sigma}$  and  $e_{q\Sigma}$  represent the back emf due to permanent magnets and excitation coils along the  $\Sigma$ -axis.

To achieve an effective transient decoupling of  $d\Sigma$  and  $q\Sigma$  components, it is crucial to combine the feedback action with a specific feedforward term. Fig. 9 shows this additional term

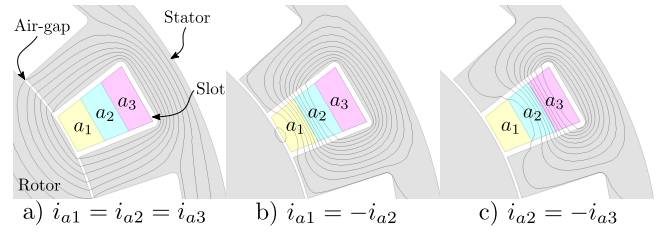


Fig. 10: Flux lines without excitation around three sub-windings of phase  $a$  in the HCS structure (Fig. 3b) for the common and differential components defined by (11).

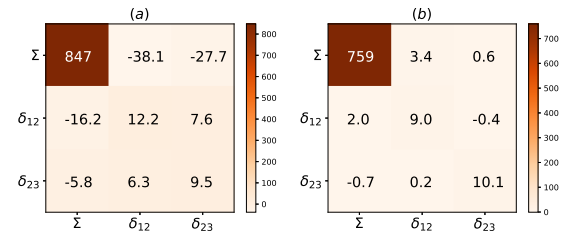


Fig. 11: Comparison of  $[\mathcal{L}_{\Sigma\delta}]$  ( $\mu H$ ) obtained through a) FEA and b) the inductance measurements of the HCS approach shown in Fig. 6b. Results are equivalent following  $d$  and  $q$  axes.

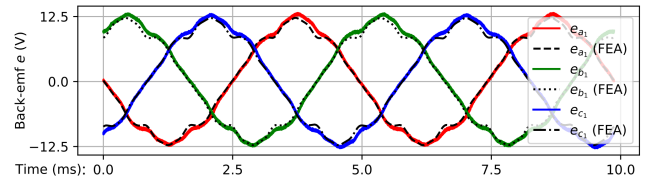


Fig. 12: Comparison of back electromotive force measurements and FEA results. ( $\hat{E} = 12.5 V$ ,  $f_e = 200 Hz$ ).

TABLE II: HCS back-emf  $\Sigma\delta$  components ( $f_e = 200 Hz$ )

	Experimental	FEA
$e_{q\Sigma}$	37.5 V	37.5 V
$e_{q\delta12}$	35 mV	23 mV
$e_{q\delta23}$	15 mV	10 mV

as a *Decoupling* block permitting to compensate the last terms of (15). Apart from measuring the rotor speed and the sub-winding currents, the compensation term only requires the knowledge of  $L_{\Sigma}$  value. Moreover, the two differential modes are independently controlled (Fig. 9). Indeed, the measured inductance matrix is practically diagonal (Fig. 11b) while the common component current evolves slowly and is hence easily rejected by the feedback term.

Furthermore, the 2D FEA model also enables to compute the back-emf which is then compared to the no-load voltages measured on the prototype in its HCS configuration (Fig. 3b). These estimated variables are actually consistent with the real voltages measured in the HCS structure (Fig. 12). Moreover, Table II shows that the two differential mode components of  $\mathbf{E}_{\delta}$  are thousand times lower than the common mode one.

TABLE III: PI Controllers tuning  
 (10 dB gain margin and 60° phase margin criteria)

	$r$ ( $\Omega$ )	$l$ ( $\mu H$ )	$\tau = \frac{l}{r}$ (ms)	$K_p$ ( $10^{-3}$ )	$T_i$ (ms)
MDQF, $\Sigma$	0.2	760	3.8	2.1	1.24
MDQF, $\delta$	0.2	10	0.05		
CDM, $\Sigma$	0.2	760	3.8	100	4.0
CDM, $\delta$	0.2	10	0.05	1.4	0.05

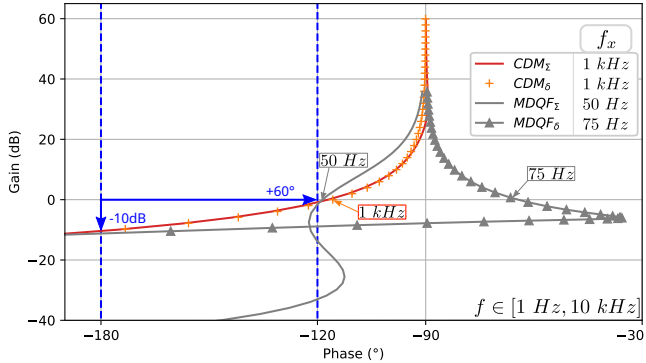


Fig. 13: Open-loop transfer function Nichols plot for the MDQF and CDM tuning parameters described in Table III.

Hence, feeding each elementary drive with an equal current set point yields to a similar electromagnetic torque contribution.

For comparative purposes, the PI parameters of the standard MDQF technique (Fig. 8) and the proposed CDM method (Fig. 9) have been tuned based on the same specifications. The PI regulators settings should provide 10 dB-60° gain-phase margins while maximizing the open-loop gain crossover frequency  $f_x$ . Assuming that for both cases, the plant is sufficiently well decoupled by the aforementioned feedforward compensation terms (9), the relation between the duty cycle  $\alpha$  and the related current  $i$  is given by a first order system ( $r, l$ ) associated with a pure delay. The latter includes both the computational delay of the microcontroller equal to one sampling period and the stochastic delay induced by the digital PWM. Denoting  $T_s = 50\mu s$  the control sampling time, the global delay to be considered is therefore equal to  $1.5 \times T_s$ . Consequently, the SISO system transfer function to be regulated is as follows:

$$H(s) = \frac{I(s)}{\alpha(s)} = \frac{V_{DC} \cdot e^{-1.5 \cdot T_s \cdot s}}{r + l \cdot s} \quad (16)$$

with  $V_{DC} = 48V$  the DC-link voltage of the segmented power supply,  $r$  the winding resistance and  $l$  the considered inductance. This latter could be either  $L_\Sigma$  or  $L_\delta$ . In the proposed CDM controller, each of the common ( $\Sigma$ ) and differential ( $\delta$ ) components benefit from a specific PI parameter setting whereas in the MDQF controller, the PI parameter setting acts on both components without distinction. In all cases, the open-loop transfer function in  $\Sigma$  or  $\delta$  component can be written as:

$$H_{OL}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right) \cdot H(s) \quad (17)$$

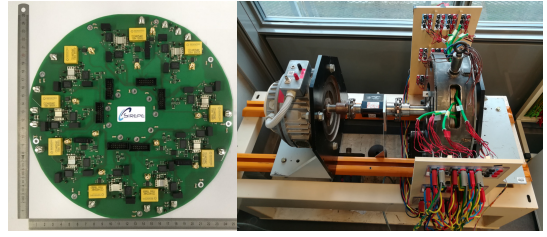


Fig. 14: View of the triple three-phase inverter (left) and the HEFSM motor with HCS layout (right).

where  $K_p$  and  $T_i$  are the proportional gain and the integral time constant of the PI. Based on the  $[\mathcal{L}_{\Sigma\delta}]$  values listed in Fig. 11b, the CDM parameter sets of the  $\Sigma$  and  $\delta$  are adjusted as shown in Table III. It results in the same  $\Sigma$  and  $\delta$  open-loop frequency response as depicted in Fig. 13 (CDM,  $\Sigma$  and CDM,  $\delta$ ). The resulting gain crossover frequency is  $f_{x,\Sigma\delta} = 1 kHz$ .

However, the MDQF method imposes, because of the intrinsic structure of such controller (Fig. 8), that the PI parameter setting is unique and therefore, affects both the common ( $\Sigma$ ) and differential ( $\delta$ ) components. It is then necessary to choose the best trade-off which maximizes the bandwidth of the  $\Sigma$  component with a phase margin of at least 60° and at the same time do not degrade too much the stability on the  $\delta$  axis (phase margin > 60° and gain margin > 10 dB). Thus, this unique parameter set induces a lower bandwidth for the  $\Sigma$  component ( $f_{x,\Sigma} = 50 Hz$ ) compared to what was obtained with the CDM method, resulting in a larger settling time. The  $\delta$  component cross-frequency is also low in order to ensure the 10 dB gain margin ( $f_{x,\delta} = 75 Hz$ ). Fig. 13 (MDQF,  $\Sigma$  and MDQF,  $\delta$ ) shows the related open-loop frequency responses and the adopted PI parameters are given in Table III.

#### IV. EXPERIMENTAL RESULTS

To validate the proposed controller, an experimental setup has been implemented (Fig. 14). The synchronous motor described in section II is configured in the HCS structure and driven by  $N_{sc} = 3$  basic 3-phase inverters. The latter, located on the same Printed Circuit Board (PCB) are powered by a common 48 V DC source and their switching frequency is set at  $F_s = 20 kHz$ . The aforementioned control laws are implemented in a dSpace MicroLabBox and the sampling frequency is synchronized with the switching one. In addition, a DC motor imposes a controlled load torque.

The purpose of the following experiments is to highlight the relevancy of the proposed CDM control compared to the standard MDQF method initially developed to drive MSS motor structures. It also aims at demonstrating the capability to drive the HCS motor structure at any speed and to enforce any power distribution reference even in case of faulty operation.

##### A. Control Methods Comparison for the HCS Structure

The first test consists in enforcing torque setpoint steps from its rated value to 0, and vice-versa between 0 ms and 40 ms. Meanwhile, the rotor speed is maintained constant by controlling the load torque. Both differential references are set to zero:  $\mathbf{I}_{d\delta}^* = 0$  and  $\mathbf{I}_{q\delta}^* = 0$ . Then, a step response

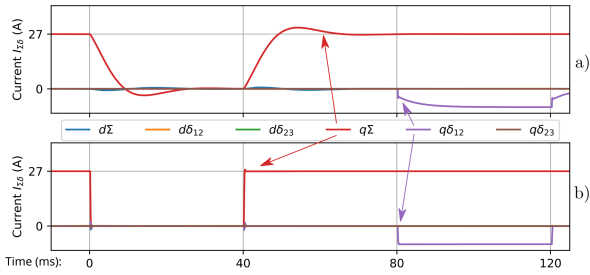


Fig. 15: Simulation results at  $N = 600 \text{ rpm}$  with a) the MDQF control and b) the proposed CDM control.

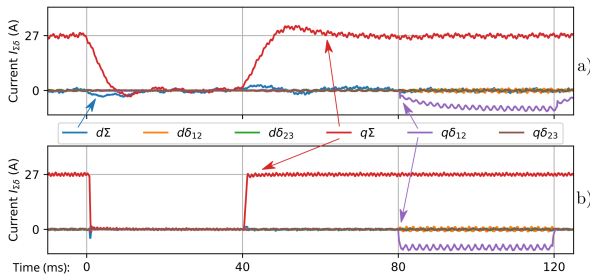


Fig. 16: Experimental results at  $N = 600 \text{ rpm}$  with a) the MDQF control and b) the proposed CDM control.

occurs on the  $q\delta_{12}$  component between  $80 \text{ ms}$  and  $120 \text{ ms}$  in order to validate the differential mode controller design. The test has been implemented in simulation (Fig. 15) using MATLAB/Simulink software. Worth to be mentioned here, the control feedforward terms used in this simulation are ideal since they perfectly match their actual counterparts (Fig. 6b and (9)).

First, the simulation results fully validate the predictions based on the open-loop frequency response. The standard MDQF method shows poor performances (Fig. 15a). The  $q$ -axis common mode current component ( $i_{q\Sigma}$ ) exhibits a significant overshoot and a long settling time ( $\approx 20 \text{ ms}$ ) which is consistent with its low computed open-loop cross frequency ( $\approx 50 \text{ Hz}$ ). This overshoot may lead to exceed the acceptable current limit in one of the elementary drives. Similarly, the  $\delta$ -axis settling time also proves to be large, which is in line with its reduced bandwidth (Fig. 13). Conversely the suggested CDM control structure exhibits good and similar performances regarding either  $i_{q\Sigma}$  or  $i_{q\delta_{12}}$  (Fig. 15b). It also highly mitigates the overshoot on the  $q\Sigma$ -axis. Each component features the same  $1 \text{ ms}$  settling time, which is fully consistent with the computed  $1 \text{ kHz}$  open-loop cross frequency (Fig. 13).

Second, the same test is then experimentally done. An anti-windup method is implemented on the duty-cycle values and, as it is on the actual system, only approximated parameters are used in the feedforward action (Fig. 16). As can be seen, the experimental waveforms are in close agreement with the simulation results (Fig. 15). In all measurements, the residual ripples on  $i_{q\Sigma}$  are due to the non-sinusoidal waveforms of back-emf (Fig. 12). Apart from that, a few other differences and similarities are worth to be mentioned.

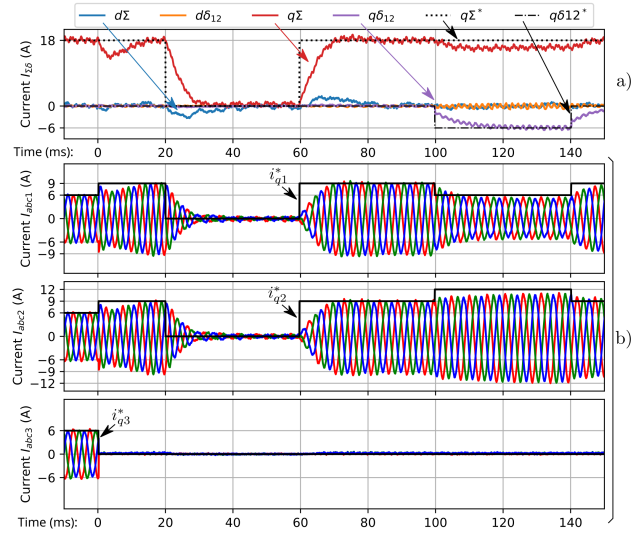


Fig. 17: Measured a)  $\Sigma\delta$  and b) sub-winding currents during  $q\Sigma$  and  $q\delta_{12}$  steps under  $abc3$  elementary drive deactivation with the standard MDQF control.

Regarding the standard MDQF technique, the measured  $d$ -axis common mode current component ( $i_{d\Sigma}$ ) is deeply impacted by the  $i_{q\Sigma}$  transient (Fig. 16a), which negatively induces a magnetic field transient in the air-gap. Indeed, in practice, the feed forward compensation terms (9) imperfectly compensates the coupling terms, since these terms are based on measurements of mutual inductances that are of course affected by uncertainties. Conversely, CDM approach presents very small discrepancies between simulation and experimental results. Even though the  $q$ -axis dynamics is slowed by the brief duty-cycle value saturation during transient, it is more than ten times faster than the the results obtained with the MDQF method. Moreover, using the CDM method, the  $d$ -axis common mode component is not impacted by the  $q$ -axis  $\Sigma$  component transient since it remains equal to zero (Fig. 16b). This proves that the  $dq$  axes decoupling remains efficient even though affected by measurement uncertainties. Indeed, the additional  $\Sigma\delta$  transform used in the CDM control method permits to base the feedforward compensation term on a single measurement, namely  $L_\Sigma$ . This latter measurement is truly quite easy to perform correctly.

Finally, the proposed CDM method is well adapted to drive a HCS structure. Since this method also improves the differential component control, it opens up the possibility to consider for future works the power-sharing between the different elementary drives.

### B. Faulty Operation

A second test is performed to illustrate the promising abilities of the HCS structure controlled with both the standard MDQF method (Fig. 17) and the proposed CDM method (Fig. 18). For both control methods, one of the three inverters is suddenly turned off at  $0 \text{ ms}$  while keeping  $i_{q\Sigma}^*$  constant to  $18 \text{ A}$ . This configuration corresponds to an open-winding fault operation. Then, the common mode component setpoint  $i_{q\Sigma}^*$  is set to  $0 \text{ A}$  between  $20 \text{ ms}$  and  $60 \text{ ms}$  and the remaining

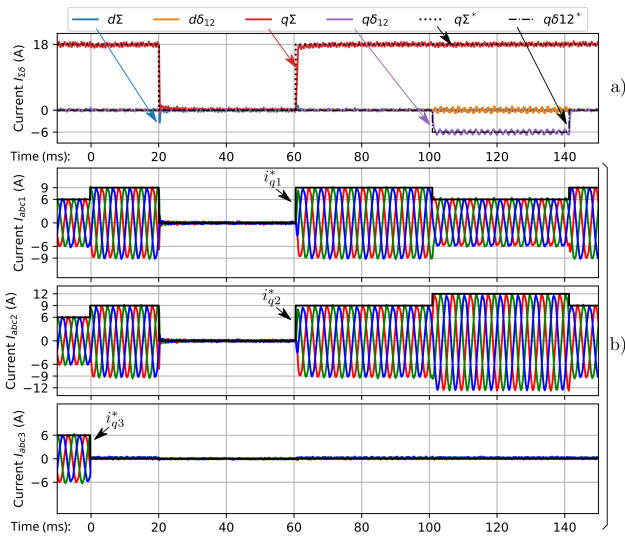


Fig. 18: Measured a)  $\Sigma\delta$  and b) sub-winding currents during  $q\Sigma$  and  $q\delta_{12}$  steps under  $abc3$  elementary drive deactivation with the proposed CDM control.

differential component setpoint  $i_{q\delta_{12}}^*$  is set to  $-6 A$  between  $100 ms$  and  $140 ms$ . These two step responses evaluate the fault ride through capacity of the structure.

Using the MDQF method, the common component ( $\Sigma$ ) is deeply affected by the open-winding fault and the differential component step response interferes with the common component behavior (Fig. 17). This is mainly due to the poor dynamical performances of the MDQF control, described in Fig. 13. Conversely, using the CDM method, the torque control remains effective even when only two out of three elementary drives are operating (Fig. 18a). Additionally, the power-sharing between the two remaining elementary drives is still operational since the differential component control can still be realized in such degraded mode (Fig. 18b).

## V. CONCLUSIONS AND PERSPECTIVES

The novel stator winding segmentation process studied in this article enables to supply an electric machine with a reduced DC-link voltage without changing its operational range or increasing the rated current of the feeding inverters. With its multiple degrees of freedom and high magnetic couplings, this attractive topology offers important control challenges which the present study addresses. The scope of the current contribution is limited to designing a proof of concept based on an existing three-phase machine configured as a segmented three-phase motor facing high positive magnetic coupling between each elementary drives. The developed approach consists in extending the standard  $dq$  transform with a common and differential modes transform. A comprehensive dynamical model is developed using analytical equations and FEA method. It shows that the extended transformation is suitable to easily track the control objectives, i.e. the global machine operating point (the torque and air-gap magnetic field) while ensuring a balanced power distribution between all the elementary drives. An experimental setup has been developed. The experiments show that the aforementioned model

is reliable, enabling to tune properly the control parameters. The stability enhancement provided by the proposed CDM control method compared to the standard MDQF technique has been shown. Moreover, the CDM control architecture can enforce balanced power distribution between elementary drives whatever the electric machine operating point and even under open-fault condition. As a consequence, the elementary drive power allocation ability seems to be an interesting opportunity for future research lines.

## APPENDIX

- HCS: *Highly Coupled Segmentation*
- MSS: *Multi-Sector Segmentation*
- MDQF: *Multiple dq-Frame*
- CDM: *Common and Differential Modes*
- MK3P: *Multiphase with  $k \times 3$  Phases*
- FEA: *Finite Element Analysis*
- HEFSM: *Hybrid Excitation Flux Switching Machine*

## REFERENCES

- [1] C. Zoeller, T. M. Wolbank, and M. A. Vogelsberger, "Inverter-fed drive stator insulation monitoring based on reflection phenomena stimulated by voltage step excitation," *ECCE 2016 - IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Proceedings*, DOI 10.1109/ECCE.2016.7855213, no. 838478, pp. 1–8, 2016.
- [2] M. Ghassemi, "Accelerated insulation aging due to fast, repetitive voltages: A review identifying challenges and future research needs," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 26, DOI 10.1109/TDEI.2019.008176, no. 5, pp. 1558–1568, 2019.
- [3] J. Wang, Y. Li, and Y. Han, "Integrated Modular Motor Drive Design With GaN Power FETs," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, DOI 10.1109/tia.2015.2413380, no. 4, pp. 3198–3207, 2015.
- [4] F. Maislinger, H. Ertl, G. Stojcic, C. Lagler, and F. Holzner, "Design of a 100 kHz wide bandgap inverter for motor applications with active damped sine wave filter," *The Journal of Engineering*, vol. 2019, DOI 10.1049/joe.2018.8059, no. 17, pp. 3766–3771, 2019.
- [5] C. Alosa, F. Immovilli, and E. Lorenzani, "Modular Multi-Three-Phase Electric Drives for Enhanced Reliability and Current Ripple Minimization," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, DOI 10.1109/IECON.2019.8927819, pp. 7108–7114, 2019.
- [6] G. Sala, G. Valente, M. D. Nardo, M. Degano, P. Zanchetta, and C. Gerada, "Power-Sharing Control in Bearingless Multi-Sector and Multi-Three-Phase Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, DOI 10.1109/TIE.2020.3026273, no. 10, pp. 9070–9080, 2021.
- [7] B. Rubey, A. Patzak, F. Bachheibl, A. Greifelt, and D. Gerling, "Lifetime estimation of a novel high current low resistance single phase plug-in connector for the ISCAD application," *14th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2017*, vol. 2018-Janua, DOI 10.1109/COBEP.2017.8257246, pp. 1–5, 2017.
- [8] A. H. Mohamed, H. Vansompel, and P. Sergeant, "Design of an Integrated DC-Link Structure for Reconfigurable Integrated Modular Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, DOI 10.1109/TIE.2021.3065620, no. c, 2021.
- [9] R. Abebe, G. Vakil, G. L. Calzo, T. Cox, S. Lambert, M. Johnson, C. Gerada, and B. Mecrow, "Integrated motor drives: State of the art and future trends," *IET Electric Power Applications*, vol. 10, DOI 10.1049/iet-epa.2015.0506, no. 8, pp. 757–771, 2016.
- [10] L. Verkroost, J. Van Damme, D. V. Bozalakov, F. De Belie, P. Sergeant, and H. Vansompel, "Simultaneous DC-Link and Stator Current Ripple Reduction with Interleaved Carriers in Multiphase Controlled Integrated Modular Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, DOI 10.1109/TIE.2020.2992965, no. 7, pp. 5616–5625, 2021.
- [11] E. Hoang and E. Labouré, "Electric machine supplied at low voltage and associated multicellular power train," Nov. 28 2019, US20190363599A1. [Online]. Available: <https://patentscope.wipo.int/search/fr/detail.jsf?docId=US277543730>
- [12] A. Cizeron, J. Ojeda, E. Labouré, and O. Béthoux, "Prediction of PWM-induced current ripple in subdivided stator windings using admittance analysis," *Energies*, vol. 12, DOI 10.3390/en12234418, Nov. 2019.



- [13] H. J. Raherimihaja, Q. Zhang, G. Xu, and X. Zhang, "Integration of Battery Charging Process for EVs into Segmented Three-Phase Motor Drive with V2G-Mode Capability," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, DOI 10.1109/TIE.2020.2978684, no. 4, pp. 2834–2844, 2021.
- [14] S. Rubino, O. Dordevic, R. Bojoi, and E. Levi, "Modular Vector Control of Multi-Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, DOI 10.1109/TIE.2020.3026271, no. 10, pp. 9136–9147, 2021.
- [15] D. Golovanov, D. Gerada, G. Sala, M. Degano, A. Trentin, P. H. Connor, Z. Xu, A. L. Rocca, A. Galassini, L. Tarisciotti, C. N. Eastwick, S. J. Pickering, P. Wheeler, J. Clare, M. Filipenko, and C. Gerada, "4-MW Class High-Power-Density Generator for Future Hybrid-Electric Aircraft," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, DOI 10.1109/TTE.2021.3068928, no. 4, pp. 2952–2964, 2021.
- [16] Z. Zhu, S. Wang, B. Shao, L. Yan, P. Xu, and Y. Ren, "Advances in dual-three-phase permanent magnet synchronous machines and control techniques," *Energies*, vol. 14, DOI 10.3390/en14227508, no. 22, 2021. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/22/7508>
- [17] G. Sala, M. Mengoni, G. Rizzoli, M. Degano, L. Zarri, and A. Tani, "Impact of Star Connection Layouts on the Control of Multiphase Induction Motor Drives under Open-Phase Fault," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, DOI 10.1109/TPEL.2020.3024205, no. 4, pp. 3717–3726, 2021.
- [18] S. Rubino, O. Dordevic, E. Armando, I. R. Bojoi, and E. Levi, "A Novel Matrix Transformation for Decoupled Control of Modular Multiphase PMSM Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, DOI 10.1109/TPEL.2020.3043083, no. 7, pp. 8088–8101, 2021.
- [19] C. C. Lin and Y. Y. Tzou, "An innovative multiphase PWM control strategy for a PMSM with segmented stator windings," *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 2015-May, DOI 10.1109/APEC.2015.7104362, no. May, pp. 270–275, 2015.
- [20] H. H. Hsu and Y. Y. Tzou, "FPGA control and implementation of a multiphase-interleaved PWM inverter for a segmented PMSM," *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 2015-Augus, DOI 10.1109/PEDS.2015.7203410, no. June, pp. 224–230, 2015.
- [21] D. Jiang, K. Liu, Z. Liu, Q. Wang, Z. He, and R. Qu, "Four-Module Three-Phase PMSM Drive for Suppressing Vibration and Common-Mode Current," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, DOI 10.1109/TIA.2021.3085542, no. 5, pp. 4874–4883, 2021.
- [22] G. Sala, G. Valente, D. Gerada, P. Zanchetta, and C. Gerada, "Post-Fault Operation of Bearingless Multisector SPM Machines by Space Vector Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, DOI 10.1109/TPEL.2019.2933922, no. 4, pp. 4168–4177, 2020.
- [23] Y. Hu, Z. Q. Zhu, and M. Odavic, "Comparison of Two-Individual Current Control and Vector Space Decomposition Control for Dual Three-Phase PMSM," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, DOI 10.1109/TIA.2017.2703682, no. 5, pp. 4483–4492, 2017.
- [24] W. Zhang, Y. Xu, H. Huang, and J. Zou, "Vibration reduction for dual-branch three-phase permanent magnet synchronous motor with carrier phase-shift technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, DOI 10.1109/TPEL.2019.2910311, no. 1, pp. 607–618, 2020.
- [25] G. Wu, S. Huang, Q. Wu, F. Rong, C. Zhang, and W. Liao, "Robust Predictive Torque Control of Nx3-Phase PMSM for High-Power Traction Application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, DOI 10.1109/TPEL.2020.2981914, no. 10, pp. 10799–10809, 2020.
- [26] X. Wang, G. Sala, H. Zhang, C. Gu, G. Buticchi, A. Formentini, C. Gerada, and P. Wheeler, "Torque Ripple Reduction in Sectorized Multi Three-Phase Machines Based on PWM Carrier Phase Shift," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, DOI 10.1109/TIE.2019.2931239, no. 6, pp. 4315–4325, 2020.
- [27] H. Zhang, P. Giangrande, G. Sala, Z. Xu, W. Hua, V. Madonna, D. Gerada, and C. Gerada, "Thermal Model Approach to Multisector Three-Phase Electrical Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, DOI 10.1109/TIE.2020.2977559, no. 4, pp. 2919–2930, 2021.
- [28] H. Ben Ahmed, L. Béthoux, A. Cizeron, E. Hoang, A. Juton, E. Labouré, A. Mercier, E. Monmasson, J. Ojeda, L. Queval, and G. Remy, "Electric Traction Chain with Segmented Power Supply," *23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE21 ECCE Europe)*, Sep. 2021.
- [29] Q. Zhang, H. J. Raherimihaja, G. Xu, and X. Zhang, "Design and Performance Analysis of Segmented Three-Phase IPMSM for EVs Integrated Battery Charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, DOI 10.1109/TIE.2020.3021642, no. 10, pp. 9114–9124, 2021.
- [30] D. W. Chung, J. S. Kim, and S. K. Sul, "Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, DOI 10.1109/28.663482, no. 2, pp. 374–380, 1998.



**Antoine Cizeron** received the MSc degree in electrical engineering from Université Paris-Saclay in 2019. Since then, he has been working toward the Ph. D. degree in the Group of electrical engineering - Paris (GeePs, UMR CNRS 8507) and the Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie laboratory (SATIE, UMR CNRS 8029). His current research interests include modeling and control of motor drives.



**Javier Ojeda** (M'06) was born in Buenos Aires, Argentina. He received the Ph.D. degree in electrical engineering from Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, in 2009. Since 2010, he is an assistant professor in the Ecole Normale Supérieure Paris-Saclay, SATIE Laboratory and EEA teaching Department. His current research interests include modeling and control of multiphase motors.



**Eric Monmasson** (M'96-SM'06) received the Ing. and Ph.D. degrees from the Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs d'Electrotechnique d'Electronique d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse, Toulouse, France, in 1989 and 1993, respectively. Since 2003, he is a Full Professor at the University of Cergy-Pontoise, Cergy-Pontoise, France. He is also with the Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie laboratory (SATIE, UMR CNRS 8029), Cergy-Pontoise. He is the author or coauthor of 3 books and more than 200 scientific papers. His current research interests include the control of power electronics, electrical motors and generators, and FPGA-based and SoC-based industrial control systems. Dr. Monmasson was the Chair of the technical committee on Electronic Systems-on-Chip of the IEEE Industrial Electronics Society from 2008 to 2011. He is also a member of the steering committee of the European Power Electronics Association and he was the Chair of the number one technical committee of the International Association for Mathematics and Computers in Simulation (2011-2017). He is an Associate Editor of the IEEE Transactions on Industrial Informatics and the Editor-in-Chief of the IEEE Industrial Electronics Magazine.



**Olivier Béthoux** received the M.Sc. degree from Ecole Centrale de Lille, Villeneuve-d'Ascq, France, in 1990, and the Ph.D. degree from The University of Cergy-Pontoise, Pontoise, France, in 2005. From 1992 to 1997, he was a Research Engineer with the Alstom Research Center, France. From 1999 to 2017 he has been an Assistant Professor first in the Ecole Nationale d'Electronique et de ses Applications (ENSEA) and then in the Paris-Saclay University, France. Since 2017, he is a Full Professor at the Sorbonne Université, Paris, France. He has also been with the Group of electrical engineering - Paris (GeePs, UMR CNRS 8507), Paris. He is the author or coauthor of 2 books and more than 150 scientific papers. His main research interests include the analysis, design, control, and fault diagnosis of power electronics and electric machines. He is also deeply involved in advanced control techniques and energy management of fuel cells and photovoltaic systems.

# Chapitre 7

## Conclusion et perspectives

L'écriture d'une habilitation à diriger des recherches est un moment d'introspection sur ce qu'ont été les premières années de recherche sur une thématique et un moment de projection sur ce que seront les prochaines années en termes de thématiques, d'organisation de la recherche, de perspectives d'industrialisation, etc. Qui plus est l'écriture est périlleuse entre d'un côté l'envie d'être pédagogique et donc de décrire finement son travail et de l'autre, être capable de synthèse et de recul sur son travail. C'est sur cette crête périlleuse que doivent s'engager celles et ceux qui souhaitent passer cette étape importante de la vie d'un chercheur.

Dans ce mémoire, j'ai décrit trois thématiques de recherches qui me semblent pertinentes par rapport aux contextes scientifiques actuels. Les trois thématiques rentrent dans le cadre de l'amélioration des contraintes d'usage des machines électriques en s'appuyant sur :

- L'amélioration de la résilience aux défauts des machines électriques par l'augmentation du nombre de phases actives. Les machines à grand nombre de phases tendent à sortir du cadre strict des applications nécessitant une grande résilience aux défauts pour se démocratiser à toutes les applications. Le nombre de phases devient un critère d'optimisation de la structure tout comme le nombre de paires de pôles pour offrir à ces machines de nouveaux degrés de liberté d'alimentation et de commande tout à garantissant une résilience accrue.
- L'amélioration de la détection des défauts par le diagnostic vibratoire couplé à l'optimisation de la machine électrique. La machine électrique doit devenir une structure simple à diagnostiquer pour être capable de détecter et de localiser des défauts, d'anticiper des défauts graves, voire de s'autoréparer. Tout cela ne peut être possible qu'en couplant la méthode de détection des défauts à la structure même de la machine et à son dimensionnement.
- A l'intégration d'une chaîne de traction batterie - électronique de puissance - machine par le développement d'une structure fractionnée. Les chercheurs sont en quête d'une réponse à l'optimisation globale d'une chaîne de traction ; à savoir la tension d'alimentation globale, l'adéquation entre la batterie et la machine électrique et l'intégration physique de la machine avec son alimentation. C'est à tous ces défis que tentent de répondre les structures fractionnées tout en ajoutant de nouveaux degrés de liberté sur le dimensionnement et la commande.

L'écriture de ce mémoire commença en 2019 pour s'achever en 2022. A l'évocation de cette fourchette d'années pour l'écriture d'un mémoire, nous pourrions penser que celle-ci fut un chemin de croix notamment en considérant la crise sanitaire mondiale. Néanmoins, le temps d'écriture a plutôt été un moment agréable entre une introspection scientifique mais également personnelle. Ces temps furent pour moi des temps de réflexion sur ce qui me motive dans la recherche, sur ce qui je souhaite développer et sur les chemins que je souhaite emprunter. Loin de me dissuader d'arrêter la recherche notamment en ces temps difficiles, l'écriture de l'habilitation à diriger des recherches a été pour moi un accélérateur d'envie pour les années à venir.



# Bibliographie

- [60] J. O. Fiedler, K. A. Kasper, F. Chaparro, and R. W. De Doncker, “Effectiveness of noise reducing measures in switched reluctance drives,” *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, vol. 3, no. c, pp. 1163–1170, 2006.
- [61] E. Uygun, M. Hecquet, A. Tounzi, D. Depernet, V. Lanfranchi, S. Bruno, and T. Tollance, “Influence of the load angle on magnetic radial forces and torque ripple of a low power permanent magnet synchronous machine,” *Mathematics and Computers in Simulation*, may 2020.
- [62] J. Le Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, and P. Brochet, “Characterization and Reduction of Audible Magnetic Noise Due to PWM Supply in Induction Machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 1288–1295, apr 2010.
- [63] I.-J. Yang, S.-H. Lee, K.-B. Lee, J. Lee, W.-H. Kim, and I.-S. Jang, “A process to reduce the electromagnetic vibration by reducing the spatial harmonics of air gap magnetic flux density,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 57, pp. 1–6, 2 2021.
- [64] J. L. Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, R. Romary, and P. Brochet, “Optimal slot opening width for magnetic noise reduction in induction motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, pp. 869–874, 2009.
- [65] M. Zhang, I. Bahri, X. Mininger, C. Vlad, H. Xie, E. Berthelot, and W. Hu, “Vibration reduction controller for a switched reluctance machine based on hw/sw partitioning,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 17, pp. 3879–3889, 6 2021.
- [66] R. M. Pindoriya, A. K. Yadav, B. S. Rajpurohit, and R. Kumar, “A novel application of random hysteresis current control technique for acoustic noise and vibration reduction of pmsm drive,” vol. 56, pp. 1–8, IEEE, 10 2020.
- [67] M. Elamin, Y. Yasa, Y. Sozer, J. Kutz, J. Tylanda, and R. L. Wright, “Effects of windows in stator and rotor poles of switched reluctance motors in reducing noise and vibration,” pp. 1–6, IEEE, 5 2017.
- [68] C. Gan, J. Wu, Q. Sun, W. Kong, H. Li, and Y. Hu, “A review on machine topologies and control techniques for low-noise switched reluctance motors in electric vehicle applications,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 31430–31443, 2018.
- [69] Y. Qin, X. Tang, T. Jia, Z. Duan, J. Zhang, Y. Li, and L. Zheng, “Noise and vibration suppression in hybrid electric vehicles : State of the art and challenges,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 124, p. 109782, 5 2020.
- [70] A. Rezig, W. Boudendouna, A. Djerdir, and A. N ?Diaye, “Investigation of optimal control for vibration and noise reduction in-wheel switched reluctance motor used in electric vehicle,” *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 167, pp. 267–280, 1 2020.
- [71] P. Bonneel, J. L. Besnerais, R. Pile, and E. Devillers, “Pyleecan : An open-source python object-oriented software for the multiphysic design optimization of electrical machines,” pp. 948–954, IEEE, 9 2018.
- [72] J. Delcambre, P. François, and B. Jost, “Bruit des matériels électriques,” *Techniques de l’ingénieur*, vol. D566, 1985.
- [73] X. Mininger, N. Galopin, X. Ojeda, F. Bouillault, and M. Gabsi, “Modeling of Magnetoelastic and Piezoelectric Coupling : Application to SRM Noise Damping,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, pp. 1218–1221, mar 2009.

- [74] O. Lahyaoui, V. Lanfranchi, N. Buiron, J.-D. Chazot, and C. Langlois, "Investigation on mechanical resonance induced by magnetostriction in a structure based on si-fe sheets," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, pp. 1–12, 12 2018.
- [75] F. Lin, S. Zuo, and W. Deng, "Impact of rotor eccentricity on electromagnetic vibration and noise of permanent magnet synchronous motor," *Journal of Vibroengineering*, vol. 20, pp. 923–935, 3 2018.
- [76] A. Bongiovì and A. Cattanei, "Spectral decomposition of the aerodynamic noise generated by rotating sources," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 330, no. 1, pp. 136–152, 2011.
- [77] N. Sadowski, Y. Lefèvre, M. Lajoie-Mazenc, and J. P. A. Bastos, "Sur le calcul des forces magnétiques," *Journal de Physique III*, vol. 2, pp. 859–870, may 1992.
- [78] O. Barre, *Contribution à l'étude des formulations de calcul de la force magnétique en magnéto-statique, approche numérique et validation expérimentale*. PhD thesis, Université des sciences et technologies de Lille, 2003.
- [79] Z. Yang, W. Li, Y. Gou, and T. Cai, "Research on Radial Force of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Maxwell," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 15, pp. 2601–2608, nov 2020.
- [80] R. Pile, *Méthodes numériques appliquées au calcul des vibrations d'origine électromagnétique : schémas de projection des efforts magnétiques et développement de modèles réduits*. PhD thesis, Université de Lille, 2021.
- [81] E. Devillers, J. L. Besnerais, T. Lubin, M. Hecquet, and J. P. Lecointe, "A review of subdomain modeling techniques in electrical machines : Performances and applications," *Proceedings - 2016 22nd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2016*, pp. 86–92, 2016.
- [82] E. Devillers, G. Despret, M. Hecquet, J. Le Besnerais, T. Lubin, and J.-P. Lecointe, "Approche «sous-domaine vs perméance analytique» en vue d'estimer le contenu spatio-temporel des harmoniques de forces radiales d'une machine asynchrone," in *Symposium de Génie Electrique-SGE 2018*, 2018.
- [83] I. Eguren, G. Almandoz, A. Egea, X. Badiola, and A. Urdangarin, "Understanding switched-flux machines : A mmf-permeance model and magnetic equivalent circuit approach," *IEEE Access*, pp. 1–1, 2022.
- [84] M. Fakam, M. Hecquet, V. Lanfranchi, and A. Randria, "Design and magnetic noise reduction of the surface permanent magnet synchronous machine using complex air-gap permeance," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, pp. 1–9, 4 2015.
- [85] E. Devillers, M. Hecquet, and J. L. Besnerais, "A new hybrid method for the fast computation of airgap flux and magnetic forces in ipmsm," *2017 12th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2017*, 2017.
- [86] S. Ouagued, Y. Amara, and G. Barakat, "Comparison of hybrid analytical modelling and reluctance network modelling for pre-design purposes," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 130, pp. 3–21, dec 2016.
- [87] S. Yang, S. Asfirane, S. Hlioui, S. Mezani, G. Krebs, Y. Amara, G. Barakat, M. Gabsi, and W. Hua, "Introduction to mesh based generated lumped parameter models for electromagnetic problems," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 5, pp. 152–162, jun 2021.
- [88] J. Le Besnerais, "Vibroacoustic Analysis of Radial and Tangential Air-Gap Magnetic Forces in Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, pp. 1–9, jun 2015.
- [89] J. Hallal, A. H. Rasid, F. Druesne, and V. Lanfranchi, "Comparison of radial and tangential forces effect on the radial vibrations of synchronous machines," in *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 243–248, IEEE, feb 2019.
- [90] R. Pile, J. Le Besnerais, G. Parent, E. Devillers, T. Henneron, Y. Le Menach, and J.-P. Lecointe, "Analytical study of air-gap surface force ? application to electrical machines," *Open Physics*, vol. 18, pp. 658–673, oct 2020.

- [91] R. Pile, J. L. Besnerais, G. Parent, E. Devillers, T. Henneron, Y. L. Menach, and J.-P. Lecointe, "Analytical study of air-gap surface force ? application to electrical machines," *Open Physics*, vol. 18, pp. 658–673, 10 2020.
- [92] E. Devillers, M. Hecquet, J. L. Besnerais, and M. Regniez, "Tangential effects on magnetic vibrations and acoustic noise of induction machines using subdomain method and electromagnetic vibration synthesis," pp. 1–8, IEEE, 5 2017.
- [93] Tesla, "Tesla model S."
- [94] B. Julien, *Modélisation analytique magnéto-acoustique des machines synchrones à commutation de flux à aimants permanents : optimisation du dimensionnement*. PhD thesis, 2015.
- [95] M. Bösing, "Acoustic Modeling of Electrical Drives," no. September 2013, pp. 17–42, 2013.
- [96] B. Laurent, *Calcul du rayonnement acoustique de structures à partir de données vibratoires par une méthode de sphère équivalente*. PhD thesis, Institut national dse sciences appliquées de Lyon, 1996.
- [97] J. Jouhaneau, "Rayonnement des ondes acoustiques," *Techniques de l'ingénieur*, vol. TE5132 v1, no. 0, 2001.
- [98] E. Devillers, M. Hecquet, X. Cimetiere, J.-P. Lecointe, J. L. Besnerais, and T. Lubin, "Experimental benchmark for magnetic noise and vibrations analysis in electrical machines," pp. 745–751, IEEE, 9 2018.
- [99] "U.S. Energy Information Administration."
- [100] A. H. Bonnett and C. Yung, "Increased efficiency versus increased reliability," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 14, no. 1, pp. 29–36, 2008.
- [101] H. Jean, *Pratique de la maintenance préventive*. Dunod, 2017.
- [102] O. Thorsen and M. Dalva, "A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1186–1196, 1995.
- [103] Shaoyong Yang, A. Bryant, P. Mawby, Dawei Xiang, Li Ran, and P. Tavner, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 1441–1451, may 2011.
- [104] A. Abid, M. T. Khan, and J. Iqbal, "A review on fault detection and diagnosis techniques : basics and beyond," *Artificial Intelligence Review*, vol. 54, pp. 3639–3664, jun 2021.
- [105] S. Katipamula and M. R. Brambley, "Methods for fault detection, diagnostics, and prognostics for building systems-a review, part i," 2005.
- [106] H. Mahgoun, R. E. Bekka, and A. Felkaoui, "Gearbox Fault Detection using a New Denoising Method Based on Ensemble Empirical Mode Decomposition and Fft," *Surveillance 7 International Conference*, pp. 1–11, 2013.
- [107] S. Jin, J.-S. Kim, and S.-K. Lee, "Sensitive method for detecting tooth faults in gearboxes based on wavelet denoising and empirical mode decomposition," *Journal of Mechanical Science and Technology*, vol. 29, pp. 3165–3173, aug 2015.
- [108] A. Abid, M. T. Khan, and M. S. Khan, "Multidomain Features-Based GA Optimized Artificial Immune System for Bearing Fault Detection," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics : Systems*, vol. 50, no. 1, pp. 348–359, 2020.
- [109] J. Seshadrinath, B. Singh, and B. K. Panigrahi, "Vibration analysis based interturn fault diagnosis in induction machines," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, pp. 340–350, 2 2014.
- [110] K. N. Gupta, "Vibration ? a tool for machine diagnostics and condition monitoring," *Sadhana*, vol. 22, pp. 393–410, 6 1997.
- [111] M. Tsyppkin, "Induction motor condition monitoring : Vibration analysis technique ? diagnosis of electromagnetic anomalies," pp. 1–7, IEEE, 9 2017.

- [112] J. Harmouche, C. Delpha, and D. Diallo, "Improved fault diagnosis of ball bearings based on the global spectrum of vibration signals," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, pp. 376–383, 3 2015.
- [113] R. F. R. Junior, I. A. dos Santos Areias, and G. F. Gomes, "Fault detection and diagnosis using vibration signal analysis in frequency domain for electric motors considering different real fault types," *Sensor Review*, vol. 41, pp. 311–319, 8 2021.
- [114] I. Atoui, H. Meradi, R. Boulkroune, R. Saidi, and A. Grid, "Fault detection and diagnosis in rotating machinery by vibration monitoring using fft and wavelet techniques," pp. 401–406, IEEE, 5 2013.
- [115] Z. Liu, L. Zhang, and J. Carrasco, "Vibration analysis for large-scale wind turbine blade bearing fault detection with an empirical wavelet thresholding method," *Renewable Energy*, vol. 146, pp. 99–110, 2 2020.
- [116] M. Z. Ali, M. N. S. K. Shabbir, X. Liang, Y. Zhang, and T. Hu, "Machine learning-based fault diagnosis for single- and multi-faults in induction motors using measured stator currents and vibration signals," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, pp. 2378–2391, 5 2019.
- [117] M. Tsytkin, "Induction motor condition monitoring : Vibration analysis technique - a twice line frequency component as a diagnostic tool," pp. 117–124, IEEE, 5 2013.
- [118] B. Marcin, "Vibration diagnostic method of permanent magnets generators - detecting of vibrations caused by unbalance," pp. 1–6, IEEE, 3 2014.
- [119] F. Immovilli, A. Bellini, R. Rubini, and C. Tassoni, "Diagnosis of bearing faults in induction machines by vibration or current signals : A critical comparison," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 1350–1359, 7 2010.
- [120] M. O. Younsi, J. P. Lecointe, O. Ninet, F. Morganti, J. F. Brudny, and F. Zidat, "A noninvasive external flux based method for in-service induction motors torque estimation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, pp. 782–788, 2019.
- [121] M. Cuevas, R. Romary, J.-P. Lecointe, F. Morganti, and T. Jacq, "Noninvasive detection of winding short-circuit faults in salient pole synchronous machine with squirrel-cage damper," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 5988–5997, 11 2018.
- [122] P. Bonneel, J. L. Besnerais, E. Devillers, C. Marinel, and R. Pile, "Design optimization of innovative electrical machines topologies based on pylecan open-source object-oriented software," pp. 2493–2499, IEEE, 8 2020.
- [123] M. Jafarboland and H. B. Farahabadi, "Optimum design of the stator parameters for noise and vibration reduction in bldc motor," *IET Electric Power Applications*, vol. 12, pp. 1297–1305, 11 2018.
- [124] G. Verez, G. Barakat, G. Hoblos, O. Bennouna, and Y. Amara, "Vibrations et bruit d'origine électromagnétique dans les machines synchrones à aimants permanents ayant des combinaisons nombre de pôles / nombre d'encoches différents," in *Symposium de Génie Électrique 2014*, (Cachan, France), July 2014.
- [125] M. Jeannerot, M. Ouisse, V. Lanfranchi, J. Dupont, and E. Sadoulet-Reboul, "Two-level global sensitivity analysis of the excitation contributions leading to acoustic noise in an electric motor for the purpose of robust optimisation," *IET Electric Power Applications*, vol. 15, pp. 1666–1677, dec 2021.
- [126] M. Belhadi, G. Krebs, C. Marchand, H. Hannoun, and X. Mininger, "Geometrical optimization of SRM on operating mode for automotive application," *Electrical Engineering*, vol. 100, pp. 303–310, mar 2018.
- [127] N. Ferkha, M. R. Mekideche, F. Peyraut, A. Miraoui, A. Djerdir, and A. O. N-diaye, "Optimal design of geometrical and physical parameters of permanent magnet machines in the purpose to reduce its vibratory behavior," in *2013 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems*, pp. 1–6, IEEE, oct 2013.

- [128] M. R. Raia, S. Ciceo, F. Chauvicourt, and C. Martis, "Influence of Stator Teeth Harmonic Shaping on the Vibration Response of an Electrical Machine," in *2020 International Conference and Exposition on Electrical And Power Engineering (EPE)*, pp. 193–199, IEEE, oct 2020.
- [129] A. Frias, P. Pellerey, A. K. Lebouc, C. Chillet, V. Lanfranchi, G. Friedrich, L. Albert, and L. Humbert, "Rotor and stator shape optimization of a synchronous machine to reduce iron losses and acoustic noise," in *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 98–103, IEEE, oct 2012.
- [130] C. Hodge, S. Williamson, and S. Smith, "Direct Drive Marine Propulsion Motors," *Society*, vol. 44, no. JANUARY 2002, pp. 259–64, 2011.
- [131] R. Bojoi, S. Rubino, A. Tenconi, and S. Vaschetto, "Multiphase electrical machines and drives : A viable solution for energy generation and transportation electrification," pp. 632–639, IEEE, 10 2016.
- [132] K. Nounou, J. F. Charpentier, K. Marouani, M. Benbouzid, and A. Kheloui, "Emulation of an electric naval propulsion system based on a multiphase machine under healthy and faulty operating conditions," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, pp. 6895–6905, 8 2018.
- [133] F. Scuiller, J.-F. Charpentier, E. Semail, and S. Clenet, "Comparison of two 5-phase permanent magnet machine winding configurations. application on naval propulsion specifications," pp. 34–39, IEEE, 5 2007.
- [134] B. C. Mecrow, A. G. Jack, D. J. Atkinson, S. Green, G. J. Atkinson, A. King, and B. Green, "Design and testing of a 4 phase fault tolerant permanent magnet machine for an engine fuel pump," in *IEMDC 2003 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 2, pp. 1301–1307, IEEE, 2003.
- [135] J. Bennett, B. Mecrow, D. Atkinson, C. Maxwell, and M. Benarous, "Fault-tolerant electric drive for an aircraft nose wheel steering actuator," *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 1, no. 3, p. 117, 2011.
- [136] R. Bojoi, A. Cavagnino, A. Tenconi, and S. Vaschetto, "Control of shaft-line-embedded multiphase starter/generator for aero-engine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 641–652, jan 2016.
- [137] L. De Lillo, L. Empringham, P. W. Wheeler, S. Khwan-On, C. Gerada, M. N. Othman, and X. Huang, "Multiphase power converter drive for fault-tolerant machine development in aerospace applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 575–583, feb 2010.
- [138] A. S. Thomas, Z. Q. Zhu, R. L. Owen, G. W. Jewell, and D. Howe, "Multi-Phase Flux-Switching Permanent Magnet Brushless Machine for Aerospace Application," pp. 1–8, 2008.
- [139] F. Baudart, T. Labbé, and J. Demelenne, "Stratégies de commande en mode dégradé d' actionneurs électromécaniques à moteurs synchrones destinés à des applications spatiales," *Jeunes Chercheurs en Génie Electrique*, pp. 1–6, 2008.
- [140] V. Katic, I. Subotic, N. Bodo, E. Levi, B. Dumnic, and D. Milicevic, "Overview of fast on-board integrated battery chargers for electric vehicles based on multiphase machines and power electronics," *IET Electric Power Applications*, vol. 10, no. 3, pp. 217–229, 2016.
- [141] A. Salem and M. Narimani, "A Review on Multiphase Drives for Automotive Traction Applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, pp. 1329–1348, dec 2019.
- [142] B. Zhang, H. Bai, S. D. Pekarek, W. Eversman, R. Krefta, G. Holbrook, and D. Buening, "Comparison of 3-, 5-, and 6-phase machines for automotive charging applications," *IEMDC 2003 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 3, pp. 1357–1362, 2003.
- [143] F. Yu, Z. Zhu, X. Liu, and Z. Zhang, "Electric-drive-reconstructed onboard charger for solar-powered electric vehicles incorporating six-phase machine," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2022.
- [144] R. Bojoi, S. Rubino, A. Tenconi, and S. Vaschetto, "Multiphase electrical machines and drives : A viable solution for energy generation and transportation electrification," in *2016 International*



*Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, pp. 632–639, IEEE, oct 2016.

- [145] W. Li, K. T. Chau, and T. W. Ching, “A six-phase transverse-flux-reversal linear machine for low-speed reciprocating power generation,” *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 618–623, 2015.
- [146] M. J. Durán, S. Kouro, B. Wu, E. Levi, F. Barrero, and S. Alepuz, “Six-phase pmsg wind energy conversion system based on medium-voltage multilevel converter,” in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, IEEE, 2011.
- [147] N. A. Ayeahunie, “MultiPhase Permanent Magnet Synchronous Generators for Offshore Wind Energy System,” *Norwegian University of Science and Technology Department of Electric Power Engineering*, no. July, 2011.
- [148] N. Bianchi, S. Bolognani, and M. D. Prè, “Design of a fault-tolerant IPM motor for electric power steering,” *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2005, no. 4, pp. 2873–2880, 2005.
- [149] C. Ditmanson, P. Hein, S. Kolb, J. Molck, and S. Bernet, “A new modular flux-switching permanent-magnet drive for large wind turbines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3787–3794, 2014.
- [150] V. Gmbh, “VENPOWER GmbH,” no. August, 2009.
- [151] F. Scuiller, “Génératrice Synchrone à Aimants multi-étoile pour améliorer le facteur de charge d’une hydrolienne,” no. Sge, pp. 7–9, 2016.
- [152] A. S. Abdel-Khalik, M. I. Masoud, S. Ahmed, and A. M. Massoud, “Effect of current harmonic injection on constant rotor volume multiphase induction machine stators : A comparative study,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, pp. 2002–2013, 11 2012.
- [153] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, A. S. Thomas, and D. Howe, “Optimal combination of stator and rotor pole numbers in flux-switching pm brushless ac machines,” 2008.
- [154] G. D. Donato and F. Caricchi, “On the Reliability of Electrical Drives for Safety-Critical Applications \*,” no. 2, pp. 313–327.
- [155] J. W. Bennett, G. J. Atkinson, B. C. Mecrow, and D. J. Atkinson, “Fault-tolerant design considerations and control strategies for aerospace drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2049–2058, may 2012.
- [156] F. Mekri, S. B. Elghali, and M. E. H. Benbouzid, “Fault-tolerant control performance comparison of three-and five-phase PMSG for marine current turbine applications,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 2, pp. 425–433, 2013.
- [157] O. Fall, J.-f. Charpentier, N.-k. Nguyen, and P. Letellier, “Comparaison de Performances de Différentes Structures de Machines Synchrones à Aimants Permanents ( MSAP ) Polyphasées en Mode Normal et en Modes Dégradés en Vitesse Variable avec Défluxage pour des Applications Hydroliennes,” no. Sge, pp. 7–9, 2016.
- [158] J. Booker, C. Patel, and P. Mellor, “Modelling green vtol concept designs for reliability and efficiency,” *Designs*, vol. 5, p. 68, 10 2021.
- [159] J. D. Booker, R. Lock, S. Williamson, and J. F. Gómez, “Effective practices for the concept design of electromechanical systems,” *Journal of Engineering, Design and Technology*, vol. 14, pp. 489–506, 7 2016.
- [160] J. J. Kammermann, *Potential analysis of electrical drive trains according to application requirements*. PhD thesis, Technische Universität München, 2019.
- [161] J. Swanke, H. Zeng, and T. M. Jahns, “Modular fault-tolerant machine design with improved electromagnetic isolation for urban air mobility (uam) aircraft,” pp. 4570–4577, IEEE, 10 2021.
- [162] A. D. Pizzo, L. P. D. Noia, A. O. D. Tommaso, R. Miceli, and R. Rizzo, “Comparison between 3-ph and 6-ph pmsm drives for the electric propulsion of unmanned aerial vehicles,” pp. 1–5, IEEE, 7 2021.

- [163] I. Bolvashenkov, J. Kammermann, and H. G. Herzog, "Research on reliability and fault tolerance of multi-phase traction electric motors based on Markov models for multi-state systems," in *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2016*, pp. 1166–1171, IEEE, jun 2016.
- [164] W. Li and M. Cheng, "Reliability analysis and evaluation for flux-switching permanent magnet machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 1760–1769, mar 2019.
- [165] A. Jack, B. Mecrow, and J. Haylock, "A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 4, pp. 889–895, 1996.
- [166] F. Scuiller, E. Semail, and J. Charpentier, "Comparison of conventional and unconventional 5-phase PM motor structures for naval applications," *IASME Transactions*, no. 1, pp. 1–10, 2004.
- [167] M. Slunjski, O. Dordevic, M. Jones, and E. Levi, "Symmetrical/Asymmetrical Winding Reconfiguration in Multiphase Machines," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 12835–12844, 2020.
- [168] H. Guo and J. Xu, "Fault tolerant control with torque limitation based on fault mode for ten-phase permanent magnet synchronous motor," *Chinese Journal of Aeronautics*, vol. 28, no. 5, pp. 1464–1475, 2015.
- [169] L. Lu, B. Aslan, L. Kobylanski, P. Sandulescu, F. Meinguet, X. Kestelyn, and E. Semail, "Computation of optimal current references for flux-weakening of multi-phase synchronous machines," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, no. 1, pp. 3610–3615, 2012.
- [170] A. Mohammadpour and L. Parsa, "A unified fault-tolerant current control approach for five-phase PM motors with trapezoidal back EMF under different stator winding connections," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3517–3527, 2013.
- [171] M. J. Duran, I. Gonzalez Prieto, M. Bermudez, F. Barrero, H. Guzman, and M. R. Arahall, "Optimal fault-tolerant control of six-phase induction motor drives with parallel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 629–640, 2016.
- [172] F. Baudart, B. Dehez, E. Matagne, D. Telteu-Nedelcu, P. Alexandre, and F. Labrique, "Torque Control Strategy of Polyphase Permanent-Magnet Synchronous Machines With Minimal Controller Reconfiguration Under Open-Circuit Fault of One Phase," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2632–2644, jun 2012.
- [173] S. C. Rangari, H. M. Suryawanshi, and M. Renge, "New Fault-Tolerant Control Strategy of Five-Phase Induction Motor with Four-Phase and Three-Phase Modes of Operation," *Electronics*, vol. 7, p. 159, aug 2018.
- [174] A. K. M. Arafat and S. Choi, "Optimal sustainable fault tolerant control of five-phase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor," in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1022–1028, IEEE, may 2015.
- [175] N. Bianchi, S. Bolognani, and M. D. Pr e, "Strategies for the fault-tolerant current control of a five-phase permanent-magnet motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 960–970, 2007.
- [176] F. Yu, M. Cheng, W. Hua, and K. T. Chau, "Fault tolerant control of triple star-winding flux switching permanent magnet motor drive due to open phase," *2015 10th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2015*, 2015.
- [177] Y. Zhang and J. Jiang, "Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems," *Annual Reviews in Control*, vol. 32, pp. 229–252, dec 2008.
- [178] F. Wu and A. M. El-Refaeie, "Flexibility of remediation methods for winding open circuit faults in a multiphase PM machine considering iron losses minimization," *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2019*, pp. 3889–3896, 2019.
- [179] L. Guo and L. Parsa, "Model reference adaptive control of five-phase IPM motors based on neural network," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, pp. 1500–1508, 2012.

- [180] O. Béthoux, E. Labouré, E. Berthelot, A. Kolli, and A. De Bernardinis, “An advanced control for a PM synchronous motor drive in power degraded mode,” *Mathematics and Computers in Simulation*, feb 2019.
- [181] H. Qiu-Liang, C. Yong, and X. Li, “Fault-Tolerant Control Strategy for Five-Phase PMSM With Third-Harmonic Current Injection,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 58501–58509, 2018.
- [182] D. T. Vu, N. K. Nguyen, E. Semail, and H. Wu, “Adaline-based control schemes for non-sinusoidal multiphase drives—part i : Torque optimization for healthy mode,” *Energies*, vol. 14, p. 8302, 12 2021.
- [183] D. T. Vu, N. K. Nguyen, E. Semail, and H. Wu, “Adaline-based control schemes for non-sinusoidal multiphase drives—part ii : Torque optimization for faulty mode,” *Energies*, vol. 15, p. 249, 12 2021.
- [184] D. T. Vu, N. K. Nguyen, and E. Semail, “Fault-tolerant control for nonsinusoidal multiphase drives with minimum torque ripple,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, pp. 6290–6304, 6 2022.
- [185] A. Akay and P. Lefley, “Torque ripple reduction method in a multiphase pm machine for no-fault and open-circuit fault-tolerant conditions,” *Energies*, vol. 14, p. 2615, 5 2021.
- [186] B. C. Mecrow, A. G. Jack, D. J. Atkinson, S. Green, G. J. Atkinson, A. King, and B. Green, “Design and testing of a 4 phase fault tolerant permanent magnet machine for an engine fuel pump,” in *IEMDC 2003 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 2, pp. 1301–1307, IEEE, 2003.
- [187] B. Zhang, H. Bai, S. D. Pekarek, W. Eversman, R. Krefta, G. Holbrook, and D. Buening, “Comparison of 3-, 5-, and 6-phase machines for automotive charging applications,” *IEMDC 2003 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 3, pp. 1357–1362, 2003.
- [188] L. Shao, W. Hua, F. Li, J. Soulard, Z. Q. Zhu, and Z. Wu, “A Comparative Study on Nine - and Twelve - Phase Flux - Switching Permanent - Magnet Wind Power Generators,” vol. 1, pp. 1–8, 2018.
- [189] K. B. Tawfiq, M. N. Ibrahim, E. E. EL-Kholy, and P. Sergeant, “Refurbishing three-phase synchronous reluctance machines to multiphase machines,” *Electrical Engineering*, 2020.
- [190] F. Mekri, S. B. Elghali, and M. E. H. Benbouzid, “Fault-tolerant control performance comparison of three-and five-phase PMSG for marine current turbine applications,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 2, pp. 425–433, 2013.
- [191] A. S. Al-Adsani and N. Schofield, “Comparison of three- and nine-phase hybrid permanent magnet generators,” *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 3880–3885, 2009.
- [192] A. Boglietti, R. Bojoi, A. Cavagnino, and A. Tenconi, “Efficiency analysis of PWM inverter fed three-phase and dual three-phase induction machines,” *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, vol. 1, no. c, pp. 434–440, 2006.
- [193] R. Keshri, S. Garlapati, A. Tassarolo, and G. Buja, “Torque capabilities of a five-phase PM BLDC drive vs. a three-phase one and various supply modes,” *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference, IEVC 2014*, 2015.
- [194] J. Kammermann, I. Bolvashenkov, J. L. Ugalde, and H.-G. Herzog, “Choice of Phase Number for a Multiphase Traction Motor to Meet Requirements on Fault Tolerance,” in *2019 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS)*, pp. 1–6, IEEE, oct 2019.
- [195] F. Locment, A. Bruyere, E. Semail, X. Kestelyn, A. Bouscayrol, and J. M. Dubus, “Comparison of 3-, 5- and 7-leg voltage source inverters for low voltage applications,” *Proceedings of IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2007*, vol. 2, pp. 1234–1239, 2007.
- [196] L. Shao, W. Hua, F. Li, J. Soulard, Z. Q. Zhu, Z. Wu, and M. Cheng, “A Comparative Study on Nine- and Twelve-Phase Flux-Switching Permanent-Magnet Wind Generators,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4283–4289, IEEE, sep 2018.

- [197] A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy, F. Baneira, and H. A. Toliyat, "Comparison of stator winding connections in multiphase drives under healthy operation and with one open converter leg," *IET Electric Power Applications*, vol. 14, pp. 584–596, apr 2020.
- [198] M. Boxriker, J. Kolb, and M. Doppelbauer, "Expanding the operating range of permanent magnet synchronous motors by using the optimum number of phases," pp. 1–8, IEEE, 9 2016.
- [199] S. Sadeghi, L. Guo, H. A. Toliyat, and L. Parsa, "Wide operational speed range of five-phase permanent magnet machines by using different stator winding configurations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2621–2631, 6 2012.
- [200] A. Mekahlia, E. Semail, F. Sculler, and H. Zahr, "Torque-Speed Characteristic Improvement in Nineteen-phase Induction Machine with Special Phase Connection," in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 2159–2165, IEEE, aug 2020.
- [201] F. Richardeau and T. T. L. Pham, "Reliability calculation of multilevel converters : Theory and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 4225–4233, 10 2013.
- [202] X. Peng, Z. Liu, and D. Jiang, "A review of multiphase energy conversion in wind power generation," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 147, p. 111172, 9 2021.
- [203] L. de Lillo, L. Empringham, P. Wheeler, S. Khwan-On, C. Gerada, M. Othman, and X. Huang, "Multiphase power converter drive for fault-tolerant machine development in aerospace applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 575–583, 2 2010.
- [204] A. Salem and M. Narimani, "A review on multiphase drives for automotive traction applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, pp. 1329–1348, 12 2019.
- [205] Z. Liu, Y. Li, and Z. Zheng, "A review of drive techniques for multiphase machines," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, pp. 243–251, 6 2018.
- [206] M. Ruba and D. Fodorean, "Analysis of fault-tolerant multiphase power converter for a nine-phase permanent magnet synchronous machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, pp. 2092–2101, 11 2012.
- [207] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 433–448, 1 2016.
- [208] E. Levi, N. Bodo, O. Dordevic, and M. Jones, "Recent advances in power electronic converter control for multiphase drive systems," pp. 158–167, IEEE, 3 2013.
- [209] R. Bojoi, M. Neacsu, and A. Tenconi, "Analysis and survey of multi-phase power electronic converter topologies for the more electric aircraft applications," pp. 440–445, IEEE, 6 2012.
- [210] A. Iqbal, S. M. Ahmed, and H. Abu-Rub, "Space vector pwm technique for a three-to-five-phase matrix converter," vol. 48, pp. 697–707, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2012.
- [211] S. M. Ahmed, A. Iqbal, H. Abu-Rub, and M. R. Khan, "Carrier based pwm technique for a novel three-to-seven phase matrix converter," 2010.
- [212] O. Abdel-Rahim, H. Funato, H. Abu-Rub, and O. Ellabban, "Multiphase wind energy generation with direct matrix converter," pp. 519–523, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 9 2014.
- [213] J. Huselstein, E. Sarraute, F. Richardeau, and T. Martire, "Redundancy structures for static converters," 11 2015.
- [214] A. Cervone, M. Slunjski, E. Levi, and G. Brando, "Optimal Third-Harmonic Current Injection for Asymmetrical Multiphase PMSMs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [215] M. I. Daoud, A. A. Elserougi, A. M. Massoud, R. Bojoi, A. S. Abdel-Khalik, and S. Ahmed, "Zero-/Low-Speed Operation of Multiphase Drive Systems With Modular Multilevel Converters," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 14353–14365, 2019.

- [216] F. Yu, M. Cheng, K. T. Chau, and F. Li, "Control and performance evaluation of multiphase FSPM motor in low-speed region for hybrid electric vehicles," *Energies*, vol. 8, no. 9, pp. 10335–10353, 2015.
- [217] Y. Wang, J. Yang, and J. Gao, "Non-sinusoidal Supply Control Strategy Based on Rotor and Air-gap Flux Orientation for Multiphase Induction Machine," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1–6, IEEE, aug 2019.
- [218] K. Wang, D. S. Lin, P. Zhou, Z. Q. Zhu, and S. Zhang, "Analytical determination of 3rd order harmonic current into five phase PM machine for maximum torque," *Proceedings - 2015 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2015*, pp. 630–636, 2016.
- [219] M. R. Arahal, F. Barrero, S. Toral, M. Duran, and R. Gregor, "Multi-phase current control using finite-state model-predictive control," *Control Engineering Practice*, vol. 17, pp. 579–587, may 2009.
- [220] E. Levi, M. Jones, and S. Vukosavic, "Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings," *Electric Power Applications*, vol. 150, no. 5, p. 580, 2003.
- [221] Q. Chen, G. Liu, W. Zhao, L. Qu, and G. Xu, "Asymmetrical SVPWM Fault-Tolerant Control of Five-Phase PM Brushless Motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 1, pp. 12–22, 2017.
- [222] M. Senol, G. Engelmann, R. W. De Doncker, T. Grosse, and K. Hameyer, "Field oriented modeling and control of six phase, open-delta winding, interior permanent magnet synchronous machines considering current unbalance and zero sequence currents," *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 2016-May, pp. 643–650, 2016.
- [223] A. Lega, M. Mengoni, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, "General theory of space vector modulation for five-phase inverters," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 237–244, 2008.
- [224] Ó. Lopez, J. Álvarez, J. Doval-Gandoy, and F. D. Freijedo, "Multilevel multiphase space vector PWM algorithm with switching state redundancy," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 792–804, 2009.
- [225] A. Mekahlia, E. Semail, F. Sculler, and H. Zahr, "Impact of Winding Parameters on Torque Level under Harmonic Injection in Multiphase Induction Machine," in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 6217–6222, IEEE, oct 2019.
- [226] B. Wu, D. Xu, J. Ji, W. Zhao, and Q. Jiang, "Field-Oriented Control and Direct Torque Control for a Five-Phase Fault-Tolerant Flux-Switching Permanent-Magnet Motor," vol. 4, no. 4, 2018.
- [227] D. T. Vu, N. Ky Nguyen, and E. Semail, "Eliminations of Low-frequency Current Harmonics for Five-phase Open-end Winding Non-sinusoidal Machine Drives applying Neural Networks," in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4839–4844, IEEE, oct 2020.
- [228] S. Rubino, O. Dordevic, E. Armando, R. Bojoi, and E. Levi, "A Novel Matrix Transformation for Decoupled Control of Modular Multiphase PMSM Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [229] F. Locment, E. Semail, and X. Kestelyn, "Vectorial approach-based control of a seven-phase axial flux machine designed for fault operation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 10, pp. 3682–3691, 2008.
- [230] E. Hoang and E. Labouré, "Machine électrique alimentée en basse tension et chaîne de traction multicellulaire associée," 2018.
- [231] B. Gaussens, E. Hoang, O. de la Barriere, J. Saint-Michel, M. Lecrivain, and M. Gabsi, "Analytical approach for air-gap modeling of field-excited flux-switching machine : No-load operation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, pp. 2505–2517, 9 2012.

- [232] M. Clément, D. Labrousse, A. Dittrick, B. Revol, R. Bkekri, and F. Roy, “Simulation and control of a new integrated battery system for automotive applications,” pp. 1850–1855, 5 2021.
- [233] J. Wang, Y. Li, and Y. Han, “Integrated modular motor drive design with gan power fets,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 3198–3207, 7 2015.
- [234] A. H. Mohamed, H. Vansompel, and P. Sergeant, “An integrated motor drive with enhanced power density using modular converter structure,” pp. 1–6, IEEE, 5 2021.
- [235] M. Ghassemi, “Accelerated insulation aging due to fast, repetitive voltages : A review identifying challenges and future research needs,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 26, pp. 1558–1568, 10 2019.
- [236] C. Zoeller, T. M. Wolbank, and M. A. Vogelsberger, “Inverter-fed drive stator insulation monitoring based on reflection phenomena stimulated by voltage step excitation,” pp. 1–8, IEEE, 9 2016.
- [237] Q. Zhang, H. J. Raherimihaja, G. Xu, and X. Zhang, “Design and performance analysis of segmented three-phase ipmsm for evs integrated battery charger,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 9114–9124, 10 2021.
- [238] Z. Zhu, S. Wang, B. Shao, L. Yan, P. Xu, and Y. Ren, “Advances in dual-three-phase permanent magnet synchronous machines and control techniques,” *Energies*, vol. 14, p. 7508, 11 2021.
- [239] S. Rubino, O. Dordevic, R. Bojoi, and E. Levi, “Modular vector control of multi-three-phase permanent magnet synchronous motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 9136–9147, 10 2021.
- [240] C. Alosa, F. Immovilli, and E. Lorenzani, “Modular multi-three-phase electric drives for enhanced reliability and current ripple minimization,” pp. 7108–7114, IEEE, 10 2019.
- [241] X. Wang, G. Sala, H. Zhang, C. Gu, G. Buticchi, A. Formentini, C. Gerada, and P. Wheeler, “Torque ripple reduction in sectored multi three-phase machines based on pwm carrier phase shift,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, pp. 4315–4325, 6 2020.
- [242] G. Sala, G. Valente, M. D. Nardo, M. Degano, P. Zanchetta, and C. Gerada, “Power-sharing control in bearingless multi-sector and multi-three-phase permanent magnet machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 9070–9080, 10 2021.
- [243] M. Cheng, P. Han, G. Buja, and M. G. Jovanovic, “Emerging multiport electrical machines and systems : Past developments, current challenges, and future prospects,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 5422–5435, 7 2018.
- [244] Q. Zhang, H. J. Raherimihaja, G. Xu, and X. Zhang, “Design and performance analysis of segmented three-phase ipmsm for evs integrated battery charger,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 9114–9124, 10 2021.
- [245] A. abu-bakr Habib, A. mohammed Shawier, M. S. Abdel-Majeed, A. S. Abdel-Khalik, M. Hamad, R. A. Hamdy, and S. A. Ahmed, “Predictive current control of six-phase im-based non-isolated integrated on-board battery charger under different winding configurations,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2022.
- [246] A. Masmoudi, S. Mkaouar, A. Maaoui, and M. Schier, “Fractional-slot pmsms with one coil parallel branches made phases—part i : Investigation study,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 131322–131335, 2021.
- [247] A. Masmoudi, S. Mkaouar, A. Maaoui, and M. Schier, “Fractional-slot pmsms with one coil parallel branches made phases—part 2 : Circulating harmonic current rejection potential,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 1068–1081, 2022.
- [248] L. Verkroost, J. V. Damme, D. V. Bozalakov, F. D. Belie, P. Sergeant, and H. Vansompel, “Simultaneous dc-link and stator current ripple reduction with interleaved carriers in multi-phase controlled integrated modular motor drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 5616–5625, 7 2021.

- [249] X. Lyu, Y. Li, and D. Cao, "Dc-link rms current reduction by increasing paralleled three-phase inverter module number for segmented traction drive," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, pp. 171–181, 3 2017.
- [250] D. T. Vu, N. K. Nguyen, and E. Semail, "Eliminations of low-frequency current harmonics for five-phase open-end winding non-sinusoidal machine drives applying neural networks," vol. 2020-October, pp. 4839–4844, IEEE, 10 2020.
- [251] L. Verkroost, J. V. Damme, D. V. Bozalakov, F. D. Belie, P. Sergeant, and H. Vansompel, "Simultaneous dc-link and stator current ripple reduction with interleaved carriers in multi-phase controlled integrated modular motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 5616–5625, 7 2021.
- [252] S. Rubino, O. Dordevic, E. Armando, I. R. Bojoi, and E. Levi, "A novel matrix transformation for decoupled control of modular multiphase pmsm drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, pp. 8088–8101, 7 2021.
- [253] G. Wu, S. Huang, Q. Wu, F. Rong, C. Zhang, and W. Liao, "Robust predictive torque control of  $n$ -phase pmsm for high-power traction application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, pp. 10799–10809, 10 2020.
- [254] I. Subotic, O. Dordevic, J. B. Gomm, and E. Levi, "Active and reactive power sharing between three-phase winding sets of a multiphase induction machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, pp. 1401–1410, 9 2019.
- [255] G. Sala, G. Valente, M. D. Nardo, M. Degano, P. Zanchetta, and C. Gerada, "Power-sharing control in bearingless multi-sector and multi-three-phase permanent magnet machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 9070–9080, 10 2021.
- [256] M. J. Duran, I. Gonzalez-Prieto, A. Gonzalez-Prieto, and F. Barrero, "Multiphase energy conversion systems connected to microgrids with unequal power-sharing capability," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, pp. 1386–1395, 12 2017.
- [257] W. Zhang, Y. Xu, H. Huang, and J. Zou, "Vibration reduction for dual-branch three-phase permanent magnet synchronous motor with carrier phase-shift technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, pp. 607–618, 1 2020.
- [258] W. Zhang, Y. Xu, H. Huang, and J. Zou, "Vibration reduction for dual-branch three-phase permanent magnet synchronous motor with carrier phase-shift technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, pp. 607–618, 1 2020.
- [259] G. Valente, L. Papini, A. Formentini, C. Gerada, and P. Zanchetta, "Radial force control of multi-sector permanent-magnet machines for vibration suppression," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 5395–5405, 7 2018.
- [260] G. Valente, L. Papini, A. Formentini, C. Gerada, and P. Zanchetta, "Radial force control of multi-sector permanent-magnet machines for vibration suppression," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 5395–5405, 7 2018.
- [261] P. Wang, S. Gong, X. Sun, Z. Liu, D. Jiang, and R. Qu, "Fault-tolerant reconfiguration topology and control strategy for symmetric open-winding multiphase machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [262] A. Boglietti, R. Bojoi, S. Rubino, and M. Cossale, "Load capability of multiphase machines under normal and open-phase fault conditions," pp. 242–247, IEEE, 9 2018.
- [263] F. Barrero, M. Bermudez, M. J. Duran, P. Salas, and I. Gonzalez-Prieto, "Assessment of a universal reconfiguration-less control approach in open-phase fault operation for multiphase drives," *Energies*, vol. 12, p. 4698, 12 2019.
- [264] X. Kestelyn and E. Semail, "A vectorial approach for generation of optimal current references for multiphase permanent-magnet synchronous machines in real time," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 5057–5065, 11 2011.
- [265] J. L. Hudgins, "Power electronic devices in the future," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, pp. 11–17, 3 2013.

- [266] J. Everts, J. Das, J. V. D. Keybus, M. Germain, J. Driesen, and K. U. Leuven, “Gan-based power transistors for future power electronic converters.”
- [267] K. Ino, M. Miura, Y. Nakano, M. Aketa, and N. Kawamoto, “Sic power device evolution opening a new era in power electronics,” pp. 1–3, *IEEE*, 6 2019.
- [268] M. Moradpour and G. Gatto, “A new sic-gan-based two-phase interleaved bidirectional dc-dc converter for plug-in electric vehicles,” pp. 587–592, *IEEE*, 6 2018.
- [269] Z. Gao, D. Jiang, W. Kong, C. Chen, H. Fang, C. Wang, D. Li, Y. Zhang, and R. Qu, “A gan-based integrated modular motor drive for open-winding permanent magnet synchronous motor application,” pp. 73–79, *IEEE*, 5 2018.
- [270] E. Robles, M. Fernandez, J. Zaragoza, I. Aretxabaleta, I. M. D. Alegria, and J. Andreu, “Common-mode voltage elimination in multilevel power inverter-based motor drive applications,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 2117–2139, 2022.
- [271] E. Robles, M. Fernandez, J. Andreu, E. Ibarra, J. Zaragoza, and U. Ugalde, “Common-mode voltage mitigation in multiphase electric motor drive systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 157, p. 111971, 4 2022.
- [272] H. Rao, B. Zhou, F. Zhang, Y. Xu, C. Hong, and J. Yang, “Electromagnetic compatibility of power electronic devices in electric vehicle drive system,” pp. 509–512, *IEEE*, 5 2021.
- [273] H.-H. Hsu and Y.-Y. Tzou, “Fpga control and implementation of a multiphase-interleaved pwm inverter for a segmented pmsm,” pp. 224–230, *IEEE*, 6 2015.
- [274] C.-C. Lin and Y.-Y. Tzou, “An innovative multiphase pwm control strategy for a pmsm with segmented stator windings,” pp. 270–275, *IEEE*, 3 2015.
- [275] A. Masias, J. Marcicki, and W. A. Paxton, “Opportunities and challenges of lithium ion batteries in automotive applications,” *ACS Energy Letters*, vol. 6, pp. 621–630, 2 2021.
- [276] L. Gaines, “The future of automotive lithium-ion battery recycling : Charting a sustainable course,” *Sustainable Materials and Technologies*, vol. 1-2, pp. 2–7, 12 2014.
- [277] A. Masias, J. Marcicki, and W. A. Paxton, “Opportunities and challenges of lithium ion batteries in automotive applications,” *ACS Energy Letters*, vol. 6, pp. 621–630, 2 2021.
- [278] G. Patry, A. Romagny, S. Martinet, and D. Froelich, “Cost modeling of lithium-ion battery cells for automotive applications,” *Energy Science and Engineering*, vol. 3, pp. 71–82, 1 2015.
- [279] H. B. Sassi, F. Errahimi, N. Es-Sbai, and C. Alaoui, “Comparative study of ann/kf for on-board soc estimation for vehicular applications,” *Journal of Energy Storage*, vol. 25, p. 100822, 10 2019.
- [280] A. Santucci, A. Sorniotti, and C. Lekakou, “Power split strategies for hybrid energy storage systems for vehicular applications,” *Journal of Power Sources*, vol. 258, pp. 395–407, 7 2014.
- [281] H. Chan, “A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems,” vol. 1, pp. 470–475, *IEEE*, 2000.
- [282] O. Tremblay and L.-A. Dessaint, “Experimental validation of a battery dynamic model for ev applications,” *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, pp. 289–298, 6 2009.
- [283] M. Lu, G. Domingues-Olavarria, F. J. Márquez-Fernández, P. Fyhr, and M. Alakula, “Electric drivetrain optimization for a commercial fleet with different degrees of electrical machine commonality,” *Energies*, vol. 14, p. 2989, 5 2021.
- [284] G. Lei, J. Zhu, Y. Guo, C. Liu, and B. Ma, “A review of design optimization methods for electrical machines,” *Energies*, vol. 10, p. 1962, 11 2017.
- [285] B. Ji, X. Song, E. Sciberras, W. Cao, Y. Hu, and V. Pickert, “Multiobjective design optimization of igbt power modules considering power cycling and thermal cycling,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 2493–2504, 5 2015.
- [286] G. Bramerdorfer, J. A. Tapia, J. J. Pyrhonen, and A. Cavagnino, “Modern electrical machine design optimization : Techniques, trends, and best practices,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 7672–7684, 10 2018.



- [287] D. Lechleitner, M. Hofstetter, and M. Hirz, “Cost reduction of electric powertrains by platform-based design optimization,” pp. 139–146, IEEE, 6 2020.
- [288] K. Ahn, A. E. Bayrak, and P. Y. Papalambros, “Electric vehicle design optimization : Integration of a high-fidelity interior-permanent-magnet motor model,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, pp. 3870–3877, 9 2015.
- [289] F. Bonanno, G. Capizzi, S. Coco, A. Laudani, and G. L. Sciuto, “A coupled design optimization methodology for li-ion batteries in electric vehicle applications based on fem and neural networks,” pp. 146–153, IEEE, 6 2014.
- [290] J. J. Eckert, F. M. Santicioli, L. C. Silva, and F. G. Dedini, “Vehicle drivetrain design multi-objective optimization,” *Mechanism and Machine Theory*, vol. 156, 2 2021.
- [291] A. R. Yildiz and K. N. Solanki, “Multi-objective optimization of vehicle crashworthiness using a new particle swarm based approach,” *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 59, pp. 367–376, 3 2012.
- [292] M. Zhao, J. Shi, and C. Lin, “Optimization of integrated energy management for a dual-motor coaxial coupling propulsion electric city bus,” *Applied Energy*, vol. 243, pp. 21–34, 6 2019.
- [293] X. Zhou, D. Qin, and J. Hu, “Multi-objective optimization design and performance evaluation for plug-in hybrid electric vehicle powertrains,” *Applied Energy*, vol. 208, pp. 1608–1625, 12 2017.
- [294] S. F. da Silva, J. J. Eckert, F. L. Silva, L. C. Silva, and F. G. Dedini, “Multi-objective optimization design and control of plug-in hybrid electric vehicle powertrain for minimization of energy consumption, exhaust emissions and battery degradation,” *Energy Conversion and Management*, vol. 234, p. 113909, 4 2021.
- [295] B. Huang, Z. Wang, and Y. Xu, “Multi-objective genetic algorithm for hybrid electric vehicle parameter optimization,” pp. 5177–5182, IEEE, 10 2006.