



HAL
open science

Contributions à la commande des systèmes électromagnétiques

Imen Bahri

► **To cite this version:**

Imen Bahri. Contributions à la commande des systèmes électromagnétiques. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Paris saclay; Laboratoire de génie électrique de Paris, 2022. tel-04559971

HAL Id: tel-04559971

<https://hal.science/tel-04559971>

Submitted on 25 Apr 2024

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

Contributions à la commande des systèmes électromagnétiques

**Habilitation à Diriger des Recherches de l'Université
Paris-Saclay**

École doctorale n° 575, Electrical, Optical, Bio : Physics and
Engineering (EOBE)
Spécialité de doctorat : Génie électrique
Unité de recherche : Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS,
Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette,
France
Référent : CentraleSupélec

Par

Imen BAHRI

Soutenu le 7 Juillet 2022

Composition du jury :

Manuella SECHILARIU, professeure des Universités à l'Université de Technologie de Compiègne,
présidente

Maurice Fadel, professeur des Universités à l'université de Toulouse, rapporteur

Mickeal Hilaiet, professeur des Universités à l'école centrale de Nantes, rapporteur

Xuefang Lin-Shi, professeure des Universités à l'INSA Lyon, examinatrice

Mohamed Benbouzid, professeur des Universités à l'Université de brest, examinateur

Demba Diallo, professeur des Universités à l'Université Paris-Saclay, examinateur

Table des matières

	11
1 Introduction générale	12
1.1 Avant propos	12
1.2 Organisation du mémoire	13
2 Curriculum Vitae	14
2.1 Parcours professionnel	14
2.1.1 État civil et situation professionnelle	14
2.1.2 Formation et diplômes universitaires	14
2.2 Résumé des activités d’enseignement	15
2.2.1 Maître de Conférences à l’IUT de Cachan	15
2.2.2 A.T.E.R , vacation et assistante contractuelle	16
2.2.3 Autres activités pédagogiques	17
2.3 Résumé des activités de recherche	17
2.3.1 Activités de recherche durant la thèse	17
2.3.2 Travaux de recherche antérieurs hors doctorat	18
2.3.3 Synthèse des travaux de recherche au GeePs	18
2.3.4 Responsabilités scientifiques	20
2.3.5 Rayonnement scientifique	20
2.3.6 Collaborations académiques nationales et internationales	22
2.3.7 Collaborations avec des industriels	23
2.3.8 Bilan personnel de la production scientifique	23
2.3.9 Encadrement doctoral et scientifique	24
2.3.10 Publications	25
3 Commande de la MRVDS : Approche vibratoire et énergétique	30
3.1 Introduction	30
3.2 Contexte et positionnement	31
3.2.1 Au niveau national	33
3.2.2 Au niveau international	33
3.3 Amélioration du comportement vibratoire de la MRVDS	34
3.3.1 Modèle vibratoire et prédiction de déformations	35
3.3.2 Commande directe de la force radiale	36
3.3.3 Validation expérimentale	38
3.4 Amélioration de l’efficacité énergétique de la MRVDS	43
3.4.1 Principe de la commande INC	44
3.4.2 Évaluation de la commande intermittente sur d’autres volets	48
3.5 Commande de la MRVDS en mode génératrice	50

3.6	Conclusion partielle et perspectives	51
4	La commande sans capteurs	54
4.1	Introduction	54
4.2	Contexte et positionnement	54
4.3	Commande avec un seul capteur de courant	56
4.3.1	Reconstruction des courants de phase	56
4.3.2	SVPM modifiée avec une fréquence aléatoire	59
4.4	Commande sans capteur de position	60
4.4.1	Commande sans capteur mécanique de la GRVDS	60
4.4.2	Commande sans capteur mécanique pour un alerno-démarreur	61
4.5	Conclusion partielle et perspectives	64
5	Commande robuste pour les actionneurs piézo-électriques	66
5.1	Introduction	66
5.2	Commande H_∞	66
5.2.1	Principe de la commande H_∞	66
5.2.2	Mise en oeuvre et résultats	68
5.3	Conclusion	69
6	Bilan et perspectives de recherche	70
6.1	Perspectives à court terme	71
6.1.1	Approche conjointe : Commande - Conception	71
6.1.2	Gestion d'énergie dans un micro-réseau DC	71
6.2	Perspectives à moyen et long terme	72
6.2.1	Modélisation EF pour le diagnostic de machines électriques	72
6.2.2	Stabilité du micro-réseau	73
A	Banc d'essais expérimental	92

Table des figures

1.1	Résumé synthétique de contributions	13
3.1	Moteurs électriques pour la traction électrique [20, 21]	30
3.2	Profil idéalisé de l'inductance en fonction de la position électrique	31
3.3	Évolution du nombre annuel de publications sur le bruit et le rendement des MRVs	32
3.4	Mode de résonance de la MRVDS 8/6.	34
3.5	Modèle multi-physique semi-analytique de prédiction de vibrations	35
3.6	Accélération au niveau de la phase 1	36
3.7	Accélération au niveau de la phase 2	36
3.8	Spectrogramme de vibration pour un test d'accélération avec une charge de 2 N.m [50]	36
3.9	Schéma de la commande de la force radiale avec adaptateur de courant	37
3.10	Adaptateur du courant.	38
3.11	Simulation de la commande directe de force radiale avec adaptateur du courant[50]	39
3.12	Résultats de simulation avec période d'échantillonnage de 200 μ s	40
3.13	Résultats de simulation avec période d'échantillonnage de 5 μ s	40
3.14	Résultats expérimentaux pour 600 tr/mn et T=8 N.m	40
3.15	Résultats expérimentaux pour 1000 tr/mn et T=2 N.m	40
3.16	Bruit acoustique mesurée pour pour une vitesse 600 tr/mn et T=8 N.m	41
3.17	Bruit acoustique mesurée pour pour une vitesse 1000 tr/mn et T=2 N.m	41
3.18	Sonogramme de bruit acoustique expérimental : commutation entre l'ATC et le DFC+RCA	42
3.19	Sonogramme acoustique du TMC : le couple de référence passe 6 N.m à 2 N.m avec une vitesse 600 tr/mn	42
3.20	Sonogramme acoustique de la DFC+RCA : le couple de référence passe 6 N.m à 2 N.m avec une vitesse 600 tr/mn	42
3.21	Sonogramme acoustique du TMC : la vitesse de référence passe 200tr/mn à 600 tr/mn pour T=2 N.m	43
3.22	Sonogramme acoustique du DFC+RCA : la vitesse de référence passe 200tr/mn à 600 tr/mn pour T=2 N.m	43
3.23	Sollicitations de la machine électrique dans un VE ([82]	43
3.24	Cartographie de rendement avec l'ATC [49]	44
3.25	zoom de cartographie de rendement avec l'ATC	44
3.26	Bilan de pertes dans le système	45
3.27	Allure de couple pour l'ATC et les stratégies de l'INC sur une période mécanique	46
3.28	Performance de l'INC comparée à la commande en couple moyen	47
3.29	Performance de l'INC avec glissement direct comparée à la commande en couple moyen	47
3.30	Performance de l'INC glissement inverse comparée à la commande en couple moyen	48
3.31	Spectre du couple de la MRVDS par les 4 stratégies de contrôle[49]	48
3.32	Accélération longitudinale du véhicule[49]	49
3.33	Mesures expérimentales de l'accélération	50

3.34	Commande sans capteur de la GRV	51
3.35	Cartographie de rendement de la commande de la GRV[75]	51
3.36	Variation de la référence de tension de bus continu pour vitesse égale à 800 tr/mn et une charge de 15 Ohm	52
3.37	Tension de bus continu avec changement de charge	52
3.38	Tension de bus continu avec changement de vitesse de rotation	52
3.39	Cartographie de rendement expérimentale[75]	53
4.1	Évolution du nombre annuel de publications sur la commande sans capteurs	55
4.2	Limites de la reconstruction	57
4.3	Zones mortes dans l'espace de modulation	57
4.4	Distribution de vecteurs de tension dans le cas début de secteur	58
4.5	Courants de phase à 5000 tr/min à 5Nm	59
4.6	Densité spectrale de puissance à 5000 tr/min et 3 Nm : (a) courant, (b) tension	60
4.7	Résultats de l'estimation de la position avec la méthode d'inductance M1	61
4.8	Résultats de l'estimation de la position avec la méthode d'observateur M3	61
4.9	Résultats de l'estimation de la position avec la méthode de flux M2	62
4.10	Convergence de Filtre de Kalman	64
4.11	Simulation de la méthode HFCI-P	65
4.12	Simulation de l'estimateur Kalman+injection	65
5.1	Boucle fermée basée sur la commande H_∞ [85]	68
5.2	Actionneurs piézo-électriques	69
5.3	Résultats expérimentaux de trois contrôleurs pour différentes vitesse	69
6.1	Chambre acoustique	72
A.1	Banc de test expérimental de la MRVDS 8/6	92
A.2	Compresseur pour climatisation d'habitacle -Valéo : MSAP	93

Liste des tableaux

2.1	Résumé des enseignements en tant que MCF	16
2.2	Résumé des enseignements en tant que ATER et vacataire	17
3.1	Comparaison de performances pour différentes de vitesse avec un couple de charge égale à 2 N.m	41
3.2	Comparaison de performances pour une vitesse égale à 600 tr/mn et différentes de couple de charge	41
3.3	INC fixe	45
3.4	INC glissement direct	45
3.5	INC glissement inverse	46
3.6	Bilan des pertes pour les stratégies INC	47
3.7	Bilan de vibrations expérimentales à 700 tr/mn et 4 N.m	49
4.1	Caractéristiques de méthodes d'injection au stator	63

Chapitre 1

Introduction générale

1.1 Avant propos

Je souhaite commencer ce manuscrit par une brève présentation du laboratoire GeePs, ce qui me permettra par la suite d'introduire mon thème et plus particulièrement mes travaux de recherche.

Le laboratoire GeePs est une unité mixte CNRS, CentraleSupélec, Université Paris-Saclay et Sorbonne Université qui compte 250 collaborateurs entre permanents et doctorants. Les travaux du laboratoire s'inscrivent dans les grandes thématiques du Génie Electrique répondant à plusieurs défis sociétaux tels que : énergie durable, mobilité et transport, intégrité/fiabilité/sécurité et bien-être et santé. Les travaux de recherche réalisés au sein de l'unité combinent une triple approche : théorie-modélisation numérique - caractérisation et validation expérimentale. Ils sont répartis sur 3 pôles : Énergie, Matériaux et Électronique. Cela permet de mener des activités sur un continuum qui s'étend des matériaux aux systèmes électroniques ou de conversion d'énergie [89]. Au sein de chaque pôle, on trouve plusieurs thèmes, parfois, un thème peut se retrouver à cheval entre plusieurs pôles.

Mes activités de recherche sont réalisées au sein du pôle "Energie" et plus précisément dans le thème « Actionnement » que je suis en charge de son animation scientifique. Ce thème compte actuellement une vingtaine de collaborateurs entre permanents et doctorants. On peut y identifier trois grands axes de travail : modélisation multi-physique, contrôle-commande des systèmes et diagnostic. La particularité de ce thème réside dans sa transversalité et ses larges champs d'expertise allant de la modélisation/ conception au contrôle/diagnostic de systèmes et accompagnée en outre par les aspects pratiques liés à la mise en oeuvre expérimentale. Cela constitue une grande richesse à tous les membres de thème et a permis d'orienter plusieurs de mes travaux de recherche vers un travail collaboratif avec des collègues de compétences complémentaires.

Dans le présent manuscrit, je présente un résumé de mes activités professionnelles que j'ai menées depuis 2012. Mes activités de recherche ont couvert des applications diverses et variées mais toujours basées sur une même ligne directrice qui est le développement des "lois de commande" pour les systèmes de conversion d'énergie. Le but de cet exercice est de présenter une vision globale du chemin parcouru en enseignement et surtout en recherche. La figure 1.1 présente un illustré, un avant goût, de ce qui va être détaillé dans la suite de ce manuscrit. Les thèmes d'étude explorés sont : la réduction de vibrations d'origine électromagnétique via la commande, l'augmentation du rendement énergétique, la commande sans capteurs et enfin la commande robuste. Pour tous ces thèmes, l'étape de modélisation présente un socle commun nécessaire au développement de techniques de "contrôle-commande". Par conséquent, la modélisation et son degré de précision ont été adaptées à chaque fois par rapport aux objectifs recherchés que ce soit précision/ fidélité ou rapidité de calcul etc...Par ailleurs, ces thèmes ont toujours été abordés avec une approche basée sur la "preuve de concept" c'est à dire en proposant systématiquement des validations expérimentales.

Pour ces différents thèmes, un travail de positionnement au niveau national et international est effectué afin de donner une vision actuelle de l'avancement des recherches sur ces thématiques. Autrement, les travaux présentés dans ce manuscrit présentent le fruit d'un travail coopératif de co-constructions entre les stagiaires,

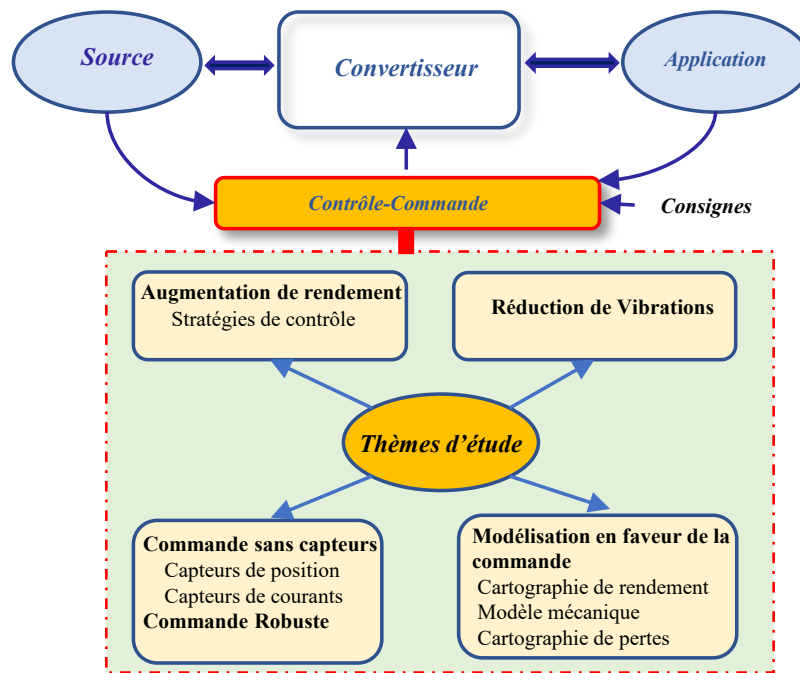


FIGURE 1.1 – Résumé synthétique de contributions

les doctorants, les techniciens et sans doute les collègues chercheurs. Je suis extrêmement reconnaissante envers ces échanges qui m'ont forgé tout au long de ces années d'activité.

1.2 Organisation du mémoire

Ce manuscrit est organisé en trois parties :

- La première partie décrit mon parcours professionnel présentant mes activités d'enseignement, un résumé de mes activités de recherche, un récapitulatif des encadrements effectués et des collaborations établies. Un récapitulatif des publications engendrées est aussi fourni.
- La deuxième partie présente une synthèse de mes travaux de recherche subdivisés en trois sous parties où j'ai essayé de mettre en évidence le fil directeur de mes activités autour de la commande de systèmes de conversion d'énergie. Une conclusion est donnée pour chaque partie.
- La dernière partie présente la conclusion et les pistes de recherches à mener durant les années à venir.

Chapitre 2

Curriculum Vitae

2.1 Parcours professionnel

2.1.1 État civil et situation professionnelle

Nom : BAHRI BEN KHELIFA

Prénom : Imen

Date de naissance : 17/09/1982

Situation familiale : Mariée, 2 enfants

Nationalité : Française

Situation professionnel : Maître de Conférences en 63ème section du CNU à l'Université Paris-Saclay

Établissement de rattachement : Université Paris-Saclay, Composante IUT de Cachan

Laboratoire de recherche : Chercheuse au laboratoire de Génie électrique et électronique de Paris (GeePs), UMR CNRS 8507; CENTRALESUPELEC; Univ Paris Saclay; Univ de Sorbonne. Pôle Énergie, thème : Actionnement.

Adresse professionnelle : 11 Rue Joliot Curie, 91192 Gif-sur-Yvette

Courrier électronique : imene.bahri@universite-paris-saclay.fr; imen.bahri@centralesupelec.fr

2.1.2 Formation et diplômes universitaires

2011/2012 : Attaché temporaire d'enseignement et de recherche

- Associée au laboratoire ETIS et à l'UFR de sciences à l'Université de Cergy-Pontoise, département informatique embarquée.

Novembre 2011 : Doctorat en Science et Ingénierie

- Spécialité : Génie Électrique et Informatique Industrielle préparée à l'Université de Cergy Pontoise entre les laboratoires SATIE et ETIS.
- Thèse financée par le pôle de compétitivité ASTECH dans le cadre du projet industriel SEFORA (Smart More Electrical Aircraft For Operating in Rough Atmospheres).

- Titre de la thèse : Contributions of FPGA-based system-on-chip for the AC drive embedded applications.
- Jury :
- Prof. Bruno Allard, Université de Lyon, président
- Prof. Guillaume Gateau, Université de Toulouse, rapporteur,
- Dr. Daniel Chillet, Université de Rennes, rapporteur,
- M. Régis Meuret, Expert Safran Power, examinateur.
- Prof. Ilhem Slama Belkhodja Université de Tunis, examinatrice
- Dr. Mohamed El Amine Benkhelifa, Université de Cergy Pontoise, encadrant,
- Prof. Eric Monmasson, Université de Cergy Pontoise, directeur de thèse
- Prof. François Verdier, Université de Nice, encadrant.

2009/2011 : Vacataire en enseignement supérieur

- Université de Cergy-Pontoise, département génie électrique et informatique industrielle (IUT et IUP)

2007/2008 : Assistante contractuelle d'enseignement

- Assistante contractuelle à l'école nationale d'ingénieurs de Tunis, département génie électrique.

2006/2007 : Magistère en Génie électrique, option systèmes électriques et énergies renouvelables

- Titre : "Implantation sur FPGA de stratégies de contrôle de courant et de détection et d'isolation de défaut capteur de courant"
- Spécialité : systèmes électriques entre l'École Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT) et l'université de Cergy Pontoise.

2005/2006 : Diplôme d'ingénieur en génie électrique de l'École Nationale d'Ingénieurs de Tunis .

2.2 Résumé des activités d'enseignement

2.2.1 Maître de Conférences à l'IUT de Cachan

J'ai été recrutée en tant que Maître de Conférences à l'Institut Universitaire de Technologie de Cachan en 2012 dans le département de Génie Électrique et Informatique Industrielle (GEII). Ma charge d'enseignement se fait entre les deux départements de GEII (1 et 2) de l'IUT et à plusieurs niveaux : semestres 2, 3 et 4 ainsi que les licences professionnelles (Lpro- SESAM et Lpro-AIBI). Les enseignements effectués sont variés et vont de l'informatique embarquée, l'automatisme, le traitement de signal à la conversion d'énergie. Dans ce cadre, j'assure les points suivant :

- Participation à la rédaction des Cours/TPs/TDs
- Encadrement des projets.
- Encadrement des stages de deuxième année de DUT.
- Suivi des apprentis au sein des entreprises.
- Participation au jury des soutenances des projets S4.
- Participation au jury des soutenances des stages des apprentis.
- Contribution à l'organisation des journées portes ouvertes

Modules dispensés

- Informatique embarquée (Cours, TD, TP) : cet enseignement est dédié aux étudiants de semestre 2 et 3. Il s'agit d'un enseignement technologique où les étudiants apprennent la configuration de périphériques d'un micro-processeur, l'accès aux registres, la manipulation des pointeurs, etc. . .
- Mise en œuvre des systèmes d'exploitation temps réel (OSTR) (Cours, TD, TP) : Ce cours est proposé aux étudiants de licence professionnelle SESAM. Il a pour but de les initier à la mise en œuvre de l'OSTR sur des cartes embarquées et se servir de tous les services offerts pour gérer le parallélisme entre les tâches ainsi les aspects de priorité et les services de communication.
- Traitement de signal : Cet enseignement se fait sous la forme des projets en semestre 3 et 4 dans les deux départements (GE1 et 2). Les étudiants font appel à leurs connaissances en traitement de signal pour isoler ou filtrer par exemple des fréquences dans un signal. Le traitement de données est traité aussi pour des applications de détection de contour par exemple ou de détection de mouvement.
- Langage de description matérielle (VHDL), (Cours, TD, TP) : l'objectif de ce module est d'initier les étudiants de semestre 2 au langage de description matérielle et de le mettre en pratique à travers des exemples concrets comme la conception d'un compteur matérielle (Hardware).
- Conversion d'énergie (TP) : Il s'agit des travaux pratiques. Les étudiants apprennent à utiliser des logiciels de simulation comme Matlab-Simulink et Psim. Une bonne partie de TPs est effectuée sur des bancs expérimentaux développés à l'IUT.

J'interviens également chaque année et depuis 2013 au Master 2 recherche PIE (Physique et Ingénierie de l'énergie) qui est centré sur la production des énergies renouvelables et l'utilisation de l'énergie électrique. Le module proposé est « Digital Control, Fault Diagnosis and Fault Tolerant Control ». Au cours de ce module, les étudiants apprennent à mettre en oeuvre des stratégies de commande sans capteur et de lancer des scénarios de simulation sur Matlab-Simulink. Le tableau 2.1 résume mes interventions, avec la répartition des Cours, Travaux dirigés (TD), Travaux Pratiques (TPs) et Projets (Prj).

Matière	Niveau	Vol.horaire	Année
IE,VHDL,EN, stages/Tutorat	DUT S3, DUT S2, DUT S4,Lpro-AIBI	196	2012-2013
IE,VHDL,EN, stages/Tutorat	DUT S3, DUT S2, DUT S4,Lpro-AIBI	196	2013-2014
IE,VHDL,EN,Prj, réseaux, stages/Tutorat	DUT S3, DUT S2, DUT S4,Lpro-AIBI,PPS	209	2014-2015
IE,VHDL,EN,Prj, réseaux, stages/Tutorat	DUT S3, DUT S2, DUT S4,Lpro-AIBI,PPS	240	2015-2016
IE,VHDL,EN,Prj, RTOS, réseaux,stages/Tutorat	DUT S3, DUT S2, DUT S4,Lpro-SESAM	245	2016-2017
IE,VHDL,EN,Prj,RTOS, réseaux,stages/Tutorat	DUT S3, DUT S2, DUT S4,Lpro-SESAM	263	2017-2018
IE,VHDL,EN,Prj,RTOS,CE, réseaux, stages/Tutorat	DUT S3, DUT S2, DUT S4,Lpro-SESAM	283	2019-2020
IE,VHDL,EN,Prj,RTOS, réseaux,stages/Tutorat	DUT S3, DUT S2, DUT S4,Lpro-SESAM	237	2020-2021

TABLE 2.1 – Résumé des enseignements en tant que MCF

2.2.2 A.T.E.R , vacation et assistante contractuelle

Mes premières activités d'enseignement ont débuté en 2007 en tant que demi-contractuelle à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis « ENIT ». Plus spécifiquement, j'ai travaillé dans le département de génie électrique. Ensuite et au cours de ma thèse, j'ai travaillé en tant que vacataire à l'Université de Cergy-Pontoise.

Mes interventions ont eu lieu à l'Institut Universitaire Professionnalisé Génie Electrique et Informatique industrielle « IUP-GEII », l'institut Universitaire de Technologie « IUT » et l'école supérieure d'ingénieurs en génie électrique, productique et management industriel (EPMI) de Cergy-Pontoise. A la fin de ma thèse, j'ai été recrutée pour un poste d'ATER à temps plein à l'Université de Cergy Pontoise. Mes enseignements ont débuté en septembre 2011. Mes interventions se font au département informatique et touchent tous les niveaux de la formation (commençant par la Licence L2 jusqu'au niveau master M2). Cela correspond à une charge totale de 192 heures HETD. Ci-dessous le tableau 2.2 de synthèse des enseignements effectués.

Année	statut	Niveau	HETD
2007/2008	Assistante	3ème année de cycle d'ingénieur (ENIT)	160
2009/2011	Vacataire	DUT GEII, L3-GEII	109
2011/2012	ATER	M1 et M2 L3 et LPro- IE	192

TABLE 2.2 – Résumé des enseignements en tant que ATER et vacataire

2.2.3 Autres activités pédagogiques

- Depuis 2014 jusqu'aujourd'hui : je suis responsable du module IE au semestre 2 (formation initiale de l'IUT de Cachan) : j'ai la charge de coordonner et animer les intervenants de ce module (7 intervenants) ainsi que la mise à jour régulière des supports des Cours/TDs/TPs.
- Participation aux salons (salon de l'étudiant, 2 ½ journées par an en 2016, 2018) : tenue du stand, information des parents et futurs étudiants sur les formations et filières de l'Université Paris Sud et l'IUT de Cachan.
- Journées Portes Ouvertes : L'IUT organise annuellement 2 journées portes ouvertes. Je participe à l'ensemble de ces journées, majoritairement en présentant les matériels et outils pédagogiques liés à l'informatique embarquée du département GEII2 dans les salles de travaux pratiques.

2.3 Résumé des activités de recherche

Je suis actuellement titulaire de la Prime d'Excellence Scientifique (PES) pour la période 2020-2024.

2.3.1 Activités de recherche durant la thèse

Titre de la thèse : Contribution of FPGA-based System-on-Ship for the AC drive Embedded Applications

Dans le cadre du projet SEFORA (Smart EMA For Operations in Rough Atmospheres), financé par le pôle de compétitivité ASTECH, j'ai bénéficié d'un contrat d'allocataire doctoral. Le but du projet était de développer un prototype d'actionneur aéronautique conçu pour fonctionner dans un environnement sévère (température élevée) du type nacelle moteur. Dans ce contexte, ma thématique de recherche s'intéressait à l'utilisation des plateformes système sur puce basées sur des composants type FPGA pour les aspects contrôle-commande. Mon travail a fait l'objet d'une collaboration entre l'entreprise Hispano-Suiza et deux laboratoires académiques : SATIE et ETIS (Equipes Traitement de l'Information et Système). Mes travaux de thèse ont montré l'intérêt d'utiliser les SoCs comme support pour l'implantation des algorithmes de commande tout en considérant les conditions environnementales de fonctionnement de l'électronique de commande. Dans ce cadre, j'ai contribué à concevoir et à tester un contrôleur numérique pour un variateur de vitesse synchrone qui doit fonctionner à 200 °C de température ambiante. Il s'agit d'une commande par flux orienté (FOC) pour une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) associée à un capteur de type résolveur. Une méthode de conception et de validation a été proposée et testée en utilisant une carte FPGA ProAsicPlus de la société Actel/Microsemi. L'impact de la température de l'environnement de fonctionnement sur la fréquence de fonctionnement de la commande numérique et les performances globales ont également été analysés et des solutions techniques pour

assurer la continuité de service a été proposées.

D'un autre coté et pour profiter pleinement des avantages offerts par les SoCs, j'ai proposé une méthodologie de Co-conception matérielle-logicielle (Hw-Sw) pour les lois de contrôle-commande. Cette méthode couvre l'ensemble des étapes de développement de l'application commencent par les spécifications et allant jusqu'à la validation expérimentale. Une des principales étapes de cette méthode est le partitionnement Hw-Sw. Le but est de trouver une combinaison optimale entre les modules à mettre en œuvre dans la partie logicielle et ceux qui doivent être mis en œuvre dans la partie matérielle. Ce problème d'optimisation multi-objectif a été réalisé en utilisant l'algorithme génétique, Non-Dominated Sorting Genetic Algorithm (NSGA-II). Ainsi, un Front de Pareto des solutions optimales a été déduit. L'illustration de la méthodologie proposée a été effectuée en se basant sur l'exemple d'une commande en vitesse sans capteur mécanique. La position est estimée en utilisant un filtre de Kalman étendu (EKF). Le choix de cette application correspond à une tendance majeure dans le domaine des contrôleurs embraqués pour l'entraînement électrique dans le but de réduire le nombre de capteurs utilisés.

2.3.2 Travaux de recherche antérieurs hors doctorat

Durant l'année 2011-2012, j'ai occupé un poste A.T.E.R à l'Université de Cergy-Pontoise et j'ai été rattaché au laboratoire ETIS. Côté recherche et durant cette année, je me suis intéressée à l'utilisation d'un système d'exploitation hybride matériel-logiciel. L'utilisation d'un OS pour la gestion d'algorithme de commande découpé en tâche offre plus de flexibilité aux applications de contrôle-commande. L'apport de parallélisme inhérent du système d'exploitation est avéré très intéressant surtout dans le cas de la survenue d'un événement ou d'un défaut surprise. La validation expérimentale de cette solution a été effectuée sur un banc de test du laboratoire. Les résultats obtenus ont prouvé l'intérêt de l'utilisation d'un OS pour la gestion de ce type d'application.

2.3.3 Synthèse des travaux de recherche au GeePs

Mes activités de recherche en tant que Maître de Conférences à l'Université Paris Saclay ont commencé depuis 2012. J'ai rejoint le laboratoire LGEP, maintenant GeePs, et j'ai été intégré à l'équipe COCODI (Conception, Commande et Diagnostic). Depuis, la structure du laboratoire a connu plusieurs changements. Une première fusion a eu lieu avec les membres de département "Energie" de l'ancien Supélec a été effectuée. Récemment, une seconde fusion avec les membres de département électronique de L2E de Sorbonne Université a vu le jour. Le GeePs réunit plusieurs équipes de recherche avec plus de 200 chercheurs, enseignants-chercheurs et ITA, rattachés à trois établissements : l'Université Paris-Saclay, Sorbonne Université et CentraleSupélec. Il est sous le statut d'UMR du CNRS.

Actuellement, j'effectue mes travaux de recherche au sein du pôle « Energie » et je fais partie du thème « Actionnement ». Tout au long de ces dernières années, mes activités de recherche portaient sur le développement de lois de commande et sont réparties sur trois axes :

- **Axe 1 : Commande de la MRVDS avec des critères vibratoires et énergétiques**
- **Axe 2 : Commande sans capteurs**
- **Axe 3 : Commande robuste pour les actionneurs piézo-électriques**

Le développement des points cités ci-dessus nécessite l'utilisation d'une approche système qui fait appel à plusieurs étapes indispensables notamment la modélisation, l'observation, le choix et le développement de loi de commande, la validation par simulation et enfin l'implantation et la validation par expérimentation. Ces étapes ont été systématiquement adoptées dans l'élaboration de solutions contrôle-commande détaillées ci-dessous.

2.3.3.1 Axe 1 : Commande de la MRVDS avec des critères vibratoires et énergétiques

Certains de mes travaux ont été orientés sur la thématique de « mobilité électrique » afin de répondre aux problèmes de confort du conducteur et à l'augmentation de l'autonomie pour les véhicules électriques. En par-

ticulier, dans le domaine de traction de véhicule électrique, les industriels souhaitent une solution performante au coût le plus faible. La Machine à Réductance Variable à Double Saillance (MRVDS) est devenue une solution compétitive du fait de la simplicité de sa structure comparée aux machines classiques, son coût faible, sa maintenance facile, sa tolérance aux défauts, etc... Cependant, les inconvénients majeurs de son utilisation sont son couple pulsatoire ainsi que le niveau important de pollution sonore due aux vibrations. Ces deux derniers points ont été traités dans le cadre de projets de thèse de Mme.Zhang et M. Nguyen [49, 50].

–Confort du conducteur : réduction de vibrations et de bruit sonore

J’ai participé à l’encadrement de thèse de Mme Zhang qui concerne la réduction de bruit d’origine vibratoire. L’objectif était de réduire les bruits acoustiques causés par les vibrations d’origine électromagnétique. Pour la prédiction de vibrations, un modèle semi-analytique électromagnétique mécanique a été développé. Ensuite, deux solutions de contrôle spécifiques ont été proposées. Le but est d’éviter l’excitation des modes propres de la machine soit en étalant le spectre de fréquences des courants statoriques de la machine, soit en contrôlant les efforts radiaux directement aux niveaux de dents statoriques. La dernière solution a été validée en simulation et en expérimentation. Une réduction considérable de bruit acoustique de la machine MRVDS 8/6 a été constaté.

–Augmentation de l’autonomie

Dans le même contexte de la mobilité électrique et dans un souci d’augmenter l’autonomie du véhicule électrique, j’ai contribué à l’encadrement de projet de thèse de Minh Nguyen. L’objectif était de proposer une loi de commande permettant d’augmenter le rendement de l’ensemble machine (MRVDS) - convertisseur. En 2012, Renault a breveté l’idée d’appliquer une commande spécifique à la MRVDS, cette commande qualifiée de Commande INtermittente (INC). Cependant, les effets ainsi que les performances de cette commande sur cycles routiers n’avaient pas été complètement étudiés. En 2015, une thèse a débuté au GeePs pour étudier et mettre en place cette commande. La validation a été effectuée en évaluant trois critères : le rendement en première place ensuite, le bruit et enfin les à-coups de couple. Sous la contrainte de maintenir le couple moyen de la machine requis par la charge, la commande proposée vise à augmenter le couple de référence et éteindre quelques phases pendant chaque période électrique ou chaque période mécanique. Par conséquent, cette commande permet de réduire les pertes dans le convertisseur et les pertes ferromagnétiques de la machine et donc atteindre un meilleur rendement. L’approche proposée considère quatre aspects : l’efficacité énergétique, les vibrations de la machine, les pulsations de la chaîne cinématique et la validation de la commande sur des cycles de conduite. Elle a permis également d’étudier les performances atteintes sur la totalité du plan couple-vitesse. L’augmentation de rendement est aussi un critère important en mode génératrice. Cela peut avoir du sens que ce soit pour une application de véhicules électriques en mode récupération/chargement de batteries ou même pour un contexte de génération d’énergie renouvelable. Des travaux sur ce dernier ont été mis en place pour maximiser le rendement de la MRVDS en mode génératrice.

2.3.3.2 Axe 2 : Commande sans capteurs

En vue de minimiser les coûts et la masse embarquée, les constructeurs automobiles ainsi que les équipementiers sont de plus en plus intéressés par les solutions alternatives qui permettent d’avoir des systèmes embarqués plus compactes et moins coûteuses. Dans ce sens, le gain peut se faire au niveau de tous les organes qui constituent la chaîne de commande : la machine, le convertisseur et/ou les capteurs. C’est sur ces derniers que certains de mes travaux de recherche ont été focalisés. En plus, les capteurs que se soit de courants ou de position peuvent être une source d’erreur et donc induire plus de probabilités de défaillance. La réalisation d’une commande dite « sensorless » permettrait de s’affranchir de l’utilisation d’un tel capteur et de simplifier la conception de systèmes d’entraînement électrique.

– Commande sans capteur de position

A partir d’une modélisation fine de la machine, les travaux de thèse d’Andreea Becui ont étudié les conditions dans lesquelles une telle commande est réalisable et analysent plusieurs techniques permettant d’y parvenir. Une nouvelle méthode d’estimation de la position du rotor, spécifique aux BSSG est proposée, puis illustrée avec des résultats expérimentaux. Cette technique est basée sur le traitement des composantes har-

moniques existantes naturellement au stator de la machine et permet l'estimation de la position à l'arrêt et à très basse vitesse. Afin d'étendre l'estimation sur toute la plage de vitesse, une étude d'estimation de position par un observateur d'état à base du modèle complet de la machine en considérant les harmoniques injectés (ou existantes) dans les courants du stator est proposée. Cet observateur peut s'appliquer à la machine synchrone à trois étages mais aussi à toute machine synchrone. Dans cette étude, son fonctionnement est illustré sur une machine synchrone à aimants permanents [76].

Pour un autre type de machine, la MRVDS, et dans le cadre des travaux de thèse d'Abdoulaye Sarr, trois techniques d'estimation de position ont été proposées : une méthode basée sur la technique d'injection, une deuxième méthode basée sur le flux et enfin une dernière basée sur les observateurs. La complémentarité sur la plage de fonctionnement (couple/vitesse) de la machine a été également étudiée [?].

– Commande sans capteurs de courant

Dans le cadre d'une collaboration industrielle avec l'équipementier Valeo, j'ai participé à l'encadrement de thèse de M.Bala qui s'intéressait à la commande sans capteur de courant d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). L'idée est de se servir de la seule mesure du courant du bus continu « Idc » et de proposer un algorithme de reconstruction des courants de trois phases. Ce travail a nécessité la modification de la SVPWM pour permettre la mesure correcte du courant Idc. Les régions de zones morte ont été considérablement réduites et la reconstruction des courants de phases a pu être faite correctement. Des expérimentations sur un banc de laboratoire et sur le produit final à l'entreprise ont prouvé l'intérêt de la solution proposée [77].

2.3.3.3 Axe 3 : Commande robuste pour les actionneurs piézo-électriques

Dans l'idée de faire face aux différentes perturbations qu'un système d'entraînement électrique peut rencontrer, la commande robuste peut apporter satisfaction autant sur les performances que sur la stabilité. Les perturbations sont diverses et peuvent être liées au milieu externe ou/ et aux incertitudes du modèle utilisé dans la commande de système. Dans le cadre des travaux de thèse de Mohammed Brahim auquel j'ai participé à l'encadrement, et pour des applications de positionnement, une commande robuste a été proposée pour trois moteurs piézoélectriques de technologies différentes. Ce type de moteur présente aujourd'hui une alternative intéressante aux moteurs électromagnétiques classiques en raison de leur forte précision de l'ordre de quelques nanomètres ainsi que de leur faible niveau de bruit électromagnétique. Deux solutions de contrôle ont été proposées : la commande polynomiale type RST et la commande robuste type H_∞ . Une étude comparative entre les résultats et les performances expérimentales de ces deux contrôleurs et ceux d'un contrôleur PID classique a été effectuée [85].

2.3.4 Responsabilités scientifiques

Coordinatrice et responsable scientifique de projet PEPS (2016). Le projet implique deux équipes de laboratoires : le GeePs et le L2S. Titre : PLATEforme de modélisation, de Simulation avancée et de supervision d'un Micro-réseau basée sur les Énergies Renouvelables (PLASMER).

Animation au sein du laboratoire : Animatrice du thème « Actionnement » de pôle Énergie. Ce thème regroupe environ 10 chercheurs / enseignants-chercheurs permanents, ainsi qu'une dizaine de doctorants ou post-doctorants. L'animation du thème correspond principalement à l'organisation de réunions à contenu scientifique, environ une quinzaine par an. Les intervenants, en majorité des membres du thème, mais aussi quelques intervenants extérieurs, exposent un point de leur travail, afin de favoriser la discussion scientifique.

2.3.5 Rayonnement scientifique

2.3.5.1 Organisation des événements scientifiques

Organisatrice d'une SS à la conférence internationale ISIE 2020 : « Sensorless Control Issues of Electrical Drives and Machines », co-organisateur : Emanuele Grasso et Marco Palmieri.

Organisatrice d'une SS à la conférence internationale IECON 2016 : « Real-time Implementation Issues Of Sensorless Control Algorithms », co-organisateur : Emanuele Grasso et Eric Monmasson.
Chairman de la SS « Real-time Implementation Issues Of Sensorless Control Algorithms » IEEE IECON 2016.
Chairman de la SS « Sensorless Control Issues of Electrical Drives and Machines » IEEE ISIE 2020.
Membre de comité d'organisation de la conférence IEEE ELECTRIMACS 2011.

2.3.5.2 Participation à des commissions de recrutement

Membre du comité de sélection du poste MCF Réf. 1282 à l'ENSEM (2020).
Membre du comité de sélection du poste MCF Réf. 1321 à l'ENSEM (2020).
Membre du comité de sélection du poste MCF Réf. 4058 à l'UTBM(2019).
Membre du comité de sélection du poste PRAG Réf.0898 à l'IUT de Cachan (2018)

2.3.5.3 Participation à des jurys de thèse en dehors de l'Université Paris Saclay

Membre du jury de thèse de M. Youssef MINI à l'ENSAM (2021). Titre de la thèse : "développement d'algorithmes pour le contrôle sans capteur de machines électriques polyphasées en mode normal et dégradé".
Membre du jury de thèse de M. Salah Soued à l'UTBM (2019). Titre de la thèse : " The DFIG Based Wind Farms and their impact on electrical Power Systems ".

2.3.5.4 Expertise pour des financements

2021 : Expertise pour l'association Nationale Recherche Technologie d'une demande de financement de thèse par bourse CIFRE.

2.3.5.5 Participation à des comités de lecture

J'effectue une expertise régulière pour plusieurs revues internationales :

- IEEE Transactions on Transportation Electrification, IEEE Transactions on Industrial Electronics, IEEE Transactions on Energy Conversion
- International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering (COMPEL)

2.3.5.6 Participation à des groupes de travail

- Participation à la journée SEEDS du GT Bruit et Vibration : Présentation faite par ma doctorante Mme Man Zhang : « Réduction de vibration dans la MRV via une approche de contrôle-commande » ,24 mai 2018.
- Participation à la journée inter GDR CSE MACS/SEEDS : Présentation faite par ma doctorante Mme Andreea Becui : « Contribution à la commande sans capteur de position des alterno-démarrateurs à plusieurs étages en fonctionnement à basse vitesse » ,jeudi 17 Mai 2018.

2.3.5.7 Activités d'intérêt collectif

- Membre élu de la commission de spécialistes (CCSU) de 63ème section de l'Université Paris-Saclay, depuis 2016.
- Membre du jury du Concours d'attribution des allocations doctorales MESR 2020 et 2021 à l'école doctorale EOB.
- Chargée de Mission des relations internationales à l'Université Paris-Sud pour la Tunisie et le Maroc, sur la période 2015-2017.

2.3.6 Collaborations académiques nationales et internationales

2.3.6.1 Collaborations nationales

- **Collaboration avec le laboratoire SATIE** A mon arrivé au GeePs en 2012, j'ai maintenu mes contacts scientifiques avec mes anciens collègues au SATIE. On a continué à travailler sur les apports de solutions numériques type SoCs à la commande des systèmes électriques. Cette collaboration a contribué à la publication d'un article dans une revue internationale en 2013 xx.
- **Collaboration avec le laboratoire L2S** Du fait de sa proximité et de la complémentarité des compétences, il m'est semblé naturel de travailler avec les collègues du laboratoire L2S. J'ai ainsi participé à l'encadrement de la thèse Andreea Becui avec les collègues de L2S (Emmanuel Godoy, Perdo Rodriguez). Son travail traitait le sujet de la commande sans capteur mécanique pour un alterno-démarrateurs à grande vitesse avec un fort couple à l'arrêt pour les avions plus électriques. Dans le cadre de la thèse de Siwar Fadhel et pour des aspects de traitement de l'information, j'ai travaillé aussi avec Claude Delpha de laboratoire L2S. L'idée est de pouvoir utiliser les outils de traitement de l'information (comme l'ACP (Analyse par Composante Principale) pour l'identification et la classification des défauts dans les cellules PVs.
A l'issue de ces collaborations, plusieurs papiers de revues et de conférences internationales ont été publiés.

2.3.6.2 Collaborations internationales

Mobilité sortante

- Afin d'encourager les coopérations avec des partenaires internationaux, le GeePs a mis en place une aide à la mobilité des doctorants. Suite à cela, j'ai participé au montage de plusieurs collaborations avec des établissements académiques internationales et plusieurs de mes doctorants ont effectué un stage de 2 mois aux universités ci-dessous :
 1. L'Université d'Aachen (RWTH) en Allemagne : le doctorant concerné est Duy-Minh Nguyen.
 2. L'Université de polytechnique de Catalogne : le doctorant parti en stage est Abdoulaye Sarr.
 3. L'Université de la Sarre : le doctorant concerné est Brahim Mohammed

Ces collaborations ont donné lieu à plusieurs productions scientifiques communes.

Mobilité entrante

- Thèse en co-tutelle : Dans le cadre d'une collaboration avec l'école nationale d'ingénieurs de Sousse, j'ai pris initiative de monter un projet de thèse en co-tutelle. La doctorante, Mlle Siwar Fadhel, effectué un séjour de 4 mois par an GeePs. J'ai ainsi effectué plusieurs tâches administratives (participation à la rédaction de la convention, la demande d'autorisation d'inscription et aux procédures de demande de visa).
- Des collaborations ont été établies également avec des universités tunisiennes et algériennes. Dans ce cadre, j'ai accueilli au laboratoire plusieurs chercheurs.

1. **Fatma Ben Salem** : maître de conférences HDR de l'Université de Sfax (Tunisie) pour un séjour de 15 jours en 2017. Ce séjour a été financé par une bourse d'excellence attribuée par campus France.
2. **Hassen Bellila** assistant contractuel et doctorant à l'université de Larbi Ben M'hidi Oum El Bouaghi a effectué un séjour de 1 mois (Janvier 2019). Son travail s'intéressait à l'amélioration du rendement de STATCOM.
3. **Mounir Hlali** Doctorant à l'école Nationale d'ingénieurs de Tunis a effectué deux séjours de 3 mois chacun au laboratoire GeePs (Avril-Juin (2019/2018)), il a développé d'une commande d'un convertisseur en mode ilôté et raccordé au réseau en présence d'une charge non-linéaire.

A l'issue de ces séjours, plusieurs publications communes dans des conférences internationales et de revue ont été acceptées.

2.3.7 Collaborations avec des industriels

Les collaborations avec les partenaires industriels portent principalement sur l'encadrement des projets de thèse.

Collaboration avec l'entreprise Thales AES J'ai participé à l'encadrement de thèse de Mme Andreea Becui (thèse CIFRE financée par Thales AES et soutenue le mois d'Octobre 2018) qui portait sur la commande sans capteur d'alternateur à grande vitesse avec un fort couple à l'arrêt pour les avions plus électriques [76].

Collaboration avec l'équipementier automobile Valeo : J'ai participé à l'encadrement de thèse de M. Mokrane BALA financé par Valeo. Le sujet portait sur la réduction du nombre de composants de l'onduleur du compresseur de climatisation par optimisation de la logique de contrôle du moteur. L'approche adaptée consiste à utiliser un seul capteur de courant (courant de bus continu) pour la régulation de la vitesse et des courants [77].

2.3.8 Bilan personnel de la production scientifique

Le bilan scientifique de mes activités de recherche durant la période d'activité est résumé dans le tableau suivant :

Publications dans des revues internationales avec comité de lecture	19
Communications dans des congrès nationaux avec comité de lecture et publication des actes	6
Communications dans des congrès internationaux avec comité de lecture et publication des actes	29

1 Ouvrage : Imen BAHRI, « Contributions of FPGA-based system-on-chip for the AC drive embedded applications », thèse de doctorat en génie électrique et informatique industrielle, 28 novembre 2011.

2.3.8.1 Un peu de statistique

-Données issues du site ResearchGate au 20/10/2020) : Total impact points : 21,63, h-index : 10 (sans auto-citations), citations : 867

-Données issues du site Google Scholar au 20/10/2020 :

Citations	1153	559 (depuis 2017)
Indice h	11	10 (depuis 2017)

2.3.9 Encadrement doctoral et scientifique

2.3.9.1 Thèses soutenues

1. **Thèse 1. Mouhanned Brahim**

- Titre : « Modeling and Position Control of Piezoelectric Motors », soutenue le 6 Octobre 2017.
- Financement : bourse MESR
- Encadrement : 50%, directeur de thèse Yves Bernard (50%)
- Publications associées : 3 article de revue internationale et 1 article de conférence internationale.

2. **Thèse 2. Man Zhan**

- Titre : « Modeling of Multiphysics Electromagnetic and Mechanical Coupling and Vibration Controls Applied to Switched Reluctance Machine », thèse soutenue le 12 Septembre 2018.
- Financement : bourse CSC
- Encadrement : 35%, directeur de thèse Xavier Mininger 35 %, Cristina Vlad 30%
- Publications associées : 2 articles de revue internationale et 2 articles de conférence internationale.

3. **Thèse 3. Abdoulaye Sarr**

- Titre : « Amélioration de la sureté de fonctionnement d'un actionneur électrique à réluctance variable », soutenue le 30 Novembre 2018
- Financement : bourse MESR
- Encadrement : 70%, directeur de thèse Demba Diallo 30%
- Publications associées : 2 articles de revue internationale et 3 articles de conférence nationale/internationale.

4. **Thèse 4. Andreea Livia Beciu**

- Titre : « commande sans capteur mécanique pour un alterno-démarrreur à grande vitesse avec un fort couple à l'arrêt pour les avions plus électriques », soutenue le 11 Octobre 2018.
- Financement : bourse CIFRE
- Encadrement : 30%, Emmanuel Godoy Directeur de thèse 40%, Pedro Rodriguez 30%
- Publications associées : 2 articles de conférence internationale.

5. **Thèse 5. Duy-Minh Nguyen**

- Titre : « Commande intermittente de la Machine à Réluctance variable », soutenue le 08/07/2019
- Financement : bourse MESR
- Encadrement : 35%, Claude Marchand directeur de thèse (30%), Guillaume Krebs (35%)
- Publications associées : 2 articles de revue internationale et 6 articles de conférence nationale/internationale.

6. **Thèse 6. Mokrane BALA**

- Titre : Réduction du nombre de composants de l'onduleur via la commande Application : Compresseur de climatisation
- Financement : bourse CIFRE- Valéo
- Encadrement : 40%, Guillaume Krebs directeur de thèse (30%), Adrien Mercier (30%)
- Publications associées : 3 articles de conférence nationale/internationale et un article de revue soumis.

7. **Thèse 7. Siwar Fadhel**

- Titre : "Efficacité énergétique et surveillance d'un micro-réseau à courant continu alimenté par des panneaux photovoltaïques"
- Financement : Thèse en co-tutelle
- Encadrement : 50%, Demba Diallo directeur de thèse 50%
- Publications associées : 2 articles de revue internationale et 2 articles de conférence nationale/internationale.

2.3.9.2 Thèses en cours

1. **Thèse 1. Haiteng SUN**

- Titre : Impact de la conception de machine sur le contrôle sans capteur des entraînements électriques : Solutions de modélisation et de contrôle.
 - Financement : bourse MESR
 - Encadrement : 50% directrice de thèse, 50% guillaume Krebs
 - Publications associées : 1 articles de revue et de conférence internationales soumis.
2. **Thèse 2. Qihao GUO**
- Titre : "Gestion d'énergie dans un microréseau à génératrice à réluctance variable, isolé ou connecté au réseau"
 - Financement : bourse CSC
 - Encadrement : 50%, 50% Demba Diallo directeur de thèse.
 - Publications associées : 1 articles de conférence internationales.

2.3.9.3 Stages d'ingénieurs et Master recherche

1. **Ayawo-roger Ekon**
 - Stage M1, 2018-2019
 - Titre : Filtrage actif dans un micro-réseau.
 - Taux d'encadrement : 100%
2. **Abdoulaye SAAR**
 - stage M2R –PIE ,2014-2015
 - Titre : La commande sans capteur mécanique de la machine à reluctance variable.
 - Taux d'encadrement : 50%, D.Diallo (50%)
3. **Hana Maamri**
 - stage M2R –PIE ,2014-2015
 - Titre : Développement de la commande à hystérésis variable pour la réduction de vibration dans la machine à reluctance variable.
 - Taux d'encadrement : 100%
4. **Pierre Seraj-Mounir**
 - stage M2R –PIE ,2014-2015
 - Titre : Développement de la commande directe en couple de la machine à réluctance variable à double saillance.
 - Taux d'encadrement : 100%

2.3.10 Publications

2.3.10.1 Articles dans des revues internationales à comité de lecture

1. **M. Zhang, I.Bahri,X.Mininger,C.Vlad,H.Xie, E.Berthelot, W.Hu**
 - "Vibration Reduction Controller for a Switched Reluctance Machine based on HW/SW Partitioning"
 - IEEE Transactions on Industrial Informatics, July 2020, doi : 10.1109/TII.2020.3010375.
2. **F. Ben Salem, I.Bahri, H.Maamri, N.Derbel**
 - "A Second-Order Sliding Mode Control of Switched Reluctance Motor"
 - Electric Power Components and Systems, DOI : 10.1080/15325008.2020.1797937.
3. **A.Sarr, I. Bahri,E. Berthelot, A.Kebe,D.Diallo**
 - "Switched Reluctance Generator for Low Voltage DC Microgrid Operation : Experimental Validation"
 - Energies 2020, 13(12), 3032 ; <https://doi.org/10.3390/en13123032> .
4. **S.Fadhel, D. Diallo, C.Delpha, A. Migan-Dubois, I.Bahri, M.Trabelsi, M.Mimouni**

- "Maximum Power Point Analysis for Partial Shading Detection and Identification in Photovoltaic Systems"
— Energy Conversion and Management, Elsevier (2020).
- 5. **M.Sellali, A.Betka , A.Djerdir , Y.Yang , I.Bahri , S.Drid**
— "A Novel Energy Management Strategy in Electric Vehicle Based on H Self-gain Scheduled for Linear Parameter Varying Systems"
— IEEE Transactions on Energy Conversion PP(99) :1-1, 2020, DOI : 10.1109/TEC.2020.3017811.
- 6. **H.Bellila, N. Boudjerda, A.Boubakir, I.Bahri**
— "Improved STATCOM efficiency using a hybrid technique based on sliding mode control and proportional integral control"
— Przeglad Elektrotechniczny, 2020, DOI : 10.15199/48.2020.10.29
- 7. **D. Nguyen, I.Bahri, G.Krebs, E.Berthelot and al**
— "Efficiency Improvement by the Intermittent Control for Switched Reluctance Machine in Automotive Application"
— IEEE Transactions on Industry Applications, Volume : 55 , Issue : 4 , July-Aug. 2019
- 8. **M. Zhang, I.Bahri, X. Mininger, C.Vlad**
— "Vibration Reduction Control of Switched Reluctance Machine"
— IEEE Transactions on Energy Conversion Volume : 34 , Issue : 3 , Sept. 2019.
- 9. **M. Zhang, I.Bahri, X. Mininger, C.Vlad, H.Xie**
— "A New Control Method for Vibration and Noise Suppression in Switched Reluctance Machines"
— Energies 2019, 12(8), 1554; <https://doi.org/10.3390/en12081554>
- 10. **S. Fadhel, C. Delpha, D. Diallo, I. Bahri, A. Migan, M. Trabelsi, M.F. Mimouni**
— "PV shading fault detection and classification based on I-V curve using principal component analysis : Application to isolated PV system "
— Solar Energy, Elsevier, 2019, 179, pp.1-10.
- 11. **M.Brahim, Y.Bernard, I.Bahri**
— "Modelling, design, and real time implementation of robust H-infinity position control of piezoelectric actuator drive "
— International Journal of Mechatronics and Automation, March 2018, 6(4) :151-159.
- 12. **D.Nguyen, I.Bahri, G.Krebs, E.Berthelot, C.Marchand**
— "Vibration study of the intermittent control for a switched reluctance machine "
— Mathematics and Computers in Simulation Journal. Transactions of IMACS, Elsevier 2018.
- 13. **R. Ortega, A. Sarr, A. Bobtsov, I. Bahri, D. Diallo**
— "Adaptive state observers for sensorless control of switched reluctance motors "
— International Journal of Robust and Nonlinear Control, Nov. 2018.
- 14. **M.Brahim, I.Bahri, Y.Bernard**
— "Real time implementation of H-infinity and RST motion control of rotary traveling wave ultrasonic motor "
— International Journal of Mechatronics, Elsevier, 2017, 44, pp.14-23.
- 15. **M.Brahim, I.Bahri, Y.Bernard**
— "H-infinity and RST Position Controllers of Rotary Traveling Wave Ultrasonic Motor "
— International Journal of Mechanical Mechatronics Engineering, 2017, pp.334-341.
- 16. **I.Bahri, L.Idkhajine, M.Benkhalifa, E.Monmasson**
— "Hardware/Software Codesign Guidelines for System on Chip FPGA-Based Sensorless AC Drive Applications "
— IEEE Transactions on Industrial Informatics, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2013, 9 (4), pp.2165 - 2176.

17. **I.Bahri, L.Idkhajine, E. Monmasson, M-A.Benkhelifa**
 - "HW-SW partitioning of SoC based Sensorless Controller for a Synchronous Machine using an Extended Kalman Filter "
 - Elsevier 2012, <https://doi.org/10.1016/j.matcom.2012.06.008>
18. **H.Berriri, M-W.Naouar, I.Bahri, I. Slama-Belkhodja, E.Monmasson**
 - "FPGA-Based Fault Tolerant Hysteresis Current Control for AC Machine Drives "
 - IET Electrical Power Applications Journal 2011, doi : 10.1049/iet-epa.2011.0053
19. **E. Monmasson, L.Idkhajine, M. N. Cirstea, I.Bahri, A.Tisan, M.W.Naouar**
 - "FPGAs in Industrial Control Applications "
 - IEEE Trans. on industrial electronics, vol 7, No 2, pp 224, May 2011.

2.3.10.2 Articles de congrès internationaux avec actes

1. **Q.Guo, I.Bahri, D.Diallo**
 - "A Comparative Study of Two Control Strategies for DC-DC Boost Converter Used in DC Micro-grids"
 - IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2021, pp. 1-6, doi : 10.1109/IECON48115.2021.9589824.
2. **M. Bala, I. Bahri, A. Mercier, M. Khanchoul and G. Krebs**
 - "Speed PMSM Control Technique using a Single Current Sensor with Random SVPWM "
 - IEEE ISIE 2020, Netherlands, 2020, pp. 1547-1552, doi : 10.1109/ISIE45063.2020.9152452.
3. **M. Bala, I. Bahri, A. Mercier, M. Khanchoul and G. Krebs**
 - "A Speed PMSM Control Technique With a Single DC Bus current Sensor "
 - IEEE IECON 2019, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 243-248, doi : 10.1109/IECON.2019.8927460.
4. **M.Hlali, I.Bahri, H.Belloumi, F.Kourda**
 - "Comparative analysis of PI and PR based Current Controllers for Grid Connected Photovoltaic Micro-inverters "
 - IREC 2019, Tunisia.
5. **S.Fadhel, A.Migan, C.Delpha, D.Diallo, I.Bahri, et al**
 - "Data-driven approach for isolated PV shading fault diagnosis based on experimental I-V curves analysis "
 - ICIT 2018, Feb 2018, Lyon, France.
6. **M.Zhang, X.Mininger, I.Bahri, C.Vlad**
 - "Improvement of the variable turn-off angle control for SRM regarding vibration reduction "
 - IEEE IEMDC, May 2017, Miami, United States.
7. **M.Zhang, I.Bahri, X.Mininger, C.Vlad**
 - "A new vibration reduction control strategy of switched reluctance machine "
 - IEEE IEMDC, May 2017, Miami, United States.
8. **A.Sarr, D.Nguyen, I.Bahri, D.Diallo**
 - "Optimal control strategy of switched reluctance generator "
 - Electrimacs, Feb 2017, Toulouse, France.
9. **D.Nguyen, I.Bahri, G.Krebs, C.Marchand**
 - "Impact of the intermittent control on the torque pulsation of a switched reluctance machine"
 - IEEE VPPC, Jun 2017, Belfort, France.
10. **D.Nguyen, I.Bahri, G.Krebs, C.Marchand**
 - "Impact of the intermittent control on the vibration behavior of a switched reluctance machine"
 - Electrimacs, Feb 2017, Toulouse, France.

11. **D.Nguyen, I.Bahri, G.Krebs, C.Marchand**
 - "Intermittent control for efficiency gain of a switched reluctance machine"
 - IEEE IEMDC , May 2017, Miami, United States
12. **D.Nguyen, I.Bahri, G.Krebs, C.Marchand**
 - "Performance of the intermittent control for switched reluctance machine on driving cycle"
 - IEEE ICEM, Alexandroupoli, 2018.
13. **A.Beciu, E.Godoy, P.Rodriguez-Ayerbe, I.Bahri,A. Maalouf**
 - "High Frequency Impedance Analysis for Sensorless Starting of Wound Rotor Synchronous Machines"
 - IFAC, Jul 2017, Toulouse, France, pp.15780-15785.
14. **A.Beciu, E.Godoy, P.Rodriguez-Ayerbe, I.Bahri,A. Maalouf**
 - "A Comparative Analysis of Pulsating Carrier Injection vs. Extended Kalman Filter Injection-Based Sensorless "
 - IEEE VPPC, Dec 2017, Belfort, France.
15. **I.Bahri, M.Hana, E.Godoy, C.Marchand, E.Berthelot**
 - "Comparison of two control strategies regarding vibration criterion for switched reluctance machine "
 - IET PEMD, Apr 2016, Glasgow, United Kingdom.
16. **A.Sarr, I.Bahri, D.Diallo, É.Berthelot**
 - "Sensorless control of Switched Reluctance Machine "
 - IEEE IECON,pp.6693 - 6698, 2016, Florence 2016, Italy.
17. **S. Fadhel, M. Trabelsi, I.Bahri, D.Diallo, M.Mimouni**
 - "Faults effects analysis in a PV array based on current-voltage and power-voltage characteristic "
 - STA'2016, Dec 2016, Sousse, Tunisia.
18. **M.Brahim, I.Bahri, Y.Bernard**
 - "Modeling and RST position control of Rotary Traveling Wave Ultrasonic Motor"
 - ICSPC 2015, Dec 2015, Kuala Lumpur, Malaysia.
19. **M.W. Arab, E.Godoy, I. Bahri, M. Hilairet, P. Garcia Estébanez, et al**
 - "Current Controller for Switched Reluctance Motors Using Pole Placement Approach"
 - IEEE IEMDC, May 2013, Chicago, United States.
20. **D.Shah, M.Hilairet, I.Bahri**
 - "Enhanced direct instantaneous torque control of switched reluctance machine with phase current limitation"
 - IECON 2013, Nov 2013, Vienne, Austria. pp.2780 - 2785.
21. **I.Bahri, A. Maalouf, L. Idkhajine, E. Monmasson**
 - "FPGA-based implementation of sensorless AC drive controllers for embedded Electrical Systems applications"
 - IEEE SLED 2011, 1-2September, Birmingham.
22. **I.Bahri, L.Idkhajine, E.Monmasson, M-A.BenKhelifa**
 - "FPGA SoPC based Sensorless Controller for a Synchronous Machine using an Extended Kalman"
 - Electrimacs 2011, 6 June, Paris.
23. **I.Bahri, E.Monmasson, F.Verdier, M-A.Benkhelifa**
 - "SoPC-based current controller for permanent magnet synchronous machine drives"
 - IEEE ISIE,4-7 July 2010-Bari, Italy.
24. **I.Bahri, E.Monmasson, F.Verdier, M-A.Benkhelifa**
 - "Design and validation methodology of FPGA-based motor drive for High Temperature environment"

- IEEE Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion 2010, 19-21 October, Bologna, Italy.
- 25. **E. Monmasson, L. Idkhajine, I. Bahri, M.Naouar, L. Charaabi**
 - "Design methodology and FPGA-based controllers for Power Electronics and drive applications"
 - IEEE ICIEA 2010, Taichung, Taiwan.
- 26. **I.Bahri, I.Slama-Belkhodja, E.Monmasson**
 - "FPGA-based Real-Time Simulation of Fault Tolerant Current Controllers for Power Electronics"
 - IEEE ISIE 2009, 5-8 July Seoul, Korea.
- 27. **I.Bahri, J.Arbi, I.Slama-Belkhodja, E.Monmasson**
 - "FPGA-based Fault Tolerant Current Controllers for Induction Machine"
 - IEEE Electromotion, 1-3 July 2009 -Lille, France.
- 28. **I.Bahri, M.Naouar, I.Slama -Belkhodja, E.Monmasson**
 - "FPGA-Based FDI of Faulty Current Sensor in Current Controlled PWM Converters"
 - IEEE Eurocon 2007.
- 29. **M. Abdellatif, I.Bahri, I. Slama-Belkhodja**
 - "Comparative Study of Grid Voltage Angle Calculation for a DFIG based Wind System"
 - SSD 19-22 March 2007, Hammamet, Tunisia.

2.3.10.3 Articles de congrès nationaux avec actes

1. **M.Bala , G.Krebs, A.Mercier, I.Bahri, M.Khanchou**
 - "Commande de la machine synchrone à aimant permanent utilisant un seul capteur de courant avec une SVPWM aléatoire "
 - SGE 2021, 6-8 juillet 2021, Nantes, France.
2. **A.Sarr, I.Bahri, D.Diallo, A.Arias**
 - "Génératrice à réluctance variable connectée au réseau alternatif monophasé pour une application éolienne"
 - SGE 2018, 3-5 juillet 2018, Nancy, France.
3. **A.Sarr, I.Bahri, D.Diallo, A.Arias**
 - "Commande sans capteur mécanique de la machine à réluctance variable"
 - JCGE'17, Arras, France.
4. **S. Fadhel A.Migan-Dubois, C. Delpha, D.Diallo, I.Bahri**
 - "Surveillance des modules photovoltaïques en conditions réelles par l'analyse des grandeurs électriques"
 - JNPV, Dec 2018, Dourdan, France.
5. **D. M. Nguyen, I. Bahri, G. Krebs and C. Marchand**
 - "Commande Intermittente pour le Gain en Efficacité Energétique d'une Machine à Réluctance Variable"
 - JCGE'17, Arras, France.
6. **D. M. Nguyen, I. Bahri, G. Krebs and C. Marchand**
 - "Impact de la commande intermittente sur la pulsation du couple d'une machine à réluctance variable pour véhicule électrique"
 - SGE'18, Nancy, 2018.

Chapitre 3

Commande de la MRVDS : Approche vibratoire et énergétique

3.1 Introduction

Dans le cadre de la transition énergétique, les constructeurs cherchent de plus en plus à réduire le coût et d'accroître l'autonomie de Véhicules électriques (VEs). L'électrification a amené des nouveaux verrous et des diverses contraintes scientifiques et technologiques à la fois. L'efficacité énergétique, la réduction de vibrations et de bruit sonore, l'amélioration de confort de l'utilisateur et la durée de vie sont des facteurs importants pour les utilisateurs de VEs et essentiels à une commercialisation en masse réussie de ce type de véhicule. Une première possibilité serait d'agir sur le choix du moteur de traction. Plusieurs types de moteurs s'adaptent bien à ce type d'application. Comme le montre la figure figure 3.1, les machines à induction et les machines synchrones à aimants permanents ont plusieurs avantages mais aussi des inconvénients. Elles ont déjà été mises en place pour l'application de VEs comme dans le cas de la Tesla, BMW, Zoe, Toyota, etc...[19, 20, 21]. Mais, les moteurs à aimants permanents détiennent une position dominante dans ce domaine en raison de ses caractéristiques de densité de couple élevée et un volume d'encombrement réduit. L'utilisation de la Machine à Réluctance

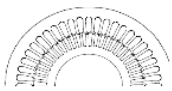


Machine à induction	Machine synchrone à aimants permanents	Machine à réluctance variable
		
<ul style="list-style-type: none"> • Robuste • Coût faible • Bonne dynamique 	<ul style="list-style-type: none"> • Densité de puissance élevée • Rendement élevé 	<ul style="list-style-type: none"> • Structure simple • Coût faible • Robuste
<ul style="list-style-type: none"> • Rendement réduit avec les faibles charges 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût global élevé à cause des aimants • Démagnétisation des aimants 	<ul style="list-style-type: none"> • Vibration et bruit acoustique • Ondulations de couple
Tesla, BMW	Renault, Toyota, Honda, Nissan	Holden, Land Rover (en prototype)

FIGURE 3.1 – Moteurs électriques pour la traction électrique [20, 21]

Variable (MRV) est encore en phase d'étude dans le cadre de la mise en place des nouveaux prototypes (Holden, Land Rover, Renault). Mais, des travaux de recherche récents ont montré que la MRV est capable de fournir une densité de couple comparable avec celle donnée par la MSAP de même dimension [22, 23]. Par conséquent, elle présente un potentiel intéressant pour les applications de VEs. Cette machine présente en effet

des caractéristiques favorables à son utilisation comme moteur de traction [1, 4, 5, 17, 18]. Elle est de conception simple et l'absence d'aimants permanents et de bobines au rotor la rend plus robuste et moins coûteuse. Cette propriété lui confère également la possibilité d'une opération à haute température et tolérant aux défauts ainsi qu'un fonctionnement à vitesse élevée. Cependant, le comportement hautement non linéaire de cette machine donne lieu à des phénomènes de vibrations importants ainsi qu'à une ondulation du couple importante. Ceci implique le développement de lois de commande complexes et également a freiné son utilisation dans les applications de VEs jusqu'à maintenant.

3.2 Contexte et positionnement

La MRVDS a été étudiée au sein du laboratoire GeePs depuis plus de 10 ans en étroite collaboration avec Renault. A mon arrivée j'ai été naturellement intégrée aux activités de contrôle-commande dédiées à la MRVDS. Cette machine se caractérise par la simplicité de sa conception, sa robustesse et son coût faible vu que son rotor n'intègre pas des terres rares. Au niveau de GeePs, les lois de commande ont été jusqu'ici focalisées seulement sur la réduction des ondulations de couple ou l'augmentation de rendement par optimisation des paramètres de commande en se basant sur des méthodes éléments finis [9, 10, 11]. Les paramètres de réglage importants pour la commande sont l'angle d'amorçage ψ et qui correspond au début de la magnétisation de la phase, la référence de courant I_{ref} et l'angle de conduction θ_p qui correspond à la durée pendant laquelle la phase est alimentée. La figure 3.2 illustre le profil idéalisé de l'inductance en fonction de la position.

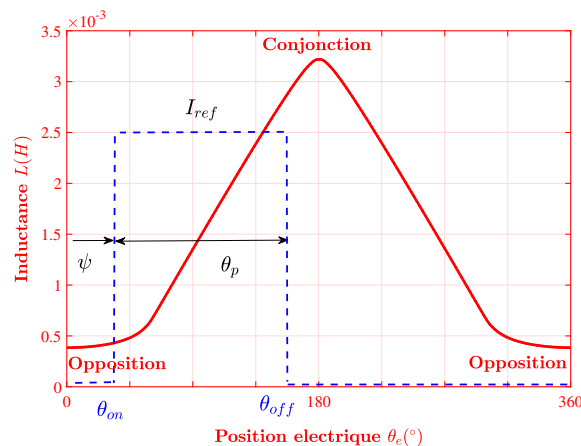


FIGURE 3.2 – Profil idéalisé de l'inductance en fonction de la position électrique

Les recherches visant à résoudre les verrous scientifiques cités ci-dessus n'ont pas cessé de s'intensifier. A titre d'exemple illustratif, la figure 3.3 illustre le résultat d'une recherche du nombre de publications par année obtenue à partir du site "ISI web of knowledge" pour les mots clés "srm" (switched reluctance machine), "vibration" et "efficiency" (rendement). Cette base n'est sans doute pas exhaustive mais donne une idée globale sur l'intérêt et l'évolution des recherches sur le sujet.

Pour l'aspect énergétique, les principales pistes d'amélioration se classent en deux groupes :

- Approche basée sur la conception : durant la phase de conception, la forme géométrique de la MRV est recherchée afin d'atteindre des meilleures performances telles que l'augmentation de la densité de puissance ainsi que l'efficacité. Par exemple, des recherches sur la structure et le type de bobinage ont été étudiés afin de réduire les pertes et donc par conséquent améliorer le rendement [3, 4, 6, 8, 7].
- Approche basée sur la commande : Plusieurs travaux de recherche ont étudié les stratégies de contrôle qui permettent d'améliorer le critère d'efficacité en se basant par exemple sur le contrôle d'angle de commutation en ligne ou en se basant sur des cartographies d'angle de commutation prédéterminées par des méthodes éléments finis[14, 11, 12, 13, 16]. D'autres travaux ont concentré sur les méthodes

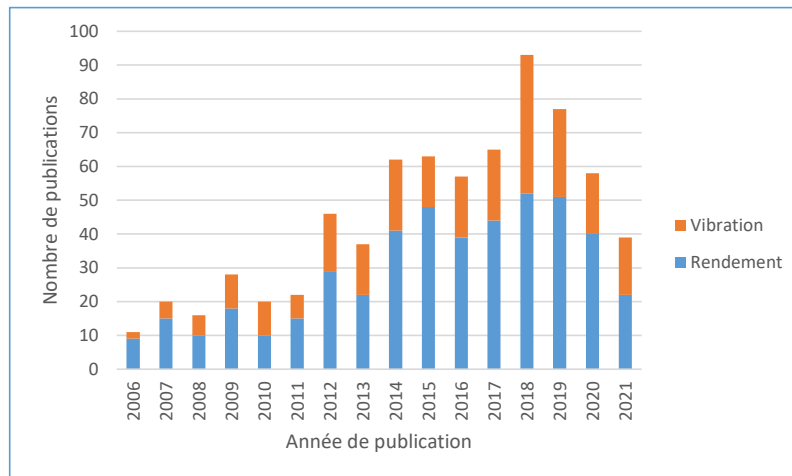


FIGURE 3.3 – Évolution du nombre annuel de publications sur le bruit et le rendement des MRVs

de contrôle en couple direct de la MRVDS et l’effet de la réduction des ondulations de couple sur l’efficacité de système global [15, 9, 10]

Pour l’aspect vibration et d’une manière générale, la force électromagnétique entre le stator et le rotor est la principale source de vibration et de bruit dans la MRV. Différentes méthodes ont été étudiées pour la réduction de ces vibrations du point de vue de la conception des machines et de stratégies de contrôle. Mais une fois la machine fabriquée, les méthodes de contrôle deviennent le dernier moyen efficace pour réduire les vibrations.

- Approche basée sur la conception : En ce qui concerne cette première catégorie, plusieurs solutions ont été proposées principalement axées sur la réduction de la force radiale, la manipulation de la fréquence naturelle du moteur et l’amélioration de l’effet d’amortissement du stator [24, 25, 27, 28, 29]. Dans [24, 25], ils ont étudié l’effet de l’inclinaison du stator et/ou du rotor sur la réduction des vibrations. Différentes combinaisons asymétriques sont étudiées : un stator asymétrique, un rotor asymétrique et un stator-rotor asymétriques. L’angle d’inclinaison est discuté également ainsi que son effet sur la valeur de la force radiale. Il souligne que l’inclinaison du stator est plus efficace que l’inclinaison du rotor. Dans [26], ils ont proposé l’augmentation de nombre de pôles du stator et du rotor pour réduire la force radiale. Ces derniers ont fait une comparaison entre MRV 18/12 et MRV 24/16 qui a montré une diminution du bruit de 2,3 dB à 2768 tr/min avec un couple de 30 N.m.
- Approche basée sur la commande : les approches de contrôle basées sur le profilage de courant, telles que la méthode de commutation à deux ou trois étages dans [43], et la méthode des courants semi-sinusoïdaux à excitation non séquentielle dans [44] ont été analysés et se sont avérés efficaces pour réduire les vibrations, en particulier à la fréquence naturelle dominante. Les angles de commutation ont été optimisés pour réduire l’harmonique de vibration radiale correspondante dans [11]. Dans [39], la modulation de largeur d’impulsion à fréquence aléatoire a été adopté pour répartir uniformément les harmoniques du courant ce qui permet de réduire le bruit. Pour rendre cette méthode plus efficace, une nouvelle technique a été proposée dans laquelle un filtre passe-bande a été introduit dans la stratégie de contrôle pour extraire les harmoniques de courant dans une plage donnée [40]. Des moyens semi-actifs / actifs basés sur le contrôle d’actionneurs piézoélectriques intégrés (PZT) ont été rapportés dans [41, 42]. Le nombre et le placement des actionneurs PZT dans SRM ont été optimisés par des algorithmes génétiques pour réaliser la réduction des vibrations. De plus, plusieurs études ont été proposées pour contrôler directement la force radiale. Il a été démontré que la variation de la force radiale a un impact

important sur les performances vibratoires. Ce point a inspiré le développement de méthodes de contrôle visant à lisser la force radiale totale, qui est définie comme la somme des forces radiales générées au niveau des dents du stator. Dans [45], cet objectif est atteint en adoptant le contrôle direct de la force instantanée (DIFC), ainsi qu'un contrôleur prédictif utilisé pour calculer le rapport cyclique du PWM (Pulse-Width Modulation). Cependant, ce contrôleur présente l'inconvénient d'augmenter l'ondulation de couple. Dans [46], une version améliorée de cette méthode de contrôle nommée contrôle instantané direct de couple et de force (DIT-FC) est proposée. Elle vise à maintenir constants à la fois le couple global et la force radiale totale. Cependant, les pertes totales ont été augmentées jusqu'à 48% .

Ces verrous scientifiques ont été développés et font toujours l'objet de travaux au sein de plusieurs laboratoires nationaux et internationaux. De manière non exhaustive, les publications récentes au niveau national et international ont été produites par :

3.2.1 Au niveau national

Laboratoire d'électromécanique de Compiègne (LEC) et le laboratoire FEMTO ont travaillé ensemble sur la modélisation et le contrôle de la machine synchro-réductante pour l'étude de comportement vibratoire et acoustique [30, 31]

Groupe de Recherche en Électrotechnique et Automatique du Havre a aussi travaillé sur la compréhension des phénomènes des émissions vibro-acoustiques ainsi que la réduction de vibrations dans les machines électriques [32, 33].

Laboratoire LSEE à Béthune travaille sur l'analyse énergétique de machines et la caractérisation du bruit et de vibrations ainsi que l'étude de solutions permettant de les réduire [88].

Laboratoire L2S a travaillé sur la réduction active des vibrations des machines électriques via les solutions de contrôle pour une application de véhicule électrique [34]

3.2.2 Au niveau international

L'institut de technologie électrique et mécanique de Nagoya au Janpan a travaillé sur une méthode performante de réduction de bruit sonore via la commande [35].

Nexteer Automotive et l'Université de Nebraska-Lincoln le travail porte sur les techniques de profilage de courant pour la réduction des vibrations et d'ondulations du couple [47, 48].

L'Université technologique d'Isfahan et l'Université du Texas à Dallas ils ont collaboré pour étudier les vibrations du stator et du rotor dues à la force électromagnétique radiale ainsi que l'effet du couplage mécanique sur la vibration entre le stator et le rotor [37].

L'Université McMaster à Hamilton et le centre de ressource automobile ont travaillé sur le développement des approches analytique de la modélisation du bruit acoustique dans les machines à réluctance commutée [38].

L'Université RWTH à Aachen , les chercheurs ont proposé une commande prédictive de la force radiale permettant de réduire les vibrations [15, 46, 45].

Dans ce chapitre, je présente une synthèse de mes travaux de recherche sur la commande de la MRVDS. Dans le cadre d'un projet de thèse [49] auquel j'ai participé, une nouvelle stratégie de commande a été proposée. Elle vise à améliorer le comportement énergétique du système constitué par la MRVDS associée à son convertisseur. En plus de critère énergétique, plusieurs variants de cette loi de commande sont développés afin de répondre à des critères de réduction de vibrations et des à-coups mécaniques. Vu que les phénomènes de vibrations sont très complexes, un modèle permettant de prédire les vibrations a été mise en place. Ce modèle facilitera les évaluations de différentes stratégies de commande en termes de vibration. Enfin, une stratégie de commande

spécifique qui vise à contrôler la force radiale avec une adaptation permanence de courant de référence est proposée [50]. Les travaux présentés par la suite montrent en détails les problématiques adressées et les principaux résultats trouvés.

3.3 Amélioration du comportement vibratoire de la MRVDS

Les travaux de Mme Man Zhang [50], au quel j'ai participé à l'encadrement, avaient pour objectif de proposer des lois de commande permettant la réduction de vibrations. Deux stratégies ont été proposées : La MLI aléatoire et le contrôle de la force radiale. L'évaluation de lois de commande proposées a nécessité aussi le développement d'un modèle multi-physique électromagnétique-mécanique de la MRVDS. En effet, les origines de bruit et de vibration dans les machines électriques sont diverses. On peut distinguer le bruit direct et indirect, où les sources de bruit peuvent être divisées en trois grandes catégories : électromagnétiques (dû aux forces radiales, l'excentricité ou déséquilibre entre les phases), mécaniques (déséquilibre du rotor, désalignement de l'arbre) et aérodynamique (dû au rotor ou la ventilation). Spécifiquement et pour la MRVDS, les vibrations et le bruit d'origine électromagnétique sont dominants vu le mode de fonctionnement de cette machine. L'excitation électromagnétique provoque des déformés modales associées aux différents modes de la machine, comme le montre la figure 3.4. Ces déformés sont issues d'une simulation numérique de la MRVDS 8/6 en étude (fréquence Mode 2=2587 Hz ou 2891 Hz, fréquence Mode 0=11933 Hz, fréquence Mode 4=13721 Hz). Une résonance se produirait si et seulement s'il y a une concordance entre l'ordre spatial circonferentiel

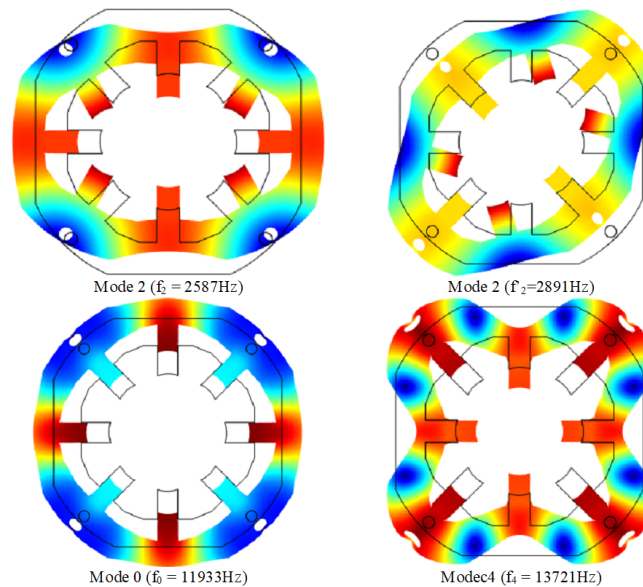


FIGURE 3.4 – Mode de résonance de la MRVDS 8/6.

de l'harmonique de force et le numéro de mode circonferentiel du stator, et un accord entre la fréquence de l'harmonique de force et la fréquence propre du mode stator. Seuls les modes qui sont des multiples entiers de 2 sont disponibles pour la machine étudiée.

La prédiction du déplacement de la structure en fonction de son excitation nous a semblé nécessaire pour deux raisons : premièrement pour évaluer l'influence de l'excitation sur le mode de vibration de la machine et donc par conséquent le bruit acoustique généré, deuxièmement pour l'évaluation de performances/impacts de différentes solutions de contrôle-commande appliquées. Le choix a été vite fait vis à vis de développement d'un modèle de prédiction analytique plutôt qu'un modèle plus précis mais plus complexe. En effet, l'utilisation d'un modèle de prédiction semi-analytique présente une solution peu coûteuse en termes de temps d'exécution et par conséquent trouve tout son intérêt dans la phase d'évaluation des algorithmes de commande.

3.3.1 Modèle vibratoire et prédiction de déformations

Le modèle analytique multi-physique qui a été développé est composé de deux sous-modèles :

- Modèle électromagnétique** de l'excitation permettant d'étudier sa circulation dans le bobinage de la machine. Il se base sur l'association des cartographies électromagnétiques issues de la méthode par EF et les équations d'équilibre de tension et de couple. La sortie de ce modèle qui est la force radiale est considérée comme entrée pour le modèle structurel.
- Modèle structurel** de la machine permettant de montrer les déformations générées. Il a été développé sur l'outil de modélisation COMSOL et utilisé pour déterminer les fonctions de transfert entre la force radiale appliquée en entrée et l'accélération en sortie au niveau de plusieurs points de la machine. Ces fonctions sont utilisées pour développer le modèle analytique.

La figure 3.5 illustre le modèle semi-analytique de prédiction de vibrations.

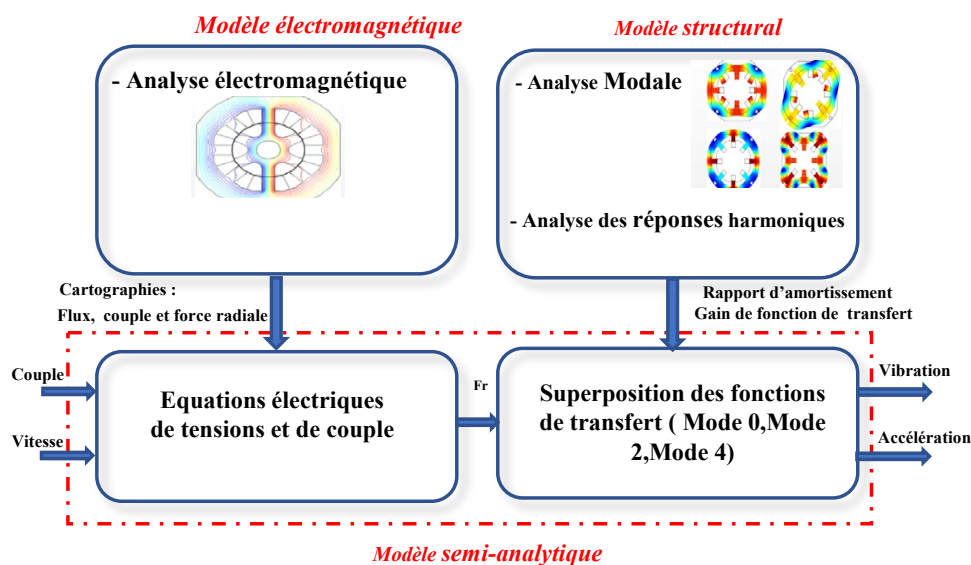


FIGURE 3.5 – Modèle multi-physique semi-analytique de prédiction de vibrations

Pour le modèle structurel, la principale difficulté résidait dans la détermination des paramètres des fonctions de transfert (fréquence propre, facteur d'amortissement) entre l'accélération et la force radiale générée pour chaque phase. En effet, la MRVDS est un système complexe non linéaire à plusieurs degrés de liberté (MDOF) du point de vue mécanique, qui peut être simplifié par la superposition linéaire de plusieurs systèmes à un seul degré de liberté (SDOF). Dans un premier temps, nous avons proposé une fonction de transfert de différents modes pour chaque phase. De plus, pour une MRVDS multi-phase, plusieurs phases peuvent être excitées simultanément et la force radiale peut donc être produite à différents endroits. Par conséquent et dans second temps, les vibrations des différents pôles d'excitation ont été superposées. Le modèle semi-analytique développé a été validé en comparant ses performances à celles données par le modèle EF complet. Les accélérations au niveau des phases 1 et 2 de la MRVDS sont illustrées sur les figure 3.6 et figure 3.7.

La figure 3.8 illustre le spectrogramme de vibration issu du modèle multi-physique pour un test d'accélération (de 100 tr/min à 3000 tr/min) avec une charge constante de 2 N.m. On note l'importance du niveau de vibration près du mode 2, en plus l'harmonique impaire est plus importante pour l'excitation vibratoire. L'harmonique d'ordre 21 de la vitesse 1200 tr/min présente une amplitude élevée, car cette harmonique temporelle de force radiale excite l'ordre spatial circonférentiel 2 (correspondant à la forme du Mode 2).

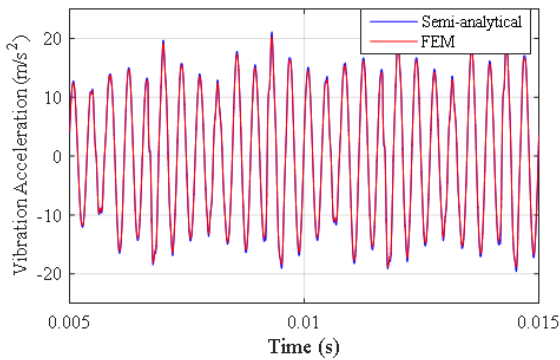


FIGURE 3.6 – Accélération au niveau de la phase 1

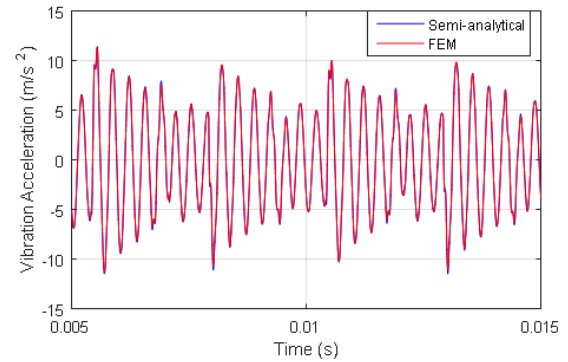


FIGURE 3.7 – Accélération au niveau de la phase 2

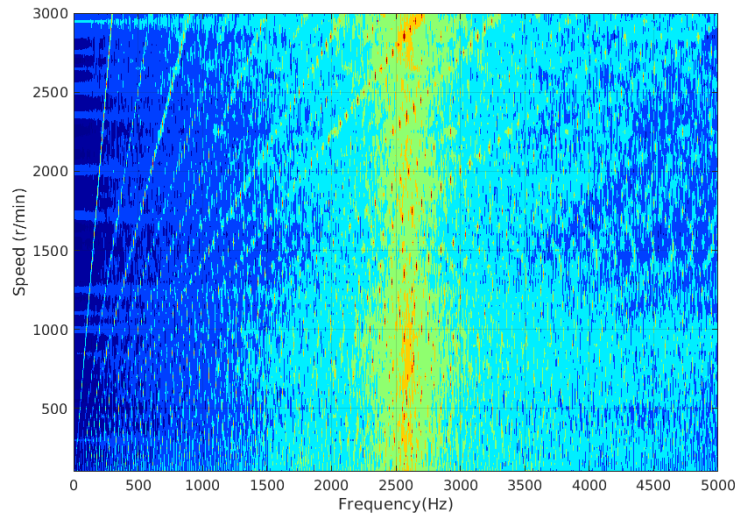


FIGURE 3.8 – Spectrogramme de vibration pour un test d'accélération avec une charge de 2 N.m [50]

3.3.2 Commande directe de la force radiale

La figure 3.9 illustre le schéma de la commande proposée pour la réduction de vibrations. Elle repose sur l'association entre deux approches : la commande en couple moyen qu'on notera TMC (Torque Mean Control) et la commande directe de la force radiale qu'on notera DFC (Direct Force Control). La première stratégie de commande vise à réguler le couple de la machine en optimisant trois paramètres de commande (courant de référence, l'angle d'amorçage, la période de conduction). Ces paramètres sont issus d'une procédure d'optimisation par méthodes éléments finis sur un logiciel MRVSIM [9].

L'objectif de la deuxième stratégie est de contrôler la force radiale directement au niveau des dents statoriques en passant par la régulation de la somme des forces radiales générées par les 4 phases à une valeur de référence fixée [46]. Pour cela, une commande non linéaire avec trois contrôleurs d'hystérésis a été mis en place et permettant la génération des signaux de commutation pour chaque phase de la MRVDS. En fonction de la position du rotor, l'ensemble du processus de contrôle peut être divisé en deux conditions : le mode de commutation et le mode d'excitation simple. En mode de commutation, deux phases adjacentes sont excitées en même temps. En mode d'excitation simple, une seule phase est excitée.

En principe, les objectifs de ces deux approches sont contradictoires : la réduction de la vibration implique l'augmentation des ondulations du couple et vice versa. Afin de pallier à ce problème, nous avons proposé

l'ajout d'un adaptateur du courant de référence ce qui permettra de gérer le compromis entre ces deux objectifs. La figure 3.9 illustre le schéma de la commande de la force avec adaptateur de courant. Cette loi de

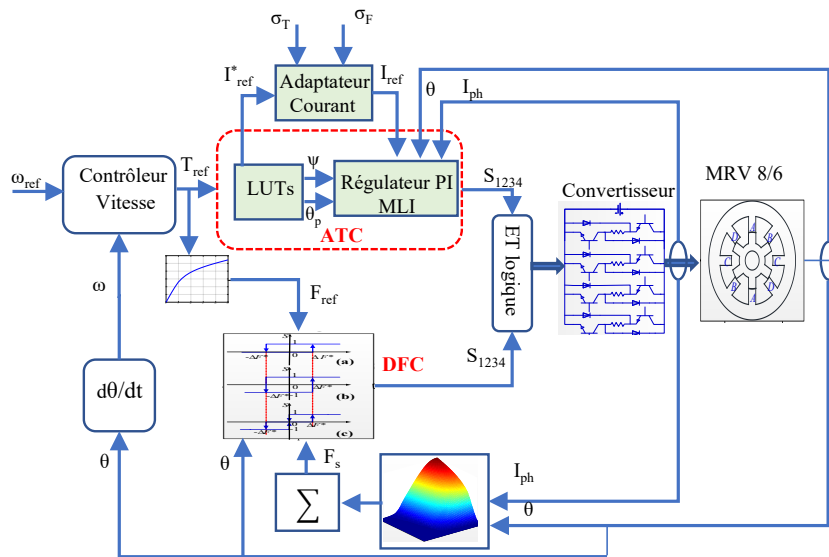


FIGURE 3.9 – Schéma de la commande de la force radiale avec adaptateur de courant

commande a été alimentée par des cartographies de couple et de force radiale issues du modèle EF de la machine. Le régulateur de vitesse fournit une seule sortie qui est la référence de couple utilisé par la commande en couple moyen. Ainsi, pour la commande de force, une caractéristique statique $F_{ref} = f(T_{ref})$ est introduite. Elle permet d'obtenir la valeur de force radiale moyenne équivalente sur une demi-période électrique basée sur la valeur de couple moyen équivalent sur une demi-période électrique. Le principe est le suivant : lorsque la force totale est suffisamment petite, seuls les signaux de commutation de la commande en couple sont pris en compte. Lorsque la force totale atteint F_{ref} , la référence de force radiale, la commande de la force commence à imposer des signaux de commutation afin de contrôler la force radiale totale. Par conséquent, le couple moyen résultant sera légèrement inférieur par rapport au cas avec la commande de couple moyen. C'est évident, les actions de deux commandes sont opposées et se dégradent mutuellement. Cela présente un paramètre supplémentaire pour gérer le compromis entre l'ondulation de couple et les harmoniques de force. Cependant, si le courant est trop élevé, cela entraînera des fortes ondulations du couple. Dans les applications de traction électrique, ces ondulations peuvent engendrer des secousses indésirables du véhicule ou un bruit secondaire au niveau des engrenages. Par conséquent, un adaptateur de courant de référence a été proposé pour gérer ce compromis.

-Adaptateur de courant de référence (RCA)

L'objectif de l'adaptateur de courant de référence est de gérer le compromis entre les deux objectifs : minimisation de l'ondulation du couple et réduction de vibrations en mettant à jour la référence de courant. La valeur de référence de courant est constamment adaptée en fonction de variations du couple et de la force radiale au cours d'une période électrique. Sachant que la DFC nécessite un courant élevé pour obtenir une force radiale douce et que l'ATC nécessite un courant relativement petit pour réduire l'ondulation du couple, Ces variations sont définies ci-dessous. L'organigramme de RCA est illustré à la figure 3.10. σ_F et σ_T sont les limites supérieures pour les variations de la force radiale totale et du couple. Le pas d'incrément ou de décrément d'adaptateur du courant ΔI est une valeur constante qui peut être ajustée par l'utilisateur : une valeur trop petite ralentira la mise à jour de la valeur du courant, tandis qu'une valeur trop élevée rendra le système instable.

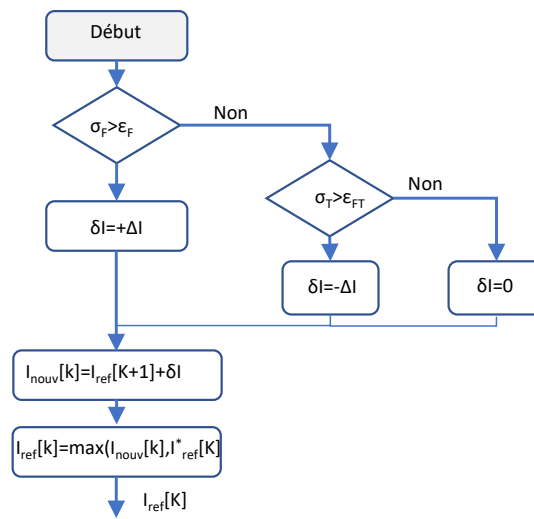


FIGURE 3.10 – Adaptateur du courant.

$$\sigma_T = \sqrt{\int_0^{T_c} (T(t) - T_{moy})^2 dt / (T_{moy} \cdot T_c)} \quad (3.1)$$

$$\sigma_F = \sqrt{\int_0^{T_c} (F(t) - F_{ref})^2 dt / (F_{ref} \cdot T_c)} \quad (3.2)$$

où, $T(t)$, $F(t)$ sont respectivement le couple transitoire total et la force radiale totale; T_{moy} , F_{ref} sont la valeur moyenne du couple total et de la référence de force radiale totale pendant une période électrique, respectivement. T_c est le temps de cycle d'une période électrique.

-Résultats de simulation

La figure 3.11 présente les résultats de simulation de la DFC associé au RCA à la vitesse de référence $N_{ref} = 600$ tr/min avec un couple de charge de $T_L = 3$ N.m. Le processus de travail de la méthode DFC+RCA se compose de quatre périodes. Dans la période 1 et la période 3, les signaux de commutation de la phase A sont les mêmes que ceux du contrôleur de courant. Cela signifie que seul le TMC fonctionne pendant ces deux périodes, car la force radiale totale F_s est bien inférieure à la force radiale de référence F_{ref} , et les signaux de commutation de DFC sont alors toujours égaux à 1. En période 2, TMC et DFC travaillent alors ensemble, car le courant réel et la force radiale totale sont respectivement proches du courant de référence I_{ref} et de la force radiale de référence F_{ref} . Enfin, dans la période 4, seule la commande DFC+ RCA fonctionne car le courant réel est beaucoup plus petit que le courant de référence I_{ref} et qui permettra de garantir une force radiale constante et égale à sa référence. Ainsi, les contrôleurs travaillent à des périodes différentes en raison de différentes caractéristiques de couple et de force radiale.

3.3.3 Validation expérimentale

Cette loi de commande a été validée expérimentalement sur un banc de test expérimental du laboratoire présenté à l'Annex A. Les données d'accélération ont été acquises via un accéléromètre piézoélectrique situé au-dessus de la dent de phase A, au milieu de la stratification axiale. L'accéléromètre est de type MMF KS76C IEPE (102,11 mV/g) avec un conditionneur MMF M32.

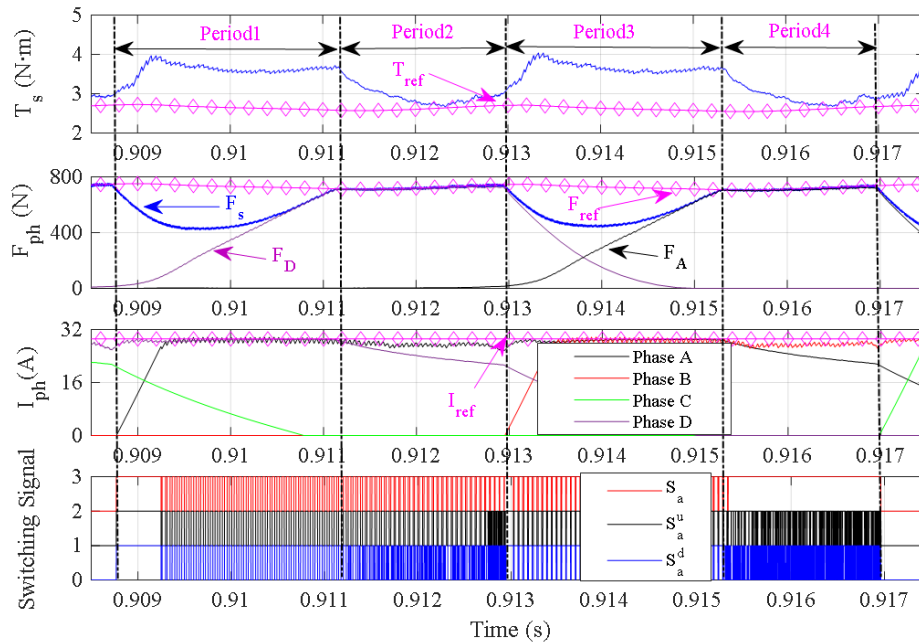


FIGURE 3.11 – Simulation de la commande directe de force radiale avec adaptateur du courant[50]

3.3.3.1 Implantation de la loi de commande

L'implantation temps-réel de lois de commande et la validation expérimentale viennent généralement en dernière étape. Cependant, le choix du support d'exécution et la méthode d'implantation conditionnent fortement les performances de l'application. La variation de la force radiale peut être très importante d'une période d'échantillonnage à l'autre, et par conséquent peut fortement influencer les performances attendues. Afin d'orienter le choix de type d'implantation à savoir une implantation logicielle ou matérielle, l'influence du choix de la période d'échantillonnage sur les performances du contrôleur a été évaluée. Deux groupes ont été identifiés : des blocs de dynamique rapide (contrôleur PI, MLI, DFC) et d'autres de dynamique lente (régulateur de vitesse, adaptateur de courant et les cartographies (LUTs (Look up table) issue de calcul EF). En raison de sa structure complexe et de données à grande échelle enregistrées dans les LUTs de la commande proposée, la valeur minimale de la période d'échantillonnage exploitée par la carte à microprocesseur dans la plateforme dSPACE ne peut être inférieure à 200 μ s. Cependant, une période d'échantillonnage plus petite peut être envisagée en utilisant une carte FPGA en raison de sa grande capacité de calcul et son parallélisme inhérent. Afin d'évaluer l'impact de la période d'échantillonnage sur les performances attendues, la commande DFC+RCA a été simulé de deux façons : une première fois avec une période d'échantillonnage T_s de 200 μ s pour la totalité de la commande, et une deuxième fois avec T_s égale à 200 μ s pour les blocs à dynamique lente et 5 μ s pour les blocs à dynamiques rapide. Comme le montre les figure 3.12 et figure 3.13 , les simulations ont montré l'intérêt d'exécuter cette loi de commande avec une période d'échantillonnage réduite. En effet et pour le cas de la période d'échantillonnage de 5 μ s, une réduction des ondulations de couple de 16 % a été noté ainsi qu'une bonne régulation de la force radiale.

Dans la suite, un choix d'implantation mixte a été adoptée pour la commande DFC+RCA. Il s'agit d'une approche de co-partitionnement logicielle/matérielle qui a été adoptée dans ce cas pour tirer le meilleur de performances de la commande proposée.

3.3.3.2 Analyse et discussion des résultats expérimentaux

En vu de comparer les performances de deux commandes, la figure 3.14 et figure 3.15 illustrent les résultats de la commande classique TMC et la DFC+RCA à deux points de fonctionnement.

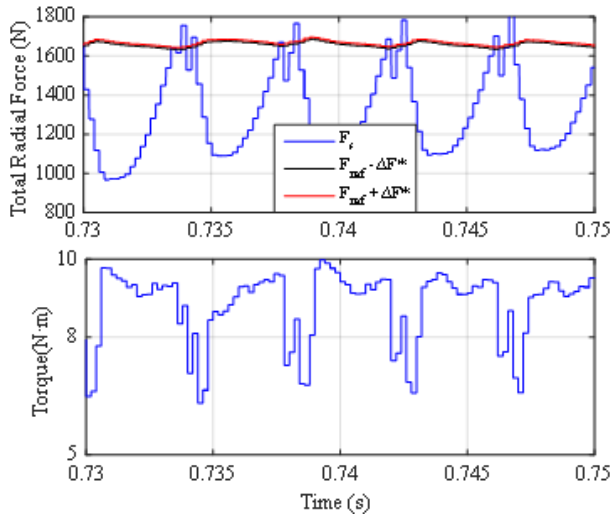


FIGURE 3.12 – Résultats de simulation avec période d'échantillonnage de 200 μ s

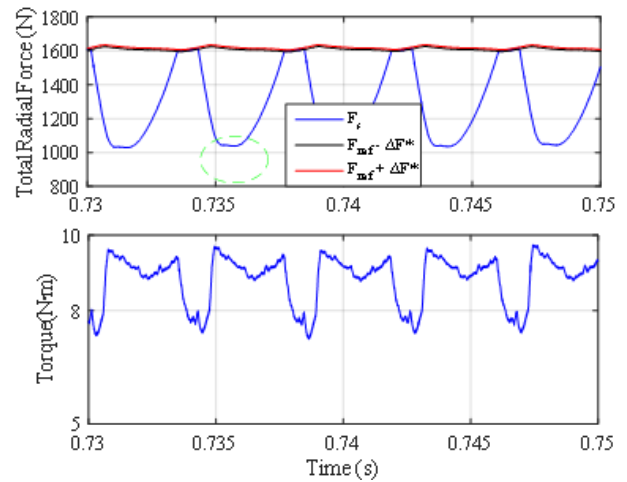


FIGURE 3.13 – Résultats de simulation avec période d'échantillonnage de 5 μ s

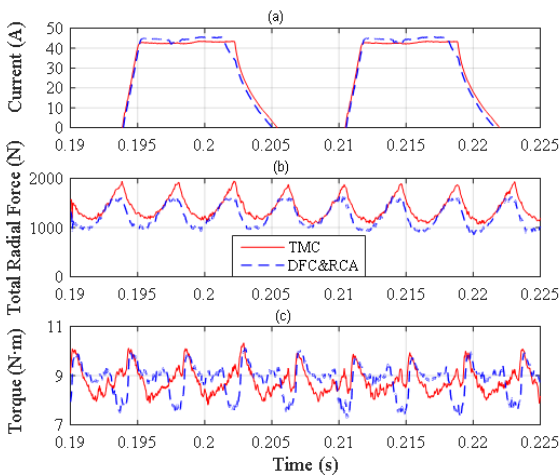


FIGURE 3.14 – Résultats expérimentaux pour 600 tr/mn et $T=8$ N.m

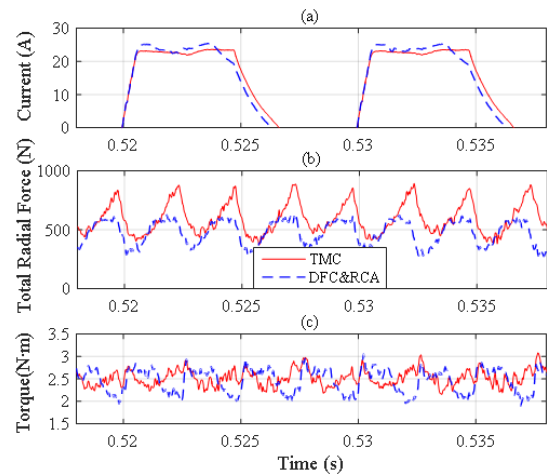


FIGURE 3.15 – Résultats expérimentaux pour 1000 tr/mn et $T=2$ N.m

La région concave obtenue avec le DFC+RCA est causée par la limitation de courant utilisée pour réduire l'ondulation du couple. Selon ces résultats, les courants calculés par DFC+RCA et TMC ont des valeurs moyennes quadratiques proches, ce qui signifie que leurs pertes de cuivre sont identiques. Sur la figure 3.14, l'ondulation du couple est de 2,55%. La diminution du courant de phase est accélérée, ce qui entraîne un couple de phase plus petit et une ondulation de couple plus élevée. Pendant ce temps, il réduit également la variation de la force radiale, ce qui est engendre la réduction de vibrations. Cependant, les deux stratégies de contrôle produisent le même couple moyen. De plus, le rendement de deux méthodes est de 56,7%. La figure 3.16 et figure 3.17 montrent les spectres du niveau de pression acoustique. On voit que le bruit acoustique a été réduit de 7,1 dB près de la fréquence de résonance de mode 2 lorsque la vitesse est de 600 tr/min avec une charge de 8 N.m et de 13,83 dB pour le deuxième point de fonctionnement.

Afin d'évaluer les performances de ces deux stratégies de contrôle sur une large gamme de vitesse, deux critères ont été adopté. Il s'agit de l'ondulation du couple et l'énergie totale de vibration W . Cette dernière permet de donner une grandeur liée au comportement vibratoire de tout le spectre (toutes fréquences audibles). Le critère

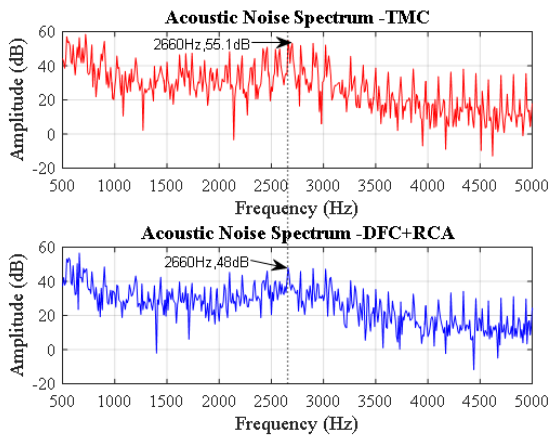


FIGURE 3.16 – Bruit acoustique mesurée pour pour une vitesse 600 tr/mn et T=8 N.m

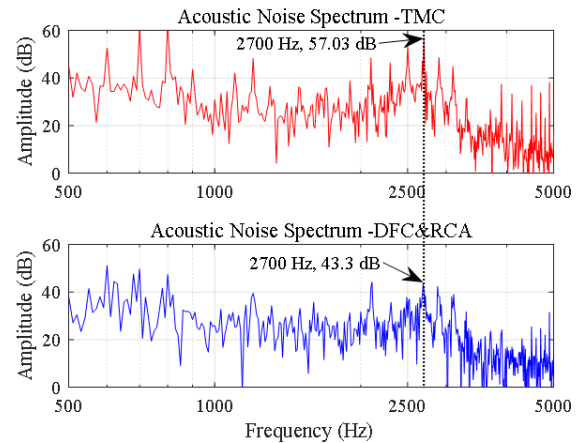


FIGURE 3.17 – Bruit acoustique mesurée pour pour une vitesse 1000 tr/mn et T=2 N.m

est défini par l'énergie totale W déduite de la densité spectrale d'énergie est défini comme suit :

$$W = \int_0^{f_{max}} (a(f).a^*(f)) df \quad (3.3)$$

où, $a(f)$ est la valeur de l'accélération FFT à la fréquence f ; $a^*(f)$ est le conjugué complexe de $a(f)$. Les performances de la stratégie de contrôle ont été évaluées pour différentes vitesses avec un couple résistant de 2 N.m et pour différentes charges avec la vitesse de référence 600 tr/min. L'énergie de vibration et l'ondulation de couple sont indiquées dans le tableau 3.1 et tableau 3.2. Selon ces résultats, le pourcentage de réduction d'énergie de vibration est supérieur à 35% avec une augmentation maximale de l'ondulation de couple qui ne dépasse pas le 7%. Il convient de noter aussi que le rendement de deux méthodes de contrôle reste la même pour tous les points de fonctionnement mesurés.

Vitesse	réduction de l'énergie de vibration	Augmentation d'ondulation
200 tr/mn	36.93%	6.07%
600 tr/mn	35.21%	4.52%
800 tr/mn	47.44%	5.4 %

TABLE 3.1 – Comparaison de performances pour différentes de vitesse avec un couple de charge égale à 2 N.m

Vitesse	réduction de l'énergie de vibration	Augmentation d'ondulation
2 N.m	54.22%	3.54%
6 N.m	53.82%	4.81%
8 N.m	56.08%	2.55 %

TABLE 3.2 – Comparaison de performances pour une vitesse égale à 600 tr/mn et différentes de couple de charge

La figure 3.18 montre un spectrogramme pour une vitesse de 1000 tr/min et une charge de 2 N.m. La commutation entre la stratégie ATC et la commande proposée est effectuée à l'instant 12s. Les harmoniques de la vitesse sont visibles à des multiples de 100 Hz (1000/60.6 pôles rotoriques). Seuls les bruits harmoniques impairs existent à proximité du 2ème mode. Avec la commande proposée, on remarque que le bruit acoustique a été réduit dans une large gamme de fréquences.

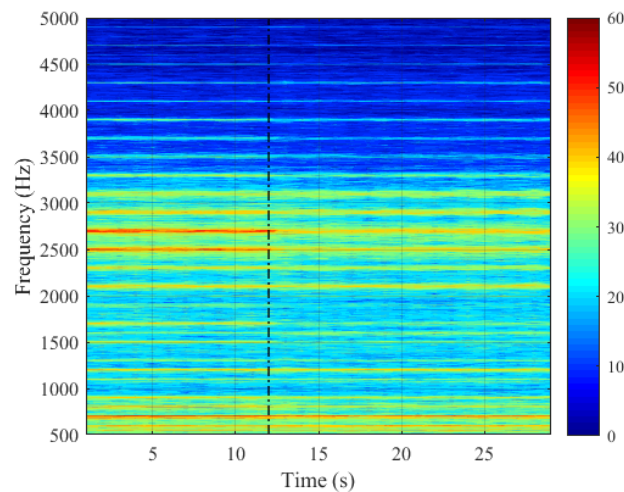


FIGURE 3.18 – Sonogramme de bruit acoustique expérimental : commutation entre l’ATC et le DFC+RCA

Les figure 3.19 à figure 3.22 montrent les sonogrammes des deux commandes en régime transitoire où on voit bien l’amélioration acoustique amenée par la commande DFC+RCA.

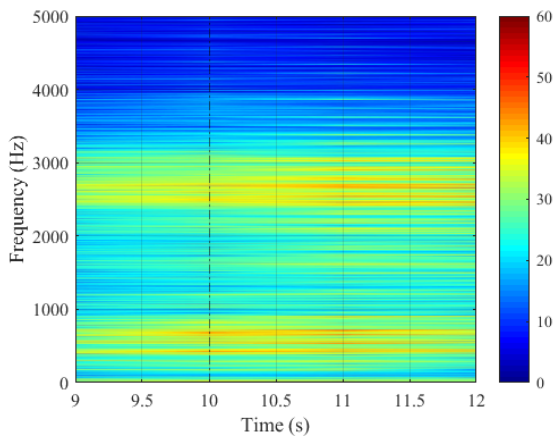


FIGURE 3.19 – Sonogramme acoustique du TMC : le couple de référence passe 6 N.m à 2 N.m avec une vitesse 600 tr/mn

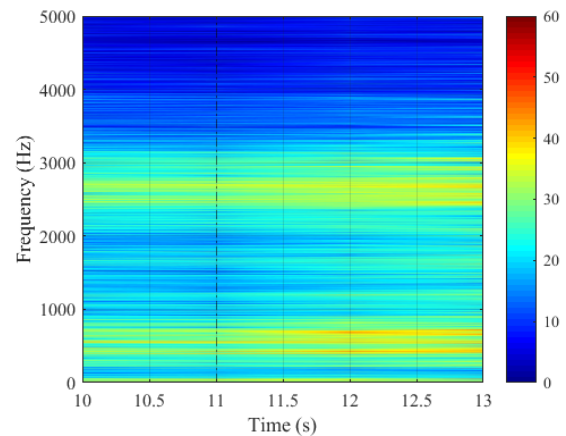


FIGURE 3.20 – Sonogramme acoustique de la DFC+RCA : le couple de référence passe 6 N.m à 2 N.m avec une vitesse 600 tr/mn

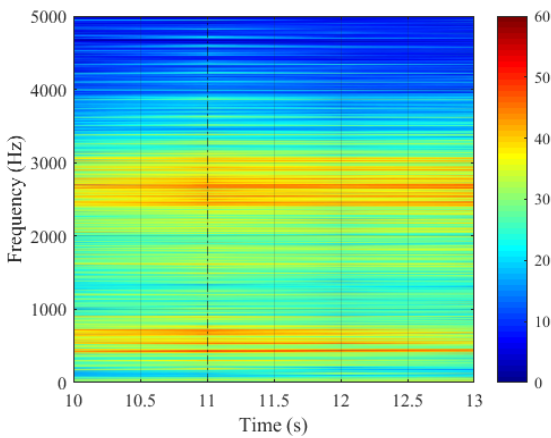


FIGURE 3.21 – Sonogramme acoustique du TMC : la vitesse de référence passe 200tr/mn à 600 tr/mn pour T=2 N.m

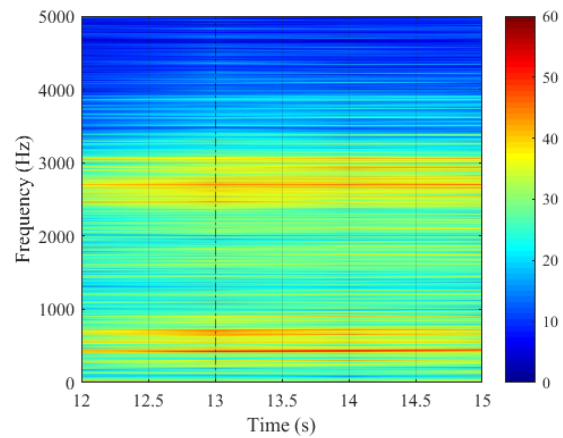


FIGURE 3.22 – Sonogramme acoustique du DFC+RCA : la vitesse de référence passe 200tr/mn à 600 tr/mn pour T=2 N.m

3.4 Amélioration de l'efficacité énergétique de la MRVDS

Les machines électriques utilisées pour la traction de VE fonctionnent principalement dans la zone de couple moyen du plan couple-vitesse que ce soit en mode moteur (points verts pour un couple positif) ou en mode générateur (points rouges pour un couple négatif) comme indiqué sur la figure 3.23. Pour répondre à la demande de la haute efficacité de VE à bas prix, et en particulier dans la zone de couple bas et moyen, la commande INC a été mise en place dans le cadre des travaux de recherche de M.Nguyen [49] auquel j'ai participé. L'idée de la commande intermittente (INC) pour la MRVDS a été brevetée par Renault [51].

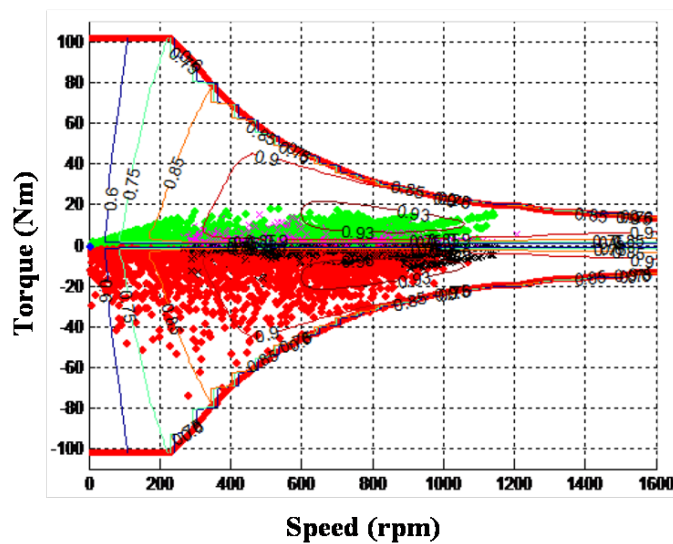


FIGURE 3.23 – Sollicitations de la machine électrique dans un VE ([82])

Il est vrai que l'idée de fonctionnement intermittent n'est pas nouvelle mais l'évaluation et le gain apporté pour le cas de la MRVDS n'a pas été clarifié jusqu'à maintenant. Le même principe a été mis en place pour les véhicules thermiques. En pratique, le principe du contrôle intermittent est similaire à la désactivation des cylindres proposée par plusieurs constructeurs automobiles : General Motors, Volkswagen, Ford, Mazda ... Dans la suite, nous nous intéressons à la mise en place de la commande INC pour la MRVDS. L'INC proposée

couvre une grande partie des cycles de fonctionnement avec différentes stratégies de mise en œuvre possibles. Les critères permettant de départager les stratégies reposent sur le comportement mécanique de la machine et de la transmission au sein de la chaîne cinématique en évitant d’exciter les modes de résonance et par conséquent le bruit acoustique. Il s’agit donc d’une contribution à une conception systémique globale qui est proposée dans le cadre de ce travail.

3.4.1 Principe de la commande INC

Dans un fonctionnement classique de la MRVDS, les phases sont alimentées successivement durant une durée fixée par l’autopilote. Le couple total de la machine est par conséquent la somme des quatre couples produits par chaque phase. Afin d’améliorer le rendement, l’idée est de ramener le point de fonctionnement au plus proche de la courbe de rendement maximal (Maximal Efficiency Curve, MEC). Seuls les points de fonctionnement au-dessous de la MEC peuvent être considérés. Ceci est réalisé en augmentant la consigne des couples de phase et en désactivant une ou plusieurs phases pendant la période électrique ou pendant la période mécanique. Le modèle de pertes utilisé dans ce travail a été basé sur les calculs de pertes du logiciel MRVSIM [52]. Il considère l’ensemble des pertes du convertisseur et de la machine : pertes par commutation, pertes par conduction, pertes dans le cuivre, pertes dans le fer et pertes mécaniques. La figure 3.24 illustre la cartographie de rendement en simulation de la MRVDS. Cette cartographie est générée en utilisant une commande ATC (Average Torque Control) ou aussi appelée TMC (Torque Mean Control) et servira de base à la commande INC. On en conclut que le système peut atteindre un rendement maximal de 76% à (3000 rpm, 1,37 N.m). La courbe noire indique la courbe MEC. Cette courbe illustre les couples ayant le meilleur rendement du système à chaque vitesse. La figure 3.25 montre un zoom de la cartographie de rendement. Pour un point de fonctionnement spécifique : 700 rpm, 6 N.m. L’ATC (a) produit quatre couples de phase avec un couple de référence C_{ph} de 6 N.m. Le rendement correspondant est de 57,6 %. L’INC (b) produit deux couples de phase avec un couple de référence C_{ph} de 12 N.m. Le rendement correspondant est de 59,2%. Dans les deux cas, le couple moyen C_m est égal à 6 N.m mais le rendement a été augmenté de 1,6 %. Ce gain en rendement correspond à une réduction des pertes, ou bien, à une réduction de puissance électrique consommée. Comme des phases sont désactivées pendant un certain temps, cette commande est dite intermittente. Le bilan de puissance ainsi que les pertes considérées sont illustrés sur la figure 3.26.

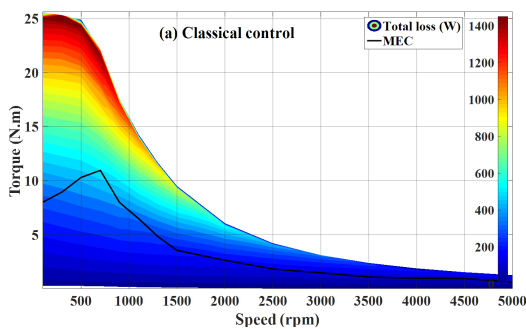


FIGURE 3.24 – Cartographie de rendement avec l’ATC [49]

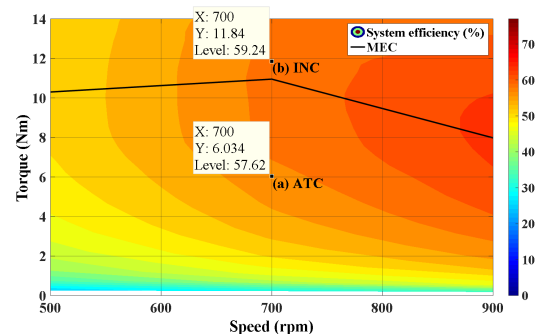


FIGURE 3.25 – zoom de cartographie de rendement avec l’ATC

Différentes approches de la commande INC ont été proposées : électrique et mécanique. En effet, la MRVDS possède quatre phases alimentées successivement pendant une période électrique, une base de quatre peut être utilisée pour l’INC. Pour l’approche mécanique, une base de six est utilisée car sur un tour mécanique chaque phase est alimentée six fois (six dents rotoriques).

La commande intermittente a été développée à partir de la structure de la commande ATC en intégrant trois blocs supplémentaires : générateur-alpha, adaptateur de couple et adaptateur d’impulsion [49].

Modélisation des pertes du système

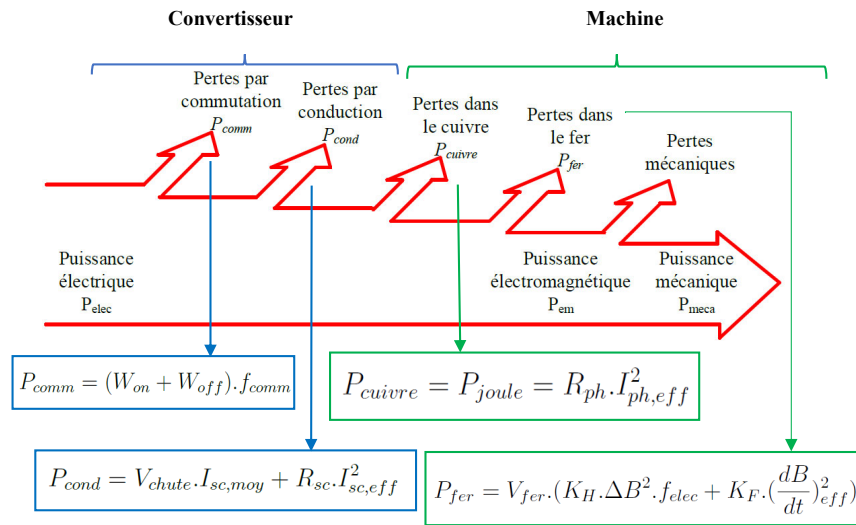


FIGURE 3.26 – Bilan de pertes dans le système

3.4.1.1 Approche électrique

L'approche électrique a été proposée sous la forme de trois versions : INC fixe, INC avec glissement direct et INC avec glissement inverse. Même si les phases à activer peuvent être choisies librement, la structure de la commande INC fixe active les mêmes phases pendant toutes les périodes électriques. Ceci amène un risque d'échauffement des phases excitées. Afin de pallier à ce problème, il a été proposé d'exploiter les six périodes électriques (T_e) pendant chaque période mécanique (T_m). Comme le montre les tableau 3.3 et tableau 3.5, une permutation des phases activées a été proposée dans une séquence croissante (glissement direct) ou décroissante (glissement inverse) [49, 53]. Avec le changement des phases excitées à chaque période électrique, la distance angulaire entre deux pics du couple change pendant une période mécanique, par conséquent, le couple moyen n'est plus assuré. En vue de compenser ceci, un rapport glissant " β " a été proposé et correspond au ratio entre la distance des pics de la stratégie fixe nommé D_{fixe} et celle de la stratégie glissante nommé $D_{glissante}$. La figure 3.27 illustre un exemple de l'ATC et de la stratégie électrique de l'INC.

α	Phases activées	β
1/4	p1	1
2/4	p1,p2	1
3/4	p1,p2,p3	1

TABLE 3.3 – INC fixe

α	Phases activées	β
1/4	p1,p2,p3,p4	4/5
2/4	(p1,p2),(p2,p3),(p3,p4),(p4,p1)	4/5
3/4	(p1,p2,p3),(p2,p3,p4),(p3,p4,p1),(p4,p1,p2)	4/5

TABLE 3.4 – INC glissement direct

α	Phases activées	
1/4	p1,p4,p3,p2	4/3
2/4	(p1,p2),(p4,p1),(p3,p4),(p2,p3)	4/3
3/4	(p1,p2,p3),(p4,p1,p2),(p3,p4,p1),(p2,p3,p4)	4/3

TABLE 3.5 – INC glissement inverse

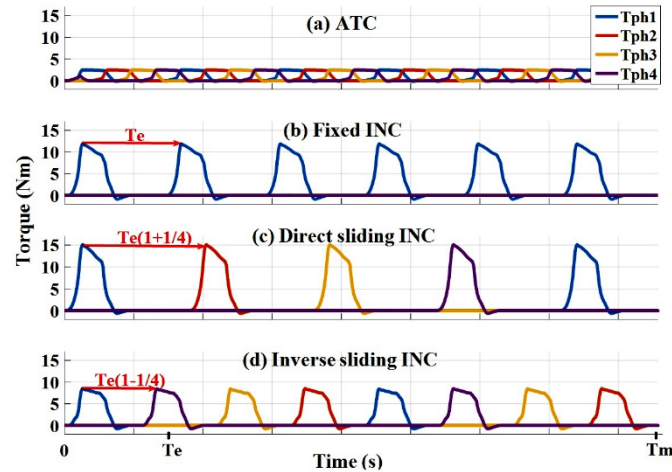


FIGURE 3.27 – Allure de couple pour l'ATC et les stratégies de l'INC sur une période mécanique

3.4.1.2 Approche mécanique

Cette approche vise à maintenir le couple moyen sur une période mécanique. La commande INC éteint quelques périodes électriques sur la période mécanique. La valeur du rapport cyclique α correspond au rapport entre le nombre de période électrique qu'on souhaite activer et le nombre total de période électrique sur une période mécanique. En tout, il y a six périodes électriques vu que la MRVDS possède six dents rotoriques. Seuls ceux qui ramènent les points de fonctionnement au-dessous de la courbe enveloppe sont autorisés.

3.4.1.3 Résultats, analyse et discussion

Ces stratégies de commande ont été ensuite testées par simulation et expérimentation. Le banc de test présenté dans l'annexe A a été utilisé. La validation par simulation a été effectuée en se basant sur une analyse énergétique d'un point de fonctionnement et ensuite sur toute la cartographie couple-vitesse. On peut conclure à partir des résultats de simulation que les commandes INC permettent de réduire globalement les pertes. La réduction des pertes totales est apportée par ordre principalement par la réduction des pertes par conduction ensuite des pertes fer enfin des pertes par commutation[53]. Une analyse des composantes de pertes montre une distribution différente pour chaque type de pertes selon la plage de vitesse et la valeur de couple. Par exemple, les pertes par commutation se trouvent principalement dans la zone de vitesse faible au-dessous de 700 rpm. Dans cette plage, la force contre électromotrice est faible et le courant de phase atteint le courant de référence. Pour le convertisseur, les pertes par conduction sont plus élevées que les pertes par commutation. Ces pertes sont plus importantes dans la zone de couple moyen-haut avec un couple au-dessus de 10 N.m. Tandis que les pertes par effet joule sont augmentées par l'INC à cause de l'augmentation de valeurs de courants alors que les pertes cuivre et les pertes par la chute de tension diminuent. Enfin, les pertes par conduction diminuent. Pour les pertes fer, elles dépendent principalement de l'amplitude du courant de phase et de la fréquence électrique. Ces pertes incluent les pertes par hystérésis et les pertes par courant de Foucault qui dépendent de la fréquence électrique également et de la variation du flux en fonction du temps. L'INC fixe diminue les pertes ferromagnétiques dans toute la zone de haute puissance (de 500 rpm à 2000 rpm, couple entre 5N.m et 25 N.m). Les pertes cuivre

dépendent fortement de couple de phases appliqué et donc des courants de phase. L'INC a tendance à augmenter ces pertes surtout dans la plage à haute puissance où on applique des références de couple élevées. Cependant, les courants de phase sont optimisés en fonction des paramètres de commande et donc pas forcément toujours proportionnels aux valeurs de couples de phases. Le tableau 3.7 présente un récapitulatif des résultats de toutes les stratégies de l'INC. Les zones de validité des stratégies ne sont pas toutes les mêmes. Par exemple, la stratégie de glissement direct fonctionne dans la partie inférieure à 5 N.m. Au-dessus de 5 Nm, cela diminue le rendement et augmente la perte. Ceci est à cause de dépassement de la valeur du couple énergétiquement optimal. La zone efficace de la stratégie de glissement inverse est également plus étroite que la stratégie fixe (sous 5 Nm). Le glissement inverse INC n'est pas appliqué pour la zone de couple supérieure à 5 Nm. En conclusion, les stratégies INC fixe et INC mécanique disposent des zones effectives plus large sur le plan couple-vitesse.

	INC fixe	INC glissement directe	INC glissement inverse	INC mécanique
Zone effective(N.m)	<10	<5	<5	<10
Gain de rendement(pp)	+15,5	+18,12	+14,08	+18,55
Réduction de pertes (W)	-25,86	-25,66	-23,10	-26,39

TABLE 3.6 – Bilan des pertes pour les stratégies INC

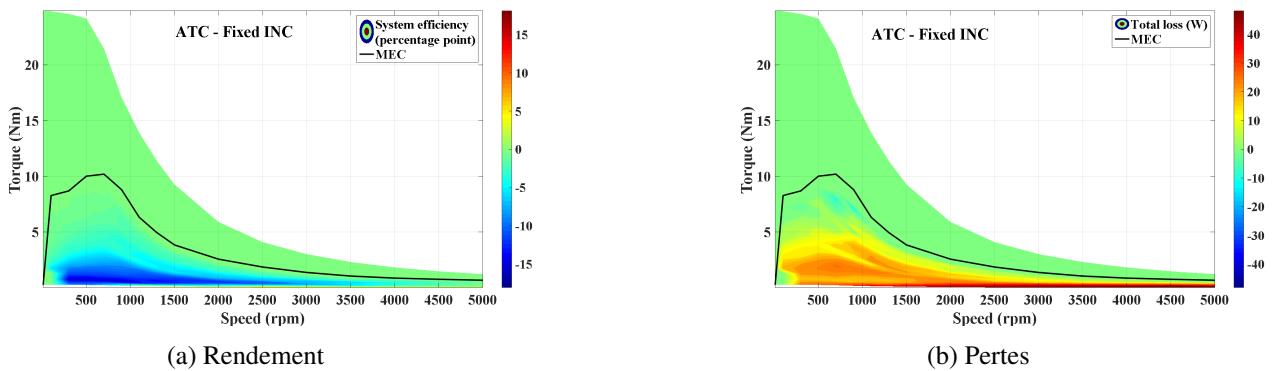


FIGURE 3.28 – Performance de l'INC comparée à la commande en couple moyen

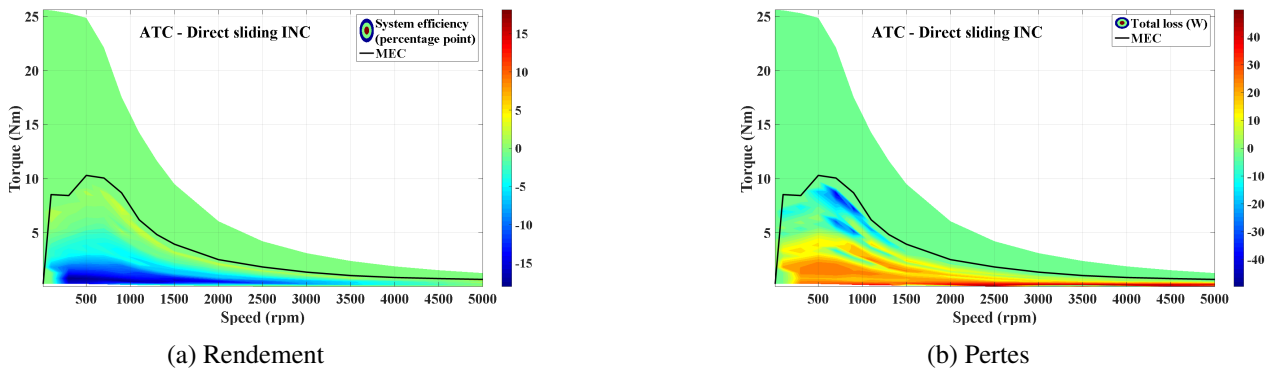


FIGURE 3.29 – Performance de l'INC avec glissement direct comparée à la commande en couple moyen

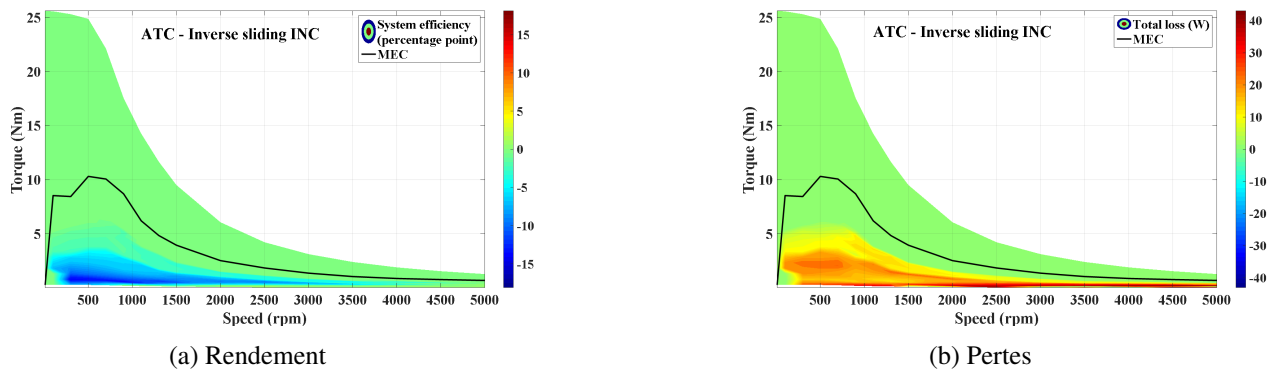


FIGURE 3.30 – Performance de l'INC glissement inverse comparée à la commande en couple moyen

3.4.2 Évaluation de la commande intermittente sur d'autres volets

3.4.2.1 Pulsations de couple

La commande intermittente se caractérise par un couple discontinu. Une fois l'INC intégrée au sein de la commande d'un VE, on peut s'attendre à une excitation des modes propres de la chaîne cinématique. Cependant, tant que la ou les phases excitées peuvent être décalées, les différentes stratégies de la commande intermittente peuvent réduire cet impact en changeant le contenu harmonique du couple de la MRVDS. Dans ce but, l'étude de l'impact des pulsations de couple a été effectuée en utilisant la chaîne cinématique d'un groupe motopropulseur d'un VE particulier. Le modèle de la chaîne cinématique se base sur une série de masse, ressort et amortisseur[54]. La fonction de transfert entre le couple de la MRVDS et l'accélération longitudinale du véhicule présente deux fréquences de modes propres $F_1(9 \text{ Hz})$ et $F_2(22 \text{ Hz})$. Le but est d'analyser le couple électromagnétique et l'accélération longitudinale du véhicule et d'évaluer les conséquences sur l'agrément de conduite. Il est à noter que l'impact des pulsations donnée par la commande classique « ATC » a été déjà traitée dans diverses études. Ainsi, le but ici est de ramener l'accélération/ les pulsations de couple obtenues par les différentes stratégies de l'INC à celles trouvées par le contrôle classique. Les figure 3.31 et figure 3.32 illustrent les résultats en simulation de spectre de couple et de l'accélération longitudinale pour les quatre stratégies de la commande INC respectivement. La figure 3.31 montre que l'INC avec glissement inverse est la meilleure candidate pour augmenter le rendement sans dégrader énormément le comportement harmonique du système. Ces résultats sont confirmés par les résultats illustrés dans la figure 3.32 montrant une accélération longitudinale du véhicule équivalente entre l'ATC et l'INC avec glissement inverse.

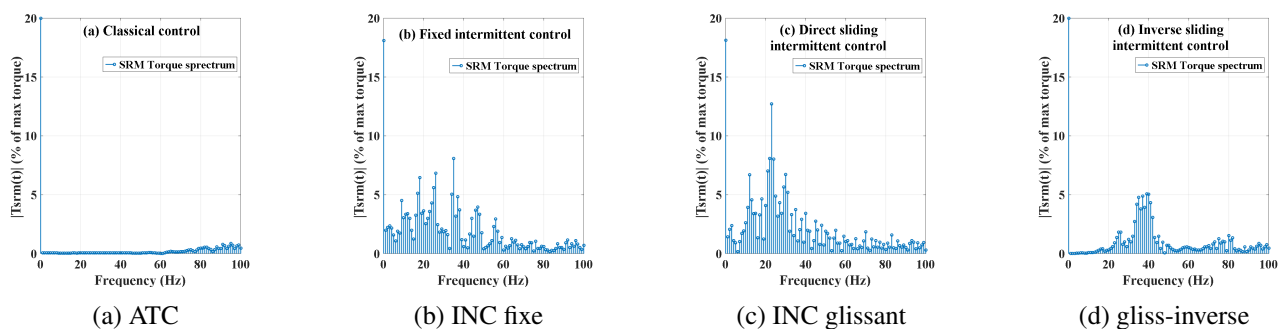


FIGURE 3.31 – Spectre du couple de la MRVDS par les 4 stratégies de contrôle[49]

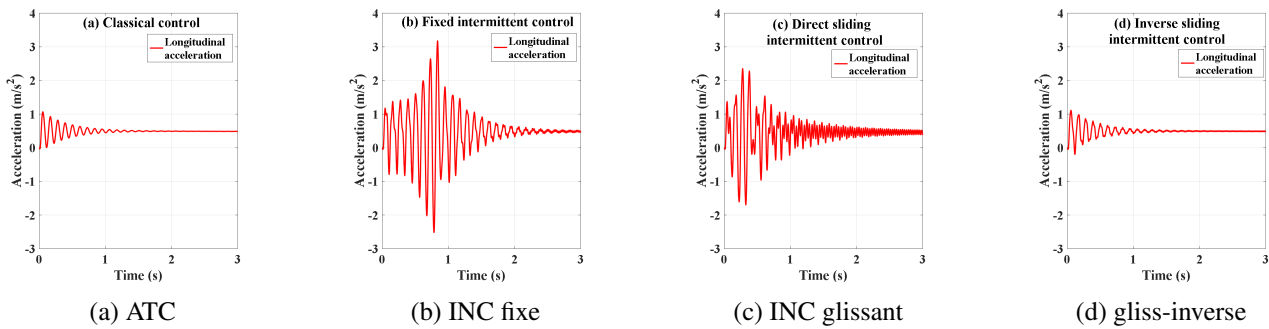


FIGURE 3.32 – Accélération longitudinale du véhicule[49]

3.4.2.2 Vibration et bruit acoustique

Comme expliqué dans la section précédente, les vibrations et les nuisances sonores présentent un facteur important pour le confort de la nouvelle offre de VEs. Une évaluation de ces critères pour le cas de la commande intermittente est donc importante. Pour ce faire, un modèle vibratoire analytique simplifié calé sur les essais expérimentaux a été mis en place. Le modèle est intéressant car il permet d’obtenir rapidement les déplacements et les accélérations. Une validation se basant sur le modèle semi-analytique complet présenté dans la section précédente aurait pu se faire également. Les 4 commandes INC sont testées et montrent pour un point de fonctionnement fixe une réduction de l’impact vibratoire. L’évaluation de l’impact vibratoire de la commande INC a été effectuée en se basant sur une analyse spectrale comme les travaux de la première partie de ce manuscrit [50]. Les indicateurs considérés sont le pic de résonance et la puissance de résonance des spectres des accélérations de chaque phases. Les résultats illustré par le tableau 3.7 sont pour un point de fonctionnement à 700 rpm, 4 N.m.

Les résultats de simulation ainsi que ceux trouvés en expérimental mettent en évidence l’effet de l’INC sur les vibrations dans la MRVDS. La figure 3.31 présente un essai expérimental qui montre que l’INC glissante réduise clairement les vibrations sur quasiment toute la zone applicable de l’INC. Cette dernière qui avait pour objectif primaire la réduction des pertes amène aussi une amélioration sur les aspects vibratoires et par conséquent un effet sur le bruit acoustique. Le bilan vibratoire de toutes les stratégies de commande est illustré par le tableau 3.7 :

Pic(m/s^2)	ATC	INC fixe	INC glisse- ment directe	INC glisse- ment inverse	INC méca- nique
Mode 2	1,3	0,77(-41%)	0,64(-51%)	0,75(-42%)	0,56(-57%)
Mode 4	0,54	0,22(-50%)	0,26(-52%)	0,27(-50%)	0,10(-80%)
Impact	–	réduction	réduction	réduction	réduction

TABLE 3.7 – Bilan de vibrations expérimentales à 700 tr/mn et 4 N.m

–Performance sur cycle routier

Une évaluation de la commande INC sur cycle routier a été effectuée. La commande finale retenue combine les critères, énergétiques, vibratoires, et pulsatoires pour savoir quand utiliser une des 4 stratégies INC. Si une stratégie diminue un critère par rapport à la commande classique ATC, elle ne sera pas retenue. Cette commande finale est évaluée sur 3 cycles de conduite normalisée comme référence de vitesse (WLTC, CADC, et INRETS). Ces cycles de conduite correspondent à des profils de vitesse du véhicule en fonction de temps. Ces cycles permettent l’évaluation de l’énergie consommée ainsi que l’émissions polluantes produites par le véhicule [49]. Les résultants sont très encourageants et montrent que la MRVDS associée à la commande INC offre une bonne alternative de motorisation pour les VEs en cochant maintenant toutes les cases : robustesse, coût et rendement.

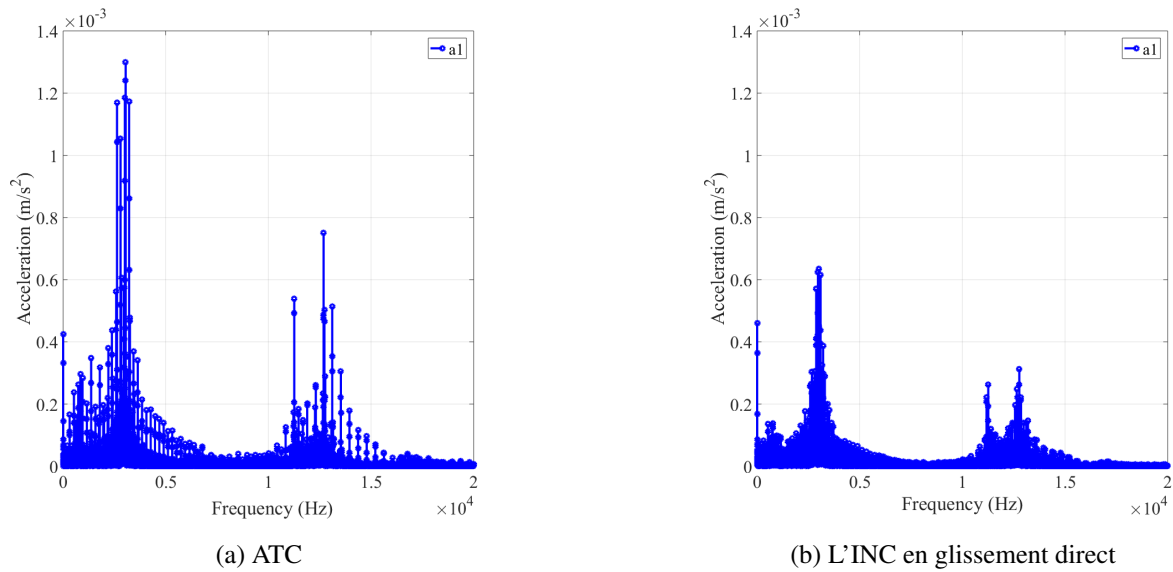


FIGURE 3.33 – Mesures expérimentales de l'accélération

3.5 Commande de la MRVDS en mode génératrice

Le fonctionnement en mode génératrice est également très important que ce soit pour les applications de VEs dans le mode freinage /récupération pour le chargement de la batterie ou dans le cadre de la génération de l'énergie renouvelable. Pour ce dernier point et dans le cadre de développement d'un micro-réseau continu (DC) à basse tension, la génératrice à réluctance variable (GRV) présente une bonne candidate pour la production d'électricité dans des conditions difficiles. En plus et dans les zones isolées comme les villages ruraux ou les îles, il est particulièrement important d'avoir un niveau de disponibilité d'énergie élevé ainsi qu'un rendement élevé. Par conséquent, tous les composants du système de production d'électricité doivent être robustes et résistant aux pannes. Le travail mené sur ce sujet consistait à contrôler la GRV dans le but de maximiser le rendement du système complet. La combinaison optimale de variables de contrôle (angles d'activation et de conduction, référence de courant de phase) ont été déterminés à travers des simulations éléments finis. La commande de la GRV se fait durant la partie décroissante de l'inductance et par conséquent le couple généré est négatif. La figure 3.34 illustre la commande appliquée au micro-réseau de tension DC basée sur la GRV. Cette étude a été effectuée dans le cadre de la thèse de M.Sarr [75].

–Optimisation de la commande

La tension de sortie de la GRV est sensible aux variations de la charge et de la vitesse. Afin de maintenir cette tension constante et de garantir la meilleure efficacité énergétique, un choix approprié des paramètres de contrôle doit être considéré. Pour ce faire, les paramètres de contrôle optimaux ont été calculés avec un objectif de réduction des ondulations de couple à basse vitesse et d'augmentation du rendement à haute vitesse. Ils sont calculés par optimisation paramétrique afin de maximiser le rendement global du système. Le calcul de rendement se fait sur la base de calcul de toutes les pertes dans le générateur : en étudiant les pertes électriques de la génératrice (Joule, magnétique, mécanique) et pertes convertisseurs (commutation et conduction). La figure 3.35 illustre le rendement du système sur le plan couple vitesse et montre que le rendement le plus élevé est de l'ordre de 70%.

Les performances de la régulation du bus continu ont été évaluées expérimentalement et les relevés permettent de valider le principe de régulation du bus continu. Comme montré la figure 3.36, la tension de bus DC est bien régulée pour différentes valeurs de référence. Des tests avec un profil de charge qui change en cours du temps et une vitesse de vent variable ont été aussi effectués comme illustré dans les figure 3.37 et figure 3.38. Les résultats montrent une bonne concordance entre les résultats attendus trouvés en simulation et ceux issues des

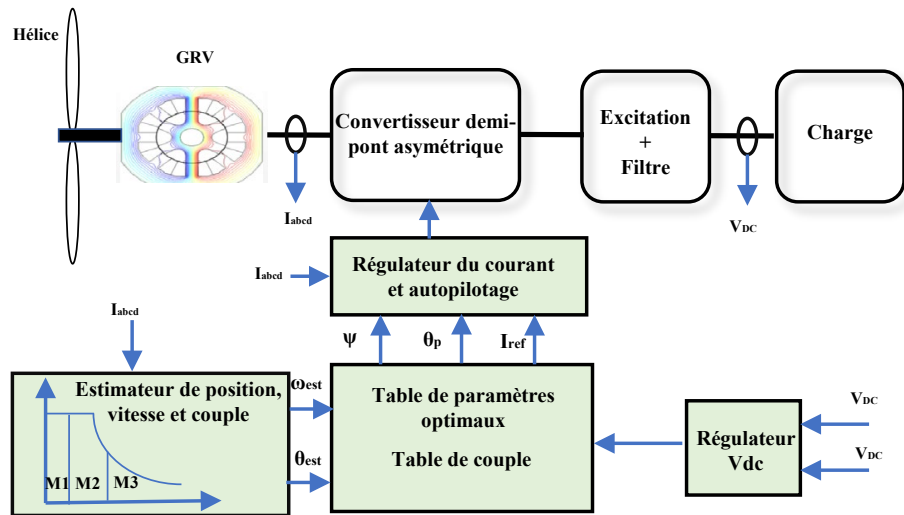


FIGURE 3.34 – Commande sans capteur de la GRV

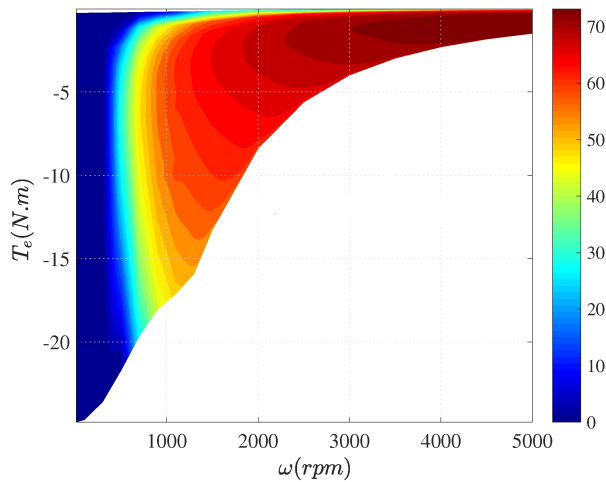


FIGURE 3.35 – Cartographie de rendement de la commande de la GRV[75]

essais expérimentaux. Une évaluation de rendement du système global, illustré dans la figure 3.39, montre que le rendement atteint 70 % .

3.6 Conclusion partielle et perspectives

Dans ce chapitre, notre contribution s'est focalisée sur le développement de nouvelles stratégies de contrôle-commande de la MRVDS. Les deux modes de fonctionnement de la MRVDS ont été considérés : mode moteur et génératrice. Les objectifs visés sont l'augmentation de rendement et la réduction de vibrations d'origine électromagnétique. L'originalité de ce travail consiste en :

Le développement d'un modèle semi-analytique multi-physique électromagnétique mécanique permettant de prédire rapidement les vibrations d'origine électromagnétique dans la MRVDS ;

Le développement d'une loi de commande originale permettant de contrôler directement la force radiale avec un adaptateur de courant de référence. Cette commande a permis de trouver un bon compromis entre les vibrations et les ondulations de couple ;

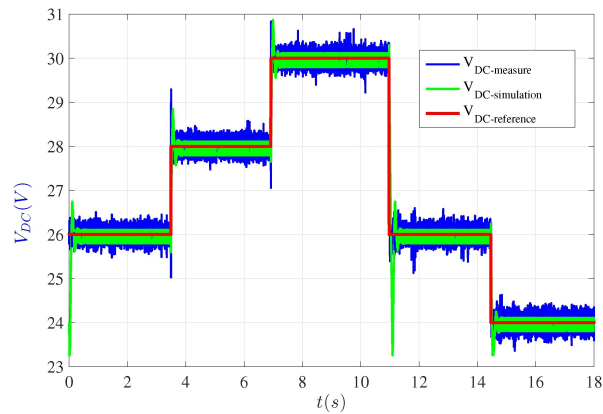


FIGURE 3.36 – Variation de la référence de tension de bus continu pour vitesse égale à 800 tr/mn et une charge de 15 Ohm

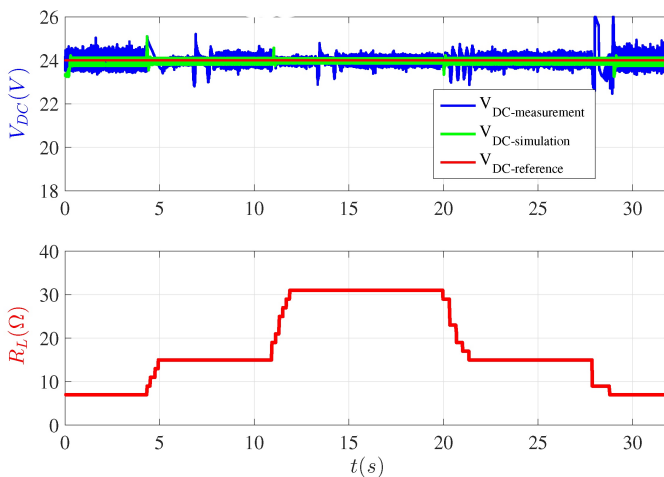


FIGURE 3.37 – Tension de bus continu avec changement de charge

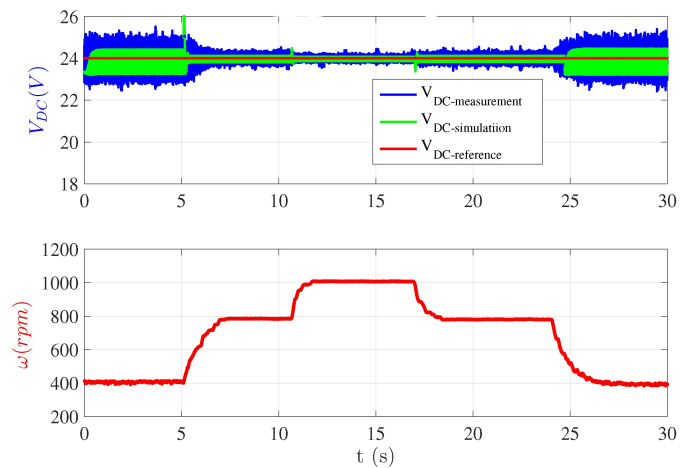


FIGURE 3.38 – Tension de bus continu avec changement de vitesse de rotation

La mise en place d'une commande intermittente pour la MRVDS. Cette commande a été proposée avec plusieurs stratégies qui permettent non seulement l'augmentation de rendement mais aussi de réduire les vibrations et les à-coups mécaniques dues aux ondulations de couple ;

Le développement d'une loi de commande pour la MRVDS en mode génératrice basée sur des cartographies issues de la méthode EF.

Ces travaux ont permis de résoudre plusieurs problèmes qui freinaient l'utilisation de la MRVDS dans le cadre des applications VEs. Cependant, plusieurs questions scientifiques restent à dénouer :

- L'évaluation acoustique des commandes développées en se basant sur un modèle acoustique qui vient s'associer au modèle vibratoire déjà proposé ;
- L'étude d'une commande robuste en cas d'un défaut survenant dans l'une ou plusieurs phases de la machine et la possibilité d'utiliser le modèle vibratoire pour la détection et l'isolation de défaut ;
- La recherche d'une stratégie de commande robuste aux incertitudes paramétriques qui permettent de prendre en compte par exemple les phénomènes de saturation au niveau de la machine ;
- La recherche des critères de commutation entre les différentes stratégies de la commande INC sur un cycle de conduite d'un VE.

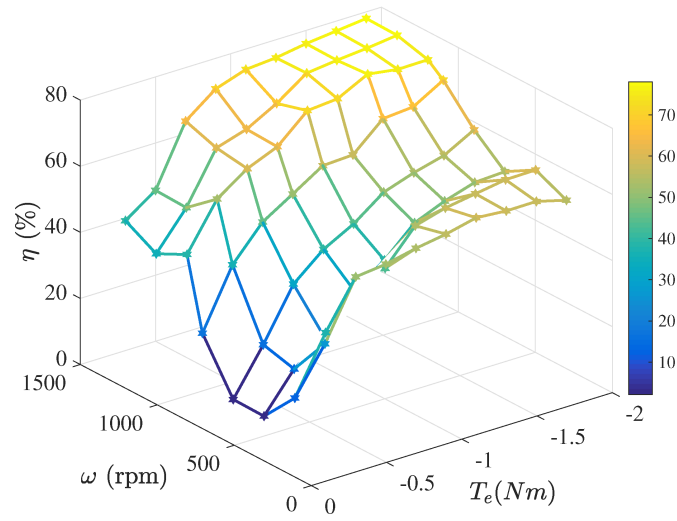


FIGURE 3.39 – Cartographie de rendement expérimentale[75]

Chapitre 4

La commande sans capteurs

4.1 Introduction

Toujours dans un contexte de transition énergétique, le remplacement progressif des actionneurs traditionnels pneumatiques et hydrauliques par des actionneurs électriques suscite beaucoup d'intérêt. En effet, ces solutions permettent la réduction de la masse suite à la suppression de réseau de tuyauteries et donc par conséquent la réduction de problèmes de fiabilité et de coût de la maintenance. Quelque soit l'actionneurs électriques adoptés, son fonctionnement nécessite de connaître avec précision l'information sur la position électrique du rotor ainsi que les courants électriques. Habituellement, ces informations peuvent être recueillies d'une manière précise en utilisant des capteurs de position et des capteurs à effet Hall. Néanmoins, cette solution présente des inconvénients tels que l'augmentation de la masse et de volume et surtout la réduction de la fiabilité globale du système. Ces capteurs peuvent présenter plusieurs types de défauts et donc des nombreuses études ont été effectuées afin de proposer des solutions de contrôle-commande sans capteurs que ce soit mécaniques ou électriques.

4.2 Contexte et positionnement

La commande sans capteurs a toujours suscité l'intérêt des chercheurs et des industriels. Il évident qu'il ne s'agit pas d'une discipline nouvelle mais d'une thématique qui soulève à chaque fois de nouveaux verrous scientifiques plus ou moins rudes et qui dépendent de la nature de l'application, de type de machine étudiée, de la précision recherchée, etc. . . La figure 4.1 montre le résultat d'une recherche du nombre de publications par année obtenue à partir du site "ISI web of knowledge" pour les mots clés " position sensorless control" et "current sensorless control". Cette base n'est sans doute pas exhaustive mais donne une idée globale sur l'intérêt croissant à ce domaine de recherche.

Généralement, les commandes sans capteur de position mécanique peut être classées en trois techniques :

- Techniques basées sur la mesure des grandeurs électriques : ces méthodes se reposent sur l'estimation de la force contre électromotrice. Les mesures exploitées sont généralement les courants, tensions [65, 66, 67]. Elles sont performantes à moyennes et hautes vitesses mais ne sont pas adaptées aux basses vitesses et à l'arrêt surtout pour le cas de machines à pôles lisses.
- Techniques basées l'anisotropie de la machine avec l'injection de signaux haute fréquence (HF) : Le but est de détecter la saillance de la machine en injectant un signal HF qui permettra de faire vibrer le rotor de la machine. Ce léger mouvement générerait une f.é.m. suffisante pour permettre l'estimation de la position. L'information de position est extraite par un traitement du signal de courants haute fréquence résultant et modulés en phase. Le choix de la forme de signal d'injection, la fréquence et la méthode de démodulation et la chaîne de filtrage conditionnent énormément les performances de l'estimation. Les méthodes de suivi de la saillance ont l'avantage de travailler à l'arrêt [55, 56, 57, 58, 59]. Ces méthodes d'injections sont très performantes aux basses vitesses même si elles sont responsables de pertes supplémentaires. A moyenne et

haute vitesse, il faut penser à une méthode de transition vers une technique adaptée à ces vitesses comme celles mentionnées ci-dessus.

- Techniques de l'Automatique : ces méthodes reposent principalement sur les observateurs basés sur les modèles [60, 61]. Le filtre de Kalman est parmi les plus répandus pour les moyennes et hautes vitesses, mais moins adaptés aux basses vitesses [64]. Dans des travaux récents et dans le cas d'une machine non saillante : le signal haute fréquence (HF) est injecté dans l'axe d-estimé, destiné à faire vibrer le rotor. Le modèle utilisé dans l'observateur, y compris l'injection, devient observable et l'algorithme EKF peut être utilisé pour estimer la position du rotor dès le démarrage [62, 63].

D'un autre côté et toujours dans le but de développer des systèmes plus compacts, la nouvelle tendance est d'assurer le contrôle du système avec un seul et unique capteur de courant au niveau de bus continu, c'est à dire en se séparant des capteurs de courant de phases et de position. Mais pour effectuer une commande en vitesse, ces informations sont requises. L'idée se base sur la mesure instantanée de ce courant et l'état de commutation de l'onduleur généré par la modulation de largeur d'impulsion. Cependant, cet algorithme se heurte à des zones mortes où la reconstruction n'est pas possible. Plusieurs méthodes ont été développées pour surmonter ce problème [68, 69, 70, 71, 71, 72, 73]. Les principales limitations constatées sont l'augmentation des pertes de commutation[73]et la nécessité d'estimer les paramètres de la charge qui peut s'avérer délicat dans certains cas [72]. Dans [74], une modification de signaux de commutation est proposée cependant la solution engendre un décalage des signaux de commutation et donc par conséquent une dissymétrie de la distribution du vecteur de tension nul pendant une période de commutation.

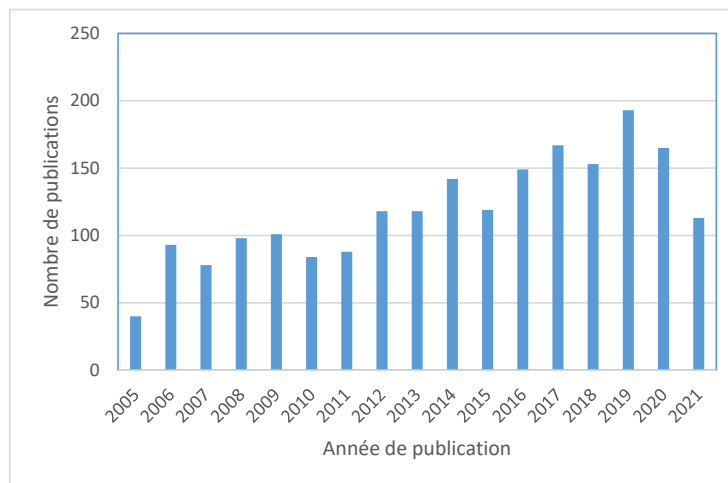


FIGURE 4.1 – Évolution du nombre annuel de publications sur la commande sans capteurs

L'objectif de ce chapitre est donc de présenter la synthèse et les contributions de mes travaux de recherche menés autour de la thématique « commandes sans capteurs mécaniques et électriques ». Plusieurs méthodes ont été mises en place en fonction de la plage de vitesse visée ainsi que le type de machine considérée. Pour la MRVDS et dans le cadre de travaux de thèse de M.Sarr [75], nous nous sommes intéressés à la mise en œuvre et l'évaluation des performances de méthodes passives et actives ainsi que des méthodes basées sur les observateurs. L'originalité de deux premières méthodes réside dans le fait qu'elles se basent sur des cartographies issues de simulations EF. La validité de ces méthodes a été étudiée afin d'assurer un bon recouvrement sur toute la plage de vitesse.

Pour un autre type de machine et dans le cadre d'un second projet de recherche CIFRE avec Thales-AES[76], nous nous sommes focalisés sur le développement de lois de commande performantes sans capteur mécanique

pour la machine synchrone à aimants permanents à l'arrêt et très basses vitesses avec un couple de charge élevé. Une étude de l'observabilité de la machine a été effectuée dans le cas d'une machine à pôles saillants et lisses. Le modèle HF de la machine a été développé et sur ce dernier l'analyse d'observabilité a été effectuée.

Dans le cadre d'un projet CIFRE avec Valeo [77], la commande sans capteurs électriques est étudiée. Un seul et unique capteur de courant au niveau de bus continu est considéré. Cette information est par la suite utilisée pour reconstruire les courants de phase et la position mécanique. Plusieurs contraintes de mise en œuvre pratique sont à prendre en compte pour l'automatisation de ce processus. Ensuite, une technique d'étalement spectrale d'harmonique est mise en place afin de réduire les perturbations électromagnétiques dans la carte électronique de contrôle. Les principaux résultats de ces travaux de recherche sont exposés dans la suite de ce chapitre.

4.3 Commande avec un seul capteur de courant

Dans le cadre d'une coopération avec Valeo et pour une application de climatisation dans un VE, la réduction de nombre de capteurs est d'une importance primordiale. Cette réduction concerne à la fois le coût et les sources de défauts. Le but est de supprimer à la fois les capteurs mécaniques et électriques. L'information sur la position est assurée par des estimateurs. Tandis que l'information sur les courants de phase est reconstruite à travers une seule et unique mesure du courant du bus continu. L'extraction de l'information sur les courants à partir de cette mesure dépend de plusieurs contraintes majoritairement techniques : temps d'application de vecteurs de tension, temps de stabilisation de la mesure et temps d'acquisition.

4.3.1 Reconstruction des courants de phase

L'algorithme de reconstruction des courants de phase repose sur la mesure du courant du bus continu I_{dc} . Pendant une période de découpage T_d , ce courant I_{dc} est échantillonné deux fois. Ces acquisitions sont attribuées à deux courants de phase en fonction des vecteurs de tension actifs appliqués. Le troisième courant de phase restant est calculé avec l'hypothèse que la machine est triphasée avec un neutre non relié. Cependant, cet algorithme de reconstruction présente quelques limites. Ces limites sont dues principalement à un défaut d'acquisition du courant du bus continu. En effet, il existe des zones où la durée d'application des vecteurs de tension actifs est inférieure à la durée minimale d'acquisition T_{min} . Par conséquent l'acquisition ne se fait pas au bon moment et les valeurs de mesure du courant sont donc erronées. Pour l'application considérée, T_{min} est fixé à 5 μ s. En pratique, ce temps correspond à trois parties : le temps mort de l'onduleur T_{dead} , le temps d'établissement T_{est} , et le temps de la conversion analogique numérique T_{adc} . Ce temps minimum n'est pas toujours assuré par les vecteurs de tension actifs. En effet, les temps d'application des vecteurs de tension actifs (T_1 pour le premier vecteur de tension et T_2 pour le deuxième vecteur de tension) sont en fonction de l'amplitude et de l'angle de la tension de référence. Les zones où l'acquisition n'est pas possible sont divisées en trois parties en fonction de temps d'application, de vecteur de référence et de l'angle comme indiqué sur la figure 4.2. Trois zones dites "zones mortes" sont illustrées par la figure 4.3 : zone de faible indice de modulation, zone de début de secteur et zone de fin de secteur. La difficulté réside à la détermination en temps réel de ces différentes zones et d'adapter la commande afin de surmonter ce problème d'acquisition.

Pour pallier à ce problème de zones mortes, nous nous sommes intéressés au développement d'un nouvel algorithme analytique qui a pour but de remplacer en temps réel le vecteur de tension de référence par deux nouveaux vecteurs de tension. Le temps d'application de ces nouveaux vecteurs est calculé à partir de l'amplitude et de l'angle du vecteur tension de référence. Ensuite, les signaux de commande de commutation sont générés symétriquement pendant une période de commutation. Donc, cette étude se base sur la modification de la technique de modulation vectorielle-SVPMW (Space vecteur Pulse Modulation Width) afin d'assurer la mesure des courants de phase. Le but est de proposer une démarche analytique et systématique permettant la reconstruction correcte des courants de phases à travers la seule et unique mesure disponible au niveau de bus continu.

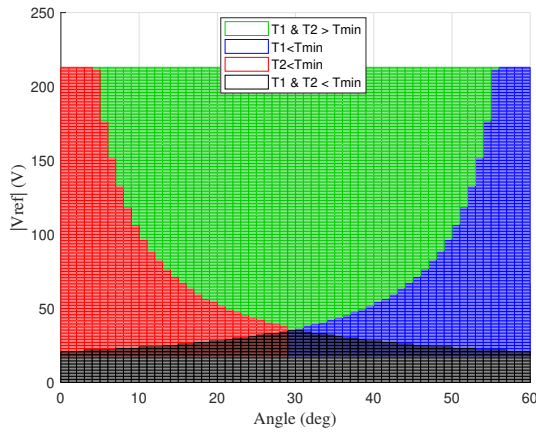


FIGURE 4.2 – Limites de la reconstruction

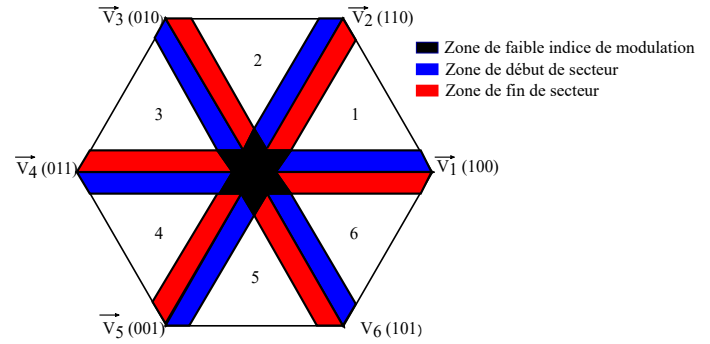


FIGURE 4.3 – Zones mortes dans l'espace de modulation

4.3.1.1 Principe de la SVMW modifiée

Lorsque le vecteur de tension de référence \vec{V}_{ref} se situe dans une des trois zones où l'acquisition du courant du bus continu est perturbée, ce vecteur est remplacé par deux nouveaux vecteurs de tension. Le premier vecteur est appelé vecteur de tension de mesure \vec{V}_{mes} , il a pour objectif d'assurer la durée minimale T_{min} pour les deux vecteurs de tension actifs de chaque secteur. Tandis que le deuxième vecteur est appelé vecteur de tension de compensation \vec{V}_{comp} . Son objectif est de compenser la différence ajoutée par le vecteur de mesure de manière à garder la valeur moyenne de ces deux nouveaux vecteurs égale à celle du vecteur de tension de référence durant une période de découpage T_d . Ce remplacement se fait dans la même période de découpage, le vecteur de tension de mesure \vec{V}_{mes} est appliqué durant la première demi-période de découpage $[0, \frac{T_d}{2}]$ et le vecteur de compensation est appliqué dans la deuxième demi-période de découpage $[\frac{T_d}{2}, T_d]$.

Pour calculer les nouveaux vecteurs de tension \vec{V}_{mes} et \vec{V}_{comp} , nous partons du principe que la valeur moyenne de la somme de ces deux nouveaux vecteurs de tension doit être égale à celle du vecteur de tension de référence de base \vec{V}_{ref} sur une période de découpage T_d , comme montré par l'équation équation 4.1.

$$\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} \vec{V}_{ref} \cdot dt = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} (\vec{V}_{mes} + \vec{V}_{comp}) \cdot dt = \frac{1}{T_d} \left(\int_0^{\frac{T_d}{2}} \vec{V}_{mes} \cdot dt + \int_{\frac{T_d}{2}}^{T_d} \vec{V}_{comp} \cdot dt \right) \quad (4.1)$$

Partant du fait que le système est échantillonné, les vecteurs de tension \vec{V}_{ref} , \vec{V}_{mes} et \vec{V}_{comp} sont constants sur une période de découpage T_d . Ce qui donne :

$$\frac{1}{T_d} \cdot \vec{V}_{ref} \cdot T_d = \frac{1}{T_d} (\vec{V}_{mes} + \vec{V}_{comp}) \cdot \frac{T_d}{2} \quad (4.2)$$

Le vecteur de tension mesuré assure l'application minimale de temps de deux vecteurs de tension actifs en modifiant l'amplitude et l'angle du vecteur de tension de référence en fonction de quelle zone est située, comme indiqué dans l'équation 4.4. Tandis que le vecteur de tension de compensation couvre la différence entre V_{ref} et V_{meas} .

$$|V_{comp}| = \left(2 |V_{ref}| \cos(\alpha) - |V_{meas}| \cos(\alpha_{meas}) + 2 |V_{ref}| \sin(\alpha) - |V_{meas}| \sin(\alpha_{meas}) \right)^{1/2} \quad (4.3)$$

$$\alpha_{comp} = \arctan \left(\frac{2 |V_{ref}| \sin(\alpha) - |V_{meas}| \sin(\alpha_{meas})}{2 |V_{ref}| \cos(\alpha) - |V_{meas}| \cos(\alpha_{meas})} \right) \quad (4.4)$$

Le but donc est de calculer les nouveaux temps d'application $\frac{T_1}{2}$ et $\frac{T_2}{2}$ de ces nouveaux vecteurs de tension. Le calcul de ces durées d'application se fait en cinq étapes :

- Calcul du module et l'angle du vecteur de mesure \vec{V}_{mes} .
- Calcul des durées d'application du vecteur de mesure \vec{V}_{mes}
- Calcul du module et l'angle du vecteur de compensation \vec{V}_{comp}
- Identification du secteur du vecteur de compensation \vec{V}_{comp}
- Calcul des durées d'application du vecteur de compensation \vec{V}_{comp}

L'algorithme de modification est exécuté à chaque fois que le vecteur de tension de référence \vec{V}_{ref} se trouve dans une des trois zone mortes définies précédemment. Les deux premières étapes sont consacrées au calcul du vecteur de mesure \vec{V}_{mes} qui sert à assurer la durée minimale T_{min} . Dans chaque zone morte, le vecteur \vec{V}_{mes} est calculé différemment. D'un autre coté, les trois dernières étapes sont dédiées au calcul du vecteur de compensation \vec{V}_{comp} . Le calcul de ce vecteur de compensation dépend du vecteur de tension de référence \vec{V}_{ref} et du vecteur de mesure \vec{V}_{mes} \vec{V}_{ref} [77, 78]. Dans la suite, nous détaillons ici le cas de début de secteur. Les autres cas peuvent être retrouvés dans [77]

-Cas de début de secteur

Dans cette zone, l'angle du vecteur de tension de référence est inférieur à α_{min} . Par conséquent, l'angle du vecteur de tension mesuré sera fixé à α_{min} et l'amplitude reste la même.

$$T_{2meas} = T_{min} \tag{4.5}$$

$$\alpha_{meas} = \alpha_{min} \tag{4.6}$$

$$|V_{meas}| = |V_{ref}| \tag{4.7}$$

La nouvelle valeur de temps d'application T_1 est calculée comme suit :

$$T_{1meas} = T_e \frac{\sqrt{3} |V_{meas}|}{V_{dc}} \sin \left(\frac{k \pi}{3} - \alpha_{meas} \right) \tag{4.8}$$

Le vecteur tension de compensation est calculé à partir de l'équation 4.4. Comme l'illustre la figure 4.4, le vecteur de tension de référence est situé dans le secteur adjacent précédent. La nouvelle distribution du signal de commutation avec le nouveau temps d'application est indiqué. La figure 4.5 illustre un exemple des résultats de la commande en vitesse (vitesse=5000 tr/mn,couple=5 N.m) avec les courants reconstruits à travers la seule mesure du courant Idc. L'erreur instantanée de courant est de 10% ce qui reste acceptable pour l'application en question. En effet, à cette vitesse, le vecteur de référence passe principalement par les zones de début et fin de secteur. Donc, la modification est mineure au niveau de la SVPWM.

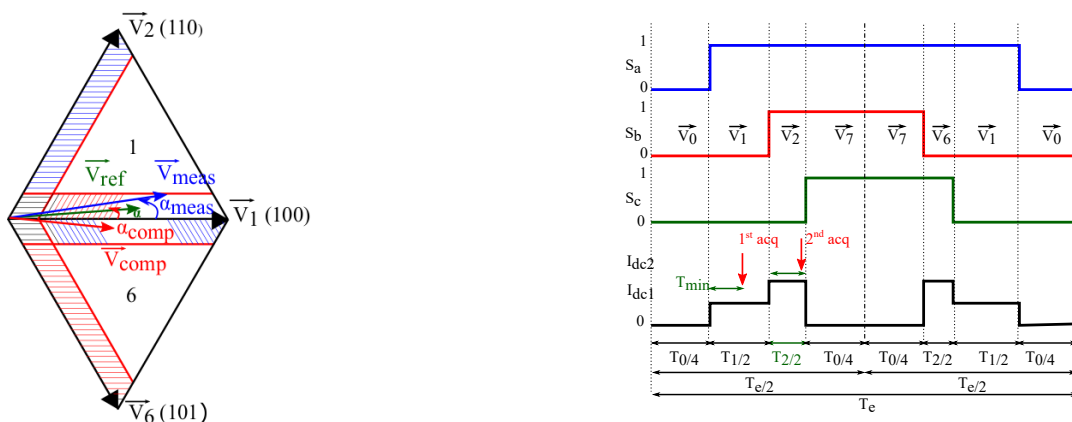


FIGURE 4.4 – Distribution de vecteurs de tension dans le cas début de secteur

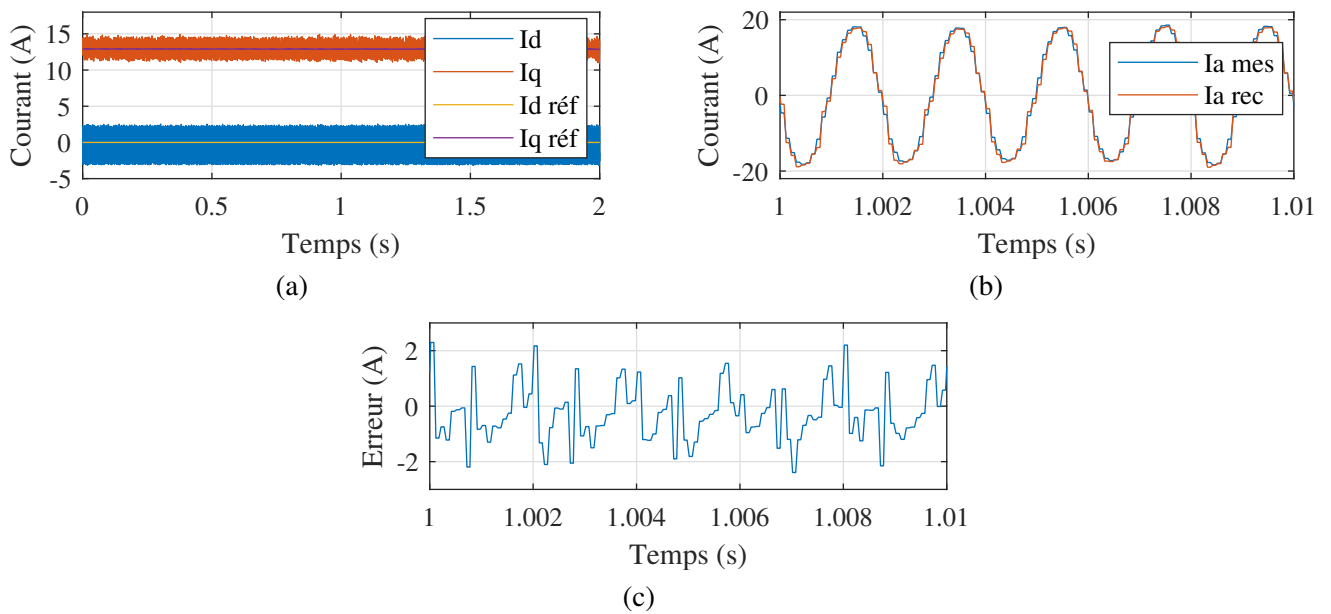


FIGURE 4.5 – Courants de phase à 5000 tr/min à 5Nm

4.3.2 SVPM modifiée avec une fréquence aléatoire

L'utilisation de l'électronique de puissance dans les systèmes d'entraînement électromagnétique s'accompagne de quelques inconvénients notamment la génération des harmoniques avec une amplitude importante. Ces harmoniques sont généralement des multiples de la fréquence de commutation des interrupteurs du convertisseur de puissance. Elles peuvent entraîner un dysfonctionnement au niveau du convertisseur lui-même et aux équipements adjacents. Ces harmoniques peuvent clairement apporter des nuisances sonores ainsi que le non respect des normes de la compatibilité électromagnétique. Une solution serait d'étaler le spectre d'harmonique en utilisant la commande. Pour ce travail, nous avons évalué plusieurs stratégies d'étalement spectral basées sur les techniques de MLI : (1) MLI avec une fréquence de découpage aléatoire, (2) MLI avec une position aléatoire du rapport cyclique, (3) MLI avec une distribution aléatoire du vecteur nul, (4) MLI avec une fréquence de découpage aléatoire et une position aléatoire du rapport, (5) MLI avec une fréquence de découpage aléatoire avec distribution aléatoire du vecteur nul [77, 79]. La difficulté majeure était de mettre en place ces méthodes conjointement avec la SVPM modifiée et de garder les mêmes performances au niveau de la reconstruction des courants de phase. Les critères d'évaluation de ces stratégies sont : la richesse harmonique de courants et de tension, la densité spectrale de puissance de courants et de tension (PSD) ainsi que la complexité de l'implantation temps-réel et la mise en place expérimentale de ces solutions. Toutes ces solutions ont été testées expérimentalement et permettent plus ou moins un bon étalement spectral. Cependant, la solution qui respecte tous les critères cités ci-dessus est la MLI avec une fréquence de découpage aléatoire comme l'illustrent les résultats dans la figure 4.6. Cette solution a permis de diminuer la valeur maximale du PSD de courant et de tension de -10 dB/Hz à la fréquence de 20 kHz qui est un multiple de la fréquence de découpage. En effet, à cette fréquence, la valeur passe de -15 dB/Hz à -25 dB/Hz pour le courant et de 35 dB/Hz à 25 dB/Hz pour la tension.

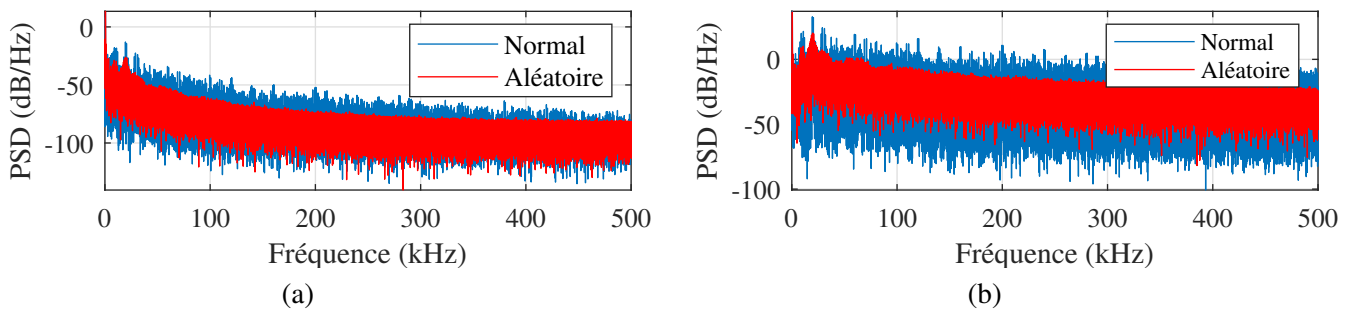


FIGURE 4.6 – Densité spectrale de puissance à 5000 tr/min et 3 Nm : (a) courant, (b) tension

4.4 Commande sans capteur de position

4.4.1 Commande sans capteur mécanique de la GRVDS

La continuité de service est un facteur important pour les micro-réseaux. Les capteurs pourront être une source de défaillance supplémentaire et donc le remplacement de ces organes par une solution purement logicielle peut augmenter la disponibilité globale du système. Pour ce faire et dans le cadre de l'étude présentée dans la section 3.5, plusieurs méthodes d'estimation (M1, M2, M3) de la position mécanique ont été mises en place pour estimer la position de la génératrice "GRV" sur toute la plage de vitesse. Ces méthodes sont exposées dans les sous-sections suivantes :

4.4.1.1 Méthode basée sur l'estimation de l'inductance

La première méthode M1 est une méthode active qui consiste à exciter la phase inactive de la machine par des impulsions de tension. Ensuite, il suffit d'analyser la réponse du courant intégrant l'information sur la position du rotor. Cette analyse requiert un choix judicieux de la période de signal d'injection ainsi qu'une très bonne synchronisation afin de bien mesurer les pics de courants. Une fréquence élevée des impulsions est généralement utilisée pour réduire la création de couple indésirable due au courant secondaire injecté. En se basant sur la saillance de la machine, on peut trouver une estimation de l'inductance en mesurant les pics de courant qui résultent de l'injection. Une fois l'estimation de l'inductance pour différentes positions du rotor est faite, on peut retrouver une estimation de l'angle à partir de la caractéristique reliant l'inductance le courant et la position. Cette caractéristique de l'inductance est obtenue par une modélisation par éléments finis et utilisée comme une fonction inverse pour retrouver la position en fonction du courant et de l'inductance estimée. Cette méthode fonctionne très bien au démarrage de la machine et sur une large plage de vitesse. Cependant, elle est moins performante en hautes vitesses du fait de la difficulté de trouver une phase inactive pour appliquer les impulsions. La présence d'une force électromotrice importante remet en question le modèle de l'estimation et conduit à des erreurs d'estimation importantes, sans oublier les pertes Joules qui accompagnent cette méthode.

4.4.1.2 Méthode basée sur l'estimation de flux

La deuxième méthode M2 est une méthode passive qui se base sur les mesures des courants déjà disponibles et la tension reconstruite à partir des signaux de commutation des interrupteurs pour trouver une estimation du flux. Connaissant le flux, on peut trouver à chaque instant une estimation de la position à partir de la caractéristique de flux obtenue par la modélisation par éléments finis qui relie le flux, le courant et la position. La principale difficulté est de trouver une estimation précise du flux en intégrant la tension monophasée. Cette estimation est d'autant moins précise à basse vitesse à cause du découpage de la tension et de la chute de tension

ohmique.

4.4.1.3 Méthode basée sur un observateur adaptatif

L'objectif de la méthode M3 est de développer un observateur adaptatif afin d'estimer les variables d'états (flux, position et vitesse de rotation) ainsi que les entrées inconnues (couple de charge) du système en disposant de la mesure des entrées connues (tensions des phases) et des sorties (courants de phase). Cette méthode se base sur le modèle de la machine pour estimer les variables inconnues. La principale difficulté réside dans le comportement non-linéaire de la GRV. Plus précisément, l'inductance de la machine change d'une manière non-linéaire en fonction de la position et du courant. Les changements apportés par la saturation magnétique sont aussi difficiles à modéliser. Pour cette méthode, un modèle analytique approximant l'inductance a été développé. Il se base sur les séries de Fourier associées à une expansion polynomiale. Pour des raisons de simplicité de la synthèse de l'observateur, une approximation grossière de l'inductance a été adoptée. Ce choix de paramètres suppose une linéarité du réseau de flux, donc, l'inductance ne dépend que de la position. Cette méthode a montré de bonnes performances malgré l'hypothèse forte d'un modèle linéaire de l'inductance utilisé dans la synthèse des observateurs. Les courbes ci dessous illustrent les résultats des M1, M2 et M3. On en conclut que la méthode M1 est sensible à l'augmentation de la vitesse et donc elle est plus adaptée au fonctionnement en basses vitesses. Elle est également pas sensible aux changement de couple de charge. Par contre, la méthode M2 et M3 sont efficace en fonctionnement à haute vitesse avec un erreur très faible. Cependant, leurs performances se dégradent pour des couples de charge élevés à cause des saturations magnétiques et de changement de paramètres des modèles utilisés.

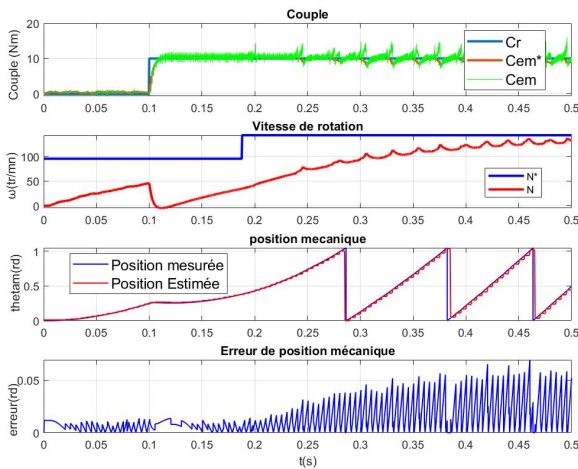


FIGURE 4.7 – Résultats de l'estimation de la position avec la méthode d'inductance M1

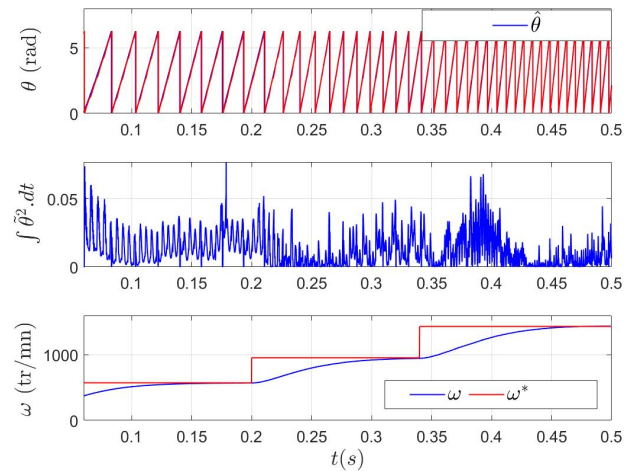


FIGURE 4.8 – Résultats de l'estimation de la position avec la méthode d'observateur M3

4.4.2 Commande sans capteur mécanique pour un alterno-démarrreur

Dans le cadre d'une thèse CIFRE établie avec Thales-AES, l'augmentation de la fiabilité d'un alterno-démarrreur pour les avions plus électriques est étudiée. Le but est de proposer une commande sans capteur mécanique en présence d'un fort couple à l'arrêt. La structure de l'alterno-démarrreur est composée de trois machines. En effet les trois machines sont couplées mécaniquement sur le même axe et tournent à la même vitesse. On trouve une machine synchrone à aimants permanents, une excitatrice qui est une machine synchrone à rotor bobiné renversée et une machine principale qui est une machine synchrone à rotor bobiné avec amortisseurs.

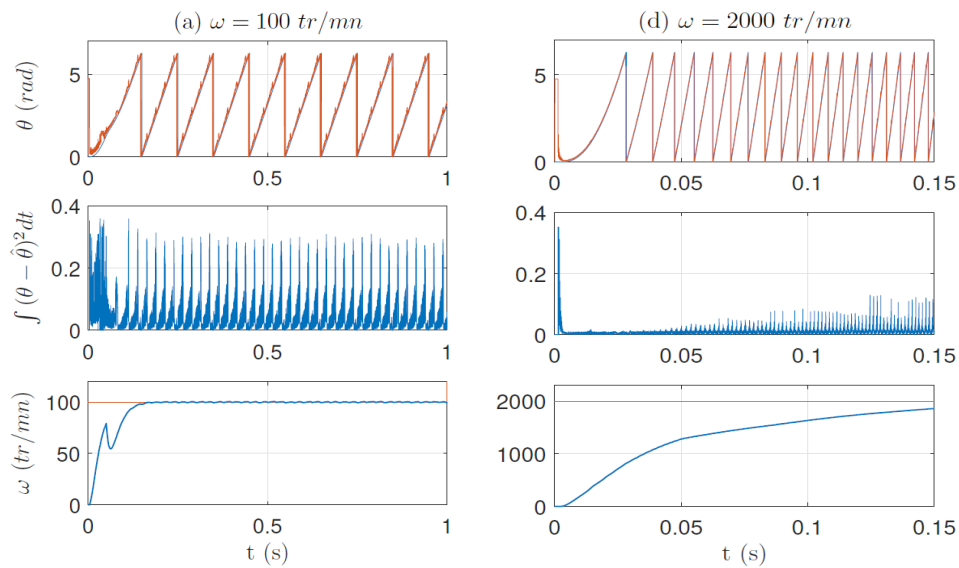


FIGURE 4.9 – Résultats de l'estimation de la position avec la méthode de flux M2

L'avantage de cette structure est qu'elle offre une densité de puissance élevée, une large plage de fonctionnement de vitesse et une bonne autonomie. Pour des raisons de confidentialité, les travaux présentés dans la suite sont exprès généralisés sur un exemple classique tels que la machine synchrone à aimants permanents.

Les travaux menés sont concentrés en particulier sur l'étude et l'analyse des stratégies d'injection de signaux haute fréquence (HF) pour l'estimation de la position mécanique à l'arrêt et à très basses vitesses avec un couple de démarrage élevé. Les objectifs sont : une précision de $\pm 5^\circ$ en régime stationnaire, une bonne robustesse et une perturbation du couple réduite. Une première classification des méthodes d'injection de signaux HF peut être faite sur le principe de la direction de transmission "émetteur – récepteur". Pour cette étude, nous sommes intéressés à l'évaluation des méthodes d'injection Stator-stator où l'injection de signaux HF est faite sur l'axe pulsant d-q "HFCI-P" et aussi l'injection de signaux HF sur l'axe tournant $\alpha - \beta$ "HFCI-R". Plus tard, l'estimation de la position basée sur le filtre de kalman étendu associé à l'injection HF est étudiée.

4.4.2.1 Méthodes d'injection haute fréquence Stator-Stator

Le principe général de la méthode d'injection est de superposer une tension d'excitation à la commande de la machine. Par conséquent, les courants mesurés contiennent les effets de l'injection et aussi l'information sur la position. En effet, le but est de déterminer l'angle spatial entre les courants après démodulation. La faisabilité de la méthode dépend de deux critères principaux : présence de la saillance et d'une bonne dynamique des courants. Ces méthodes d'injection « Stator-Stator » présentent des limites au niveau de la compensation des phénomènes parasites et de retards. Le tableau 4.1 résume les caractéristiques de deux solutions. L'amplitude de l'harmonique d'intérêt dans le cas de la HFCI-R est plus importante. Cependant, cette méthode présente deux inconvénients : le premier consiste à l'augmentation des ondulations du couple dû à l'injection et le deuxième est lié au retard inhérent à la chaîne de démodulation. La HFCI-P a l'avantage de faire l'injection sur l'axe d ce qui diminue drastiquement les ondulations du couple induites par l'injection. Les deux méthodes HFCI-R et HFCI-P nécessitent la compensation des effets des inductances croisées.

	Amplitude harmonique	Ondulation couple	Inductance croisée	Retards
HFCI-R	In	- - -	$(1/2).atan(2.L_{dq}/L_{def} - L_{qeff})$	- - -
HFCI-P	$V_h \cdot \omega_h \cdot \frac{(L_{def} - L_{qeff})}{2.L_{def}.L_{qeff}}$	-	$(1/2).atan(2.L_{dq}/L_{def} - L_{qeff})$	-

TABLE 4.1 – Caractéristiques de méthodes d'injection au stator

4.4.2.2 Filtre de Kalman Étendu en présence d'une excitation Haute fréquence

La méthode d'estimation basée sur le filtre de kalman a été largement utilisée pour l'estimation de la position et de la vitesse à moyenne et haute vitesse. L'estimation de la position à l'arrêt et à basses vitesses se fait généralement via d'autres algorithmes comme ceux présentés dans la section précédente et ils sont basés sur l'injection HF. Dans cette section, nous avons proposé d'étendre la méthode basée sur le filtre de Kalman sur toute la plage de fonctionnement (de l'arrêt aux hautes vitesses). L'objectif est d'utiliser un seul et unique algorithme d'estimation de position sur toute la plage de fonctionnement. Cette méthode a été fondée sur un modèle complet de la machine en prenant en considération la dynamique du couple ainsi que les signaux d'injection. Le but est de combiner l'information sur la saillance de la machine à l'arrêt et celle de la FEM dès que la vitesse est différente de zéro. La prise en compte de la dynamique du couple augmente la robustesse de la stratégie spécialement dans la phase de démarrage avec un fort couple de charge à l'arrêt.

La dynamique du système considérée est celle illustrée par l'équation 4.9 et équation 4.12 et avec les vecteurs de commande et vecteur de sortie illustrés par l'équation 4.14. Ce modèle d'état a été développé dans le repère lié au stator et se base sur les équations électriques et mécaniques de la machine.

$$\begin{cases} \frac{\partial i_{\alpha\beta}}{\partial t} = L^{-1} \mathbf{1}_{\alpha\beta}(\theta)(v_{\alpha\beta} - R_{eq}(\theta)i_{\alpha\beta} - j\omega_e \psi_f e^{j\theta}) \\ \frac{\partial \theta}{\partial t} = \omega_e \\ \frac{\partial \omega_e}{\partial t} = \frac{N_p}{J}(T_e - T_L) - f \omega_e \\ \frac{\partial T_L}{\partial t} = 0 \end{cases} \quad (4.9)$$

Avec le couple électromagnétique défini comme :

$$T_e = \frac{3}{2} N_p (i_\beta \cos(\theta) - i_\alpha \sin(\theta)) (\psi_f + \Delta L (i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta))) \quad (4.10)$$

dont

$$\Delta L = L_d - L_q \quad (4.11)$$

La dynamique de la vitesse est négligée vu qu'on souhaite étudier le comportement à vitesse nulle. En plus, en négligeant la dynamique du couple résistant, le système est défini :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u^* + u_h(\hat{\theta})) \text{ avec } \hat{\theta} = \theta + \Delta\theta \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.12)$$

Le vecteur d'état est défini comme suit :

$$x = [i_\alpha \ i_\beta \ \theta \ \omega_e \ T_L]^T \quad (4.13)$$

Avec u et y sont le vecteur d'état, le vecteur de commande et le vecteur de sortie respectivement. Les tensions en entrée du modèle intègrent l'information sur l'injection HF.

$$u = [u_\alpha \ u_\beta]^T \quad y = h(x) = [i_\alpha \ i_\beta] \quad (4.14)$$

Ce modèle continu est discrétisé avec une approximation d'Euler de premier ordre pour obtenir l'équation 4.15. Le bruit de mesure (v_k) et le bruit de tat (w_k) et l'incertitude sur les paramètres.

$$\begin{cases} x_{k+1} = x_k + \Delta T f(x_k, u_k) + w_k, & k = 0, 1, 2, \dots \\ y_k = h_d(x_k) + v_k \end{cases} \quad (4.15)$$

Il est à noter que que l'effet de l'injection intervient principalement dans le calcul du jacobien de la dynamique du système qui utilisé dans l'algorithme d'estimation.

L'estimateur de Kalman a été testé et validé expérimentalement sur un banc de test expérimental mis en place au laboratoire L2S. Les résultats expérimentaux de deux méthodes (HFCI-P et le kalman avec injection) ont été relevés en vue de comparer leurs performances.

La figure 6.1 montrent l'impact de l'amplitude de l'injection sur le temps de convergence de l'algorithme de filtre de kalman étendu. Pour une position initialiser à 60° et une fréquence d'injection égale à 500 Hz, il est à noter que plus l'amplitude de la tension HF est élevée plus le temps de convergence est petite. Il est évident qu'il faut chercher le bon compromis entre temps de convergence et les ondulations du couple admissible.

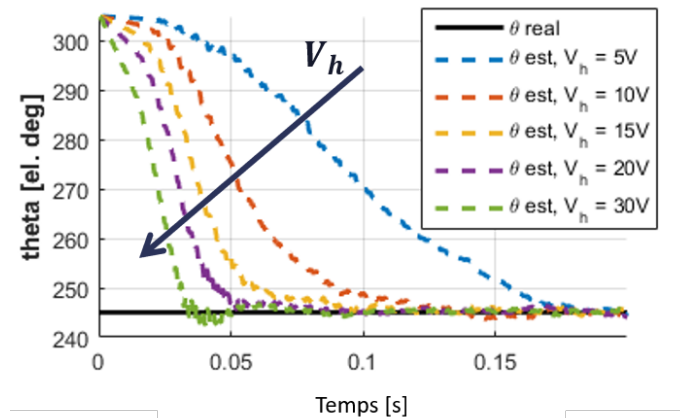


FIGURE 4.10 – Convergence de Filtre de Kalman

Les figure 4.11 et figure 4.12 illustrent les essais expérimentaux. Ces résultats montrent que les deux méthodes fonctionnent correctement à l'arrêt et à basses vitesses. Le filtre de Kalman s'adapte bien aux très basses vitesses. Cependant, on peut remarquer des perturbations au niveau de la vitesse estimée ceci peut être lié à la sensibilité aux variations de paramètres vu qu'il s'agit d'une méthode basée sur le modèle. L'erreur de position dans les deux cas ne dépasse pas le +/- 10 degrés électriques. Cependant, celle donnée par le filtre de Kalman présente un contenu harmonique moins riche que l'erreur donnée par le HFCI-P.

4.5 Conclusion partielle et perspectives

Dans ce chapitre, la commande sans capteurs a été abordé avec des approches différentes et adaptées au type de machine. Premièrement, la commande sans capteurs de courants de phase et sans capteur de position a été posé. La seule information disponible consiste en la mesure de courant au bus continu. L'algorithme de reconstruction présentait des limites à des zones dites mortes où la reconstruction n'est pas possible. Nous avons proposé une nouvelle méthode basée sur la modification de la SVPM et permettant d'assurer les mesures correctes du courant du bus continu et par la suite la reconstruction correcte sur toute la plage de vitesse. Ensuite, une synthèse de nos travaux sur la commande sans capteur de position a été effectué. Des méthodes passives et actives ont été exposées, testées et évaluées pour différentes machines.

Malgré que ce soit une thématique longtemps étudiée, plusieurs verrous scientifiques restent à résoudre tels que par exemple : les problèmes d'observabilité des systèmes avec l'incertitude paramétrique, l'évaluation

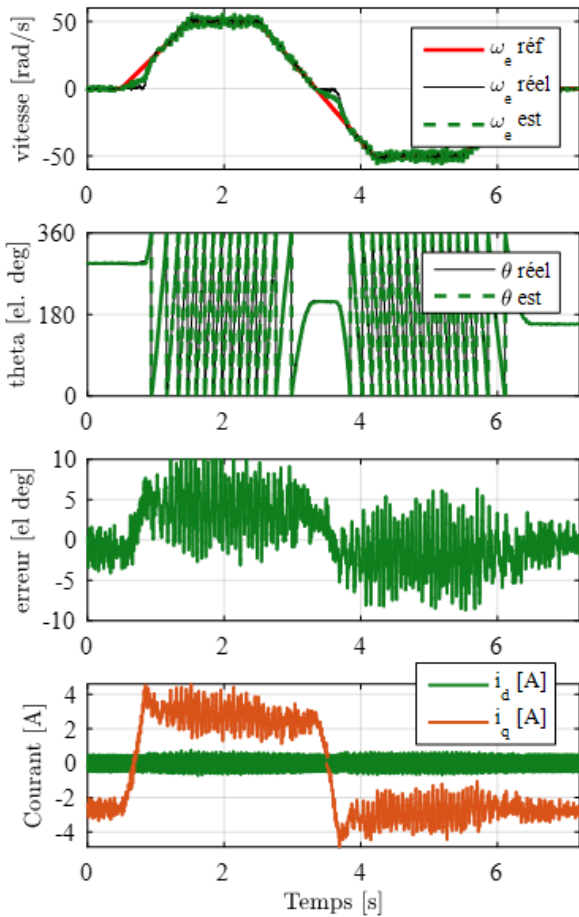


FIGURE 4.11 – Simulation de la méthode HFCI-P

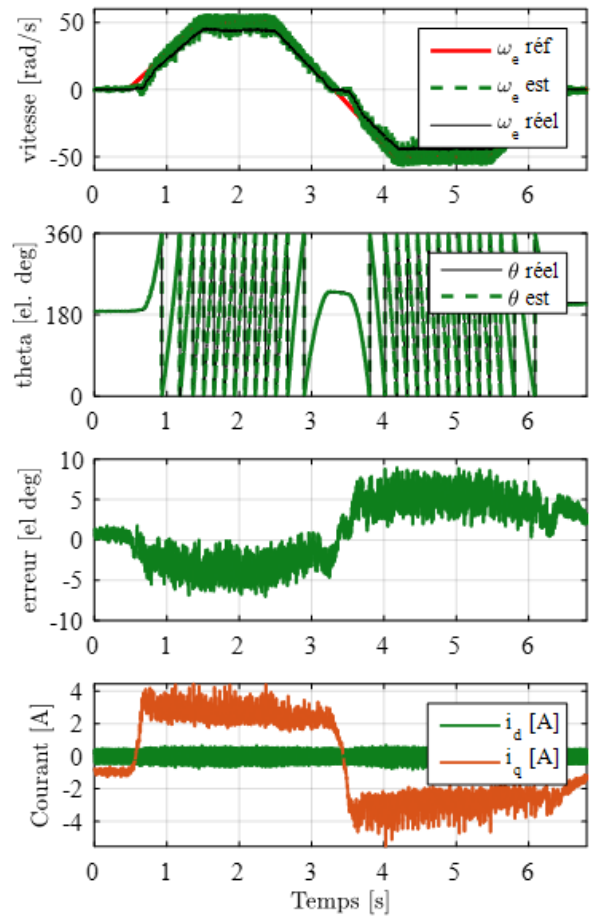


FIGURE 4.12 – Simulation de l'estimateur Kalman+injection

de l'impact des méthodes actives avec injection sur les performances énergétiques, les pertes, les vibrations, etc... Le volet qui s'ouvre ici consiste au développement de la commande tolérante aux défauts en combinant judicieusement ces méthodes d'estimation de façon à les faire fonctionner dans leurs zones de fonctionnement optimales. l'utilisation des algorithmes de vote type Euler, Newton-raphson etc pourront être d'une grande utilité.

Chapitre 5

Commande robuste pour les actionneurs piézo-électriques

5.1 Introduction

En raison de leur rapport couple/masse élevé ainsi que de leur couple élevé à basse vitesse, les moteurs Piézoélectriques (MPE) présentent aujourd'hui une alternative intéressante aux moteurs électromagnétiques dans plusieurs applications de positionnement. Leurs caractéristiques leur permettent d'éviter l'utilisation de réducteurs de vitesse et de garantir un faible bruit et d'avoir un couple de maintien élevé sans alimentation et d'avoir des niveaux de précision élevés ainsi que l'absence d'interférences électromagnétiques. Les MPEs sont utilisés dans plusieurs applications, par exemple, pour le zoom et la stabilisation optique des images, la microscopie et la recherche biotechnologique telles que la manipulation cellulaire, l'actionnement des bras de robot, le guidage des robots chirurgicaux d'IRM et de nombreuses autres applications [83, 84]. Il existe plusieurs technologies des MPEs (Ultrasoniques, Impact drive, Inchworm) qui possèdent un comportement non linéaire en régime statique et dynamique en raison de facteurs internes (résonance des matériaux piézoélectriques, hystérésis, creep, vibrations) ou externes (système de pilotage, couple de charge, température...). Ces non-linéarités rendent la tâche de pilotage et de contrôle en position de ces moteurs très délicate.

Sur cette thématique, j'ai encadré la thèse de M. Mohammed Brahim [85] sur la conception et la mise en place d'un contrôleur en position robuste et précis de moteurs piézoélectriques pour des applications robotiques. La contribution portait sur le développement des architectures de commande avancées avec comme objectif la garantie de la stabilité et de la robustesse du système vis à vis des perturbations externes ainsi que des incertitudes de modélisation. Dans le cadre de cette thèse, nous avons proposé plusieurs architectures de commande pour le contrôle de la position de trois MPEs. Une commande basée sur l'approche H_∞ , une commande type RST et une commande PID ont été développées et testées expérimentalement sur trois types d'actionneurs MPES de technologies différentes.

5.2 Commande H_∞

5.2.1 Principe de la commande H_∞

En général, l'objectif principal d'une commande est de façonner la réponse du système asservi pour lui imposer le comportement désiré. La notion de robustesse vise à maintenir ces performances face aux aléas et fluctuations qui affectent le système au cours de son fonctionnement. La commande robuste H_∞ s'adapte bien à ce type d'exigences et a été sélectionnée dans le cadre de ce projet de recherche. L'approche de développement du contrôleur H_∞ pour un système généralisé est d'abord expliquée puis le cas des MPEs est introduit. Le but est d'établir une commande robuste en position des trois MPEs étudiés. Les fonctions de pondération et le contrôleur optimal pour chaque moteur sont soigneusement synthétisés pour atteindre les performances qui

seront détaillés par la suite. La matrice de transfert d'un système généralisé, comme illustré dans l'équation 5.1, peut s'écrire :

$$\begin{pmatrix} E(s) \\ Y(s) \end{pmatrix} = P(s) \cdot \begin{pmatrix} W(s) \\ U(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{ew}(s) & P_{eu}(s) \\ P_{yw}(s) & P_{yu}(s) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} W(s) \\ U(s) \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

La synthèse du contrôleur H_∞ consiste à trouver donc un contrôleur à retour d'état $K(s)$ qui devrait dans tous les cas stabiliser en interne le système en boucle fermée, et garantir que la norme H_∞ satisfait l'inégalité suivante :

$$\|F_1(P(s), K(s))\|_\infty < \gamma \quad (5.2)$$

La méthode basée sur la résolution des équations de Riccati est utilisée. Sur la Figure 5.1, le modèle du système est représentée par $G(s)$, $K(s)$ est le contrôleur, b est une perturbation supplémentaire, r et y sont respectivement les positions de référence et mesurées. La matrice de transfert du système peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \varepsilon \\ u \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K & SG \\ KS & KSG \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} r \\ b \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

Où S est la fonction de sensibilité et peut être définie comme la fonction de transfert entre le signal de référence r et l'erreur de poursuite ε . Après des simplifications, le contrôleur $K(s)$ doit satisfaire l'inégalité suivante :

$$\left\| \begin{pmatrix} K & SG \\ KS & KSG \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (5.4)$$

Afin de mettre en forme respectivement la fonction de sensibilité S , le transfert $G.S$, et la fonction de sensibilité complémentaire, des filtres de pondération W_i sont introduits. Les trois filtres W_1 , W_2 et W_3 sont introduits sur l'erreur de poursuite ε , la commande u et l'entrée de perturbation b respectivement. Les performances de filtres de pondération sont généralement dérivées sur la base de spécifications du domaine fréquentiel. Le but de la conception du contrôleur H_∞ est alors de minimiser les signaux pondérés. L'avantage d'utiliser cette topologie est de pouvoir fixer la réponse fréquentielle du système à travers les comportements des filtres. Les performances souhaitées du système en boucle fermée seront alors fixées via les paramètres de ces filtres. La matrice de transfert du système avec les filtres est exprimée comme suit :

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_1 S & W_1 S G W_3 \\ W_2 K S & W_2 K S G W_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} r \\ b \end{pmatrix} \quad (5.5)$$

Le contrôleur K doit satisfaire donc la condition suivante :

$$\left\| \begin{pmatrix} W_1 S & W_1 S G W_3 \\ W_2 K S & W_2 K S G W_3 \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (5.6)$$

Les contraintes fréquentielles considérées pour la synthèse de filtres sont les suivantes :

- Bande passante en boucle fermée : $\omega = 100$ rad/s.
- Marge de stabilité : $\Delta G > 15$ dB, $\Delta \varphi > 50$ deg.

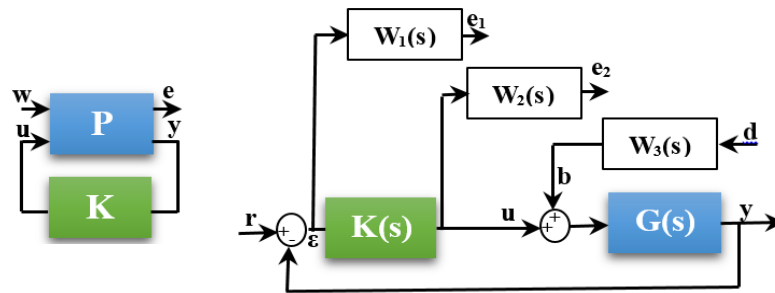


FIGURE 5.1 – Boucle fermée basée sur la commande H_∞ [85]

— Erreur statique inférieure à 0.01%.

La difficulté de développement de la commande H_∞ consiste à bien choisir les pondérations fréquentielles qu'on introduit par les filtres. En se basant sur le cahier de charge donné ci-dessus, des filtres de premier ordre de la forme ci-dessous ont été adoptés [85].

$$W_i = \frac{s}{M} + \omega_0 \quad (5.7)$$

Où ω_0 , A , M sont la bande passante en boucle fermée, l'erreur statique minimum et le gain à haute fréquence respectivement. Pour le filtre W_1 , le transfert $1/W_1$ doit avoir un faible gain à basse fréquence afin d'améliorer la précision du contrôleur tandis que la fréquence de coupure du filtre peut être interprétée comme la bande passante minimale du système. Pour le filtre W_2 , le paramètre le plus important est la fréquence de coupure qui limitera la bande passante maximale du système pour éviter une réponse très rapide du système. Cette fréquence doit être bien supérieure à la bande passante du système. Le filtre W_3 est utilisé pour filtrer la perturbation du signal de commande et il a été fixé sous la forme d'une fonction de premier ordre. Compte tenu de toutes ces spécifications, la commande H_∞ est synthétisée et une réduction d'ordre du contrôleur a été parfois effectuée dans la limite de stabilité du système.

5.2.2 Mise en oeuvre et résultats

Le développement et la mise en oeuvre de la commande pour les MPES n'est pas sans difficultés. La première difficulté réside au développement de modèles d'actionneurs en question. Dans ce travail, nous avons considéré trois différents actionneurs piézo-électriques : actionneur à ondes progressives (USR 60), actionneur Inchworm et l'actionneur PAD, comme illustré sur la Figure 5.2. Les modèles serviront à la validation du comportement de chaque actionneur mais aussi à la synthèse des lois de commande. Dans certains cas, le modèle électromécanique complet est nécessaire afin de refléter son principe de fonctionnement en entier. Pour une question de simplicité, des modèles moyens équivalents ont été considérés. Pour chaque moteur, une procédure d'identification expérimentale et une détermination de la fonction de transfert entre les paramètres de contrôle et la position en sortie a été effectuée. Les caractéristiques expérimentales vitesse-fréquence des moteurs MPES ont été déterminés à travers des essais expérimentaux, et la fonction de transfert fréquence-position peut alors en être déduite. Afin d'évaluer les performances de la commande H_∞ par rapport à d'autres lois de commande, nous avons développé la commande discrète type RST et PID. La commande RST consiste en une méthode de placement de pôles à temps discret qui intègre dès l'étape de synthèse l'effet de la discrétisation. Une comparaison avec les performances de régulateur PID a été aussi effectuée.

Pour valider ces commandes, deux bancs de test expérimentaux ont été mis en place au laboratoires GeePs et un banc à l'Université de la Sarre en Allemagne. Les tests expérimentaux pour le PAD sont illustrés sur la Figure 5.3 et d'autres peuvent être retrouvés dans les publications suivantes [86, 87]. A partir de ces résultats, on remarque la supériorité du contrôleur proposé par rapport aux deux autres. Le H_∞ présente l'erreur statique la plus faible et se stabilise beaucoup plus vite que les autres solutions, ceci pour différents consignes de position.



FIGURE 5.2 – Actionneurs piézo-électriques

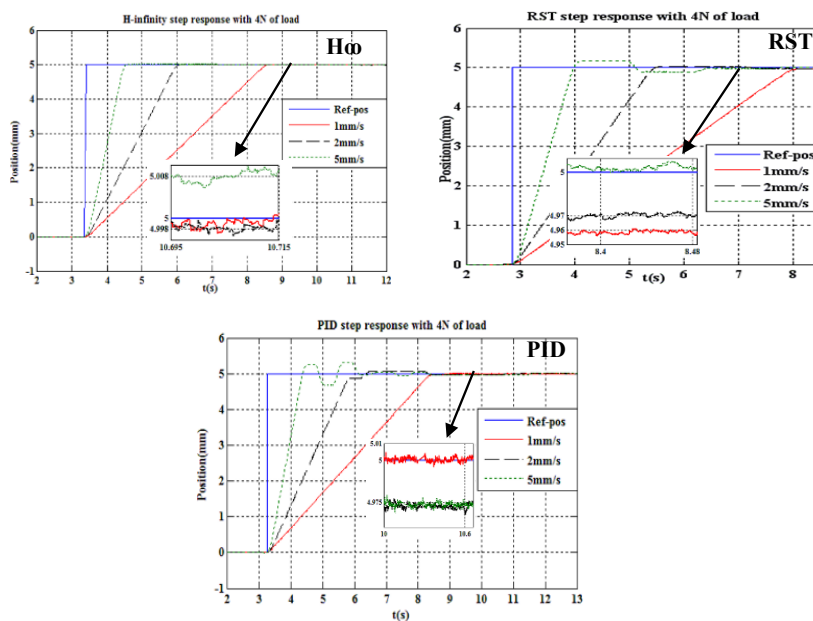


FIGURE 5.3 – Résultats expérimentaux de trois contrôleurs pour différentes vitesse

5.3 Conclusion

Ce travail nous a permis de développer une commande robuste pour trois actionneurs piézo-électriques. Les performances de cette commande ont été comparées à ceux trouvées par la commande discrète RST et PID. La position des actionneurs est contrôlée efficacement avec une très bonne précision. Les résultats expérimentaux montrent que les non-linéarités inhérentes au système n'affectent pas les performances globales des systèmes étudiés et prouvent la robustesse de la solution proposée.

Il reste toutefois quelques points à améliorer. Le modèle intégré pour la synthèse de la commande pourrait être amélioré pour être plus complet et mieux reflétant le comportement non-linéaire de ces moteurs. Ceci servira pour l'analyse de comportement des actionneurs à différents profils de charge. Ce modèle servirait à l'évaluation des phénomènes de vibration et l'impact de la commande adoptée. En plus, ce modèle pourrait être utilisé dans travaux futurs sur la commande sans capteurs qui s'avère d'un grand intérêt pour ce type d'application où on cherche continuellement à minimiser le coût, le volume et donc à augmenter la compacité de systèmes.

Chapitre 6

Bilan et perspectives de recherche

Pour conclure ce manuscrit, je souhaite faire un bilan sur ces 13 ans d'activités de recherche (thèse comprise). Ces années ont été riches par toutes les collaborations que j'ai pu entamer que ce soit avec des doctorants, des collègues, des chercheurs ou des industriels. Tout au long de ces années d'activité, j'ai travaillé sur des approches multi-disciplinaires en lien avec : l'électronique de puissance, l'automatique et l'informatique embarquée. Toutes ces approches se sont mises en harmonie pour répondre à une seule et unique problématique qui est le développement de lois de commande performantes pour les entraînements de systèmes électriques. La majorité des applications présentées dans ce manuscrit ont pratiquement toutes été mises en oeuvre et validées expérimentalement, ce qui représente une étape difficile, cruciale et chronophage. Pourtant, cette étape qui vient toujours en dernier couronne toute la démarche scientifique et l'aspect preuve de concept, elle est nécessaire, passionnante et satisfaisante une fois achevée.

Ce document est en effet l'occasion de faire la synthèse de mes travaux de recherche et de donner un aperçu des approches adoptées et de la dynamique qui a motivé toutes ces années. Il ressort de l'activité de recherche présentées ici trois grands axes : le développement de lois de commande spécifiques pour la MRVDS, les stratégies de commande sans capteur et la commande robuste pour les actionneurs piézo-électriques. Les activités autour de la machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) ont déjà été établie dans le cadre d'une coopération entre le GeePs et le Renault. L'application qui a été envisagée est la motorisation électrique d'un véhicule électrique à bas prix. Les travaux ont été orientés vers la modélisation et la commande en mode moteur basée sur les cartographies issues des méthodes "EF". A mon arrivée, je me suis intéressée à la résolution des problèmes qui ont freiné l'utilisation de cette machine pour ce type d'application. Il est bien évident que l'autonomie est considérée en priorité et il faut également préserver le maximum de plaisir de conduire en termes de confort sonore. Par conséquent et sur cette thématique, les deux points clefs de mon travail étaient la réduction de vibrations et la maximisation de rendement global du système. La commande de cette machine en génératrice a été également développée. Les commandes proposées couvrent une grande partie de cycles de fonctionnement avec différentes stratégies de mise en oeuvre possibles. Les critères permettant de départager les stratégies reposent sur le comportement mécanique du stator et de la transmission en évitant d'exciter les modes de résonance et par conséquent le bruit acoustique. Une évaluation de l'efficacité sur un cycle routier est aussi analysée afin d'évaluer l'intérêt pour les véhicules urbains. L'évaluation a pu être faite en se basant sur un modèle de toute la chaîne cinématique d'un VE bas prix.

Concernant la commande sans capteurs et suite à plusieurs travaux d'encadrement ainsi que mes travaux de thèse, j'ai pu acquérir une bonne connaissance sur les méthodes d'estimation de position à l'arrêt, moyen et haute vitesse. Je possède une bonne connaissance sur les caractéristiques et les limites de chaque méthode afin de savoir les appliquer d'une manière adéquate.

Je me suis également testée sur un horizon pas commun au moins au niveau personnel : les applications basées sur les systèmes piézo-électriques. Le développement de commandes robustes pour les actionneurs piézo-électriques m'a fait confronter à d'autres problématiques liées aux fonctionnement de ces matériaux. Ceci m'a apporté beaucoup de richesse sur tous les aspects théoriques et pratiques. Tous ces travaux ont natu-

rellement ouvert le viseur/le champs à plusieurs perspectives de recherche.

Les perspectives de recherche que j'exposerai dans la suite s'imprègnent naturellement des travaux déjà présentés dans ce manuscrit et forment les prochains axes d'action qui en découlent. Les voies que je propose par la suite correspondent à du court et long terme. En pratique, le court terme est déjà lancé, avec les 2 encadrements de thèses auxquels je participe. Les thématiques concernées sont intégrées dans les perspectives présentées par la suite.

6.1 Perspectives à court terme

Les perspectives de recherche à court terme sont concentrées sur les thématiques de contrôle sans capteur et de la gestion d'énergie d'un micro-réseau. Ces orientations sont rigoureusement liées aux travaux de recherche des thèses que j'ai pu encadré [76, 75].

6.1.1 Approche conjointe : Commande - Conception

Comme on a déjà vu dans ce manuscrit, plusieurs travaux ont proposé différentes approches sans capteur au cours des dernières décennies. Les techniques largement adoptées reposent soit sur l'exploitation de la force électromotrice (FEM) ou des observateurs, soit sur l'exploitation de l'anisotropie magnétique au sein des machines. Les techniques d'injection de signaux ont pu apporter des solutions aux fonctionnements à basses vitesses. La précision de détection de la position du rotor dépend fortement de la structure du rotor, du stator et de la position de l'aimant. Une perspective directe à mes travaux dans ce champ de recherche est de s'orienter vers une approche de "co-conception" afin de se concentrer simultanément sur les techniques de conception de machine et sur les solutions de contrôle pour améliorer la détection de la position sans capteur. L'objectif sera de proposer de nouvelles structures de machine permettant d'accroître les performances sans capteur, en particulier à faible vitesse et à forte charge, tout en conservant la qualité du couple produit. Il faudra prendre en compte plusieurs effets comme la saturation magnétique ou l'impact sur le rendement. Le cas d'étude considéré est la machine synchrone à aimant permanent qui est une machine très appréciée dans les applications embarquées. L'impact sur les performances de la commande sans capteur de dispositions de l'aimant, de la largeur de l'entrefer, de la forme des dents statoriques, etc...sera étudié et évalué. Une procédure d'optimisation sera mise en place afin de proposer la ou les meilleures solutions "structure de machine" permettant à la fois de respecter les exigences de rendement et de précision et d'observabilité du système. Après le dimensionnement de l'ensemble machine-convertisseur-commande, un prototype expérimental de la machine pourra être élaboré et les stratégies de contrôle seront aussi évaluées afin de valider l'efficacité de solutions proposées.

Dans ce cadre, j'encadre les travaux de thèse Haiteng SUN [80] portant sur l'étude de l'impact de la conception de machine sur le contrôle sans capteur des entraînements électriques.

6.1.2 Gestion d'énergie dans un micro-réseau DC

Les micro-réseaux regroupant plusieurs sources d'énergie et dispositifs de stockage d'énergie sont devenus une technologie clé dans la conception de futurs réseaux électriques. Il y a plusieurs défis à surmonter tels que l'intermittence et la variabilité des énergies renouvelables, la fiabilité, la sécurité et le coût de l'énergie. De plus, le micro-réseau doit pouvoir fonctionner à la fois en mode îloté et connecté au réseau de distribution d'électricité. Dans la continuité des travaux sur la GRV fonctionnant en mode îloté, le volet de recherche qui s'ouvre ici est le développement de stratégies de gestion d'énergie pour un micro-réseau DC comprenant des modules photovoltaïques, des éoliennes et des dispositifs de stockage d'énergie. La GRV est adoptée comme générateur électrique grâce à sa robustesse. Cette solution permet de réduire le nombre de convertisseurs de puissance d'interface vu que la sortie en tension de la GRV est naturellement continue. Le niveau de tension

considérée est de 48 V ce qui est compatible avec la plupart des charges domestiques basse tension. L'objectif est de gérer simultanément la demande des consommateurs et la disponibilité des ressources pour différentes configurations, et l'évaluation des performances en mode îloté et connecté. Les contrôleurs basés sur les modèles et sans modèle seront étudiés et évalués sur plusieurs plans : performances, complexité algorithmique et facilité de mise en oeuvre pratique. Pour la validation expérimentale, l'approche HIL (Hardware In the Loop) sera envisagée afin de faciliter les procédures de test/validation ainsi que les essais en présences de défauts sans risque d'endommagement de système.

Sur cette thématique, j'encadre actuellement la thèse de Qihao GUO [81] portant sur la gestion d'énergie dans un micro-réseau basé sur la génératrice à réluctance variable, isolé ou connecté au réseau. La commande prédictive a été adoptée pour assurer la gestion d'énergie.

6.2 Perspectives à moyen et long terme

6.2.1 Modélisation EF pour le diagnostic de machines électriques

Les procédures de diagnostic et pronostic exigent la disponibilité d'une grande quantité de données souvent de nature différente. La disponibilité de ces données est étroitement liée à une bonne instrumentation du système. En plus, il faut bien évidemment veiller à avoir des données de qualité qui n'amène pas le système de diagnostic en erreur. L'idée de corréler ces données à d'autres issues d'un modèle multi-physique simulable en temps réel pourrait être d'une grande utilité. Dans ce sens, je souhaite continuer les travaux sur les aspects modélisation EF pour prédire les vibrations et de les corréler avec les données mesurables afin de détecter des éventuelles défaillances du système. Cela exploiter de plusieurs manières : le calcul des résidus entre données mesurées et estimées ou la génération de signaux de défaillance issus de la simulation etc... D'autre part, l'analyse de vibration dans les machines électriques reste une thématique complexe du fait qu'elle requière une multidisciplinarité pour la compréhension de la multiphysique intégrée. Ceci impliquera sûrement de travailler avec des chercheurs dans le domaine acoustique et ça m'en réjouit d'avance de la richesse que ça va m'apporter. Le modèle multi-physique peut être considérée comme un outil puissant pour le pronostic et le diagnostic des machines tournantes. Ce travail peut venir donc consolider la partie contrôle-commande. L'analyse vibratoire permet d'avoir une image de l'état de santé mécanique de machines tournantes et ainsi de détecter d'éventuels dysfonctionnements afin de prévoir des actions correctives. A travers une analyse modale, les mouvements de la machine pourraient être mesurés dans les conditions de fonctionnement existantes et en temps réel. Par exemple, les signaux d'accélération et de déplacement de structure prédits par le modèle peuvent être corrélées avec d'autres signaux accessibles en mesure comme les courants, tension, etc. Cette corrélation de signaux offrira une meilleure précision au niveau de la détection, identification et isolation de défaut survenant au cours de fonctionnement. Ceci permettra aussi par la suite une reconfiguration appropriée de l'algorithme de commande.



FIGURE 6.1 – Chambre acoustique

Par ailleurs, nous avons fait récemment l'acquisition d'une chambre acoustique figure ci-dessus et d'une station d'accueil de mesures d'accélération avec 12 accéléromètres. Une fois posés sur la paroi de la machine, cette station nous permettra la reconstruction en temps réel des déformations de la machine en utilisant le logiciel Bk . Cette reconstruction pourra également servir pour la surveillance des systèmes et donc assurer leurs maintenance curative.

Dans cette perspective, je souhaite aussi étendre le travail du modèle multi-physique développée pour la MRV à d'autres types de machines spécialement ceux qui sont adaptés aux applications de VEs. L'intégration de la physique acoustique me semble incontournable pour la complétude de ce modèle. En plus, je projette la mise aux normes et le développement de cette manipe pour les machines électriques. Des projets de thèse devront se lançaient très prochainement sur cette thématique.

6.2.2 Stabilité du micro-réseau

Le problème de stabilité dans les réseaux AC a été largement étudiée dans la littérature. On parle généralement d'une stabilité statique et dynamique. La stabilité statique correspond à l'étude de régime d'équilibre de transfert de puissance et de niveaux de tension. Alors que la stabilité dynamique consiste au comportement du système face aux perturbations externes tels qu'un défaut de court-circuit sur l'un des organes composant le réseau. Mes perspectives sur ce sujet, et par analogie avec les réseaux AC, s'inscrivent d'une part dans la compréhension des phénomènes menant à l'instabilité au sein des micro-réseaux DC ainsi que leurs impacts, et d'autres part à la mise en place des outils d'analyse et des lois de contrôle/commande permettant d'améliorer leur résilience. En effet, une bonne gestion d'énergie d'un micro-réseau consiste sans doute à bien gérer le transfert d'énergie entre tous les organes "source- stockage-charge". Cependant, les fluctuations de la production et de la consommation d'énergie peuvent provoquer une fragilité et donc induire une instabilité du système. Cela est d'autant plus critique dans le cas de micro-réseaux insulaires où la résilience est d'une importance primordiale.

Par ailleurs, l'intégration massive des composants d'électronique de puissance bien que ça apporte une grande flexibilité aux micro-réseaux, ils peuvent aussi injecter des fréquences élevées indésirables surtout en cas de défauts. Le volet de recherche qui s'ouvre ici consiste à étudier la stabilité de micro-réseaux avec et sans la présence d'un déséquilibre de production-consommation et d'une défaillance dans le système. J'envisage prochainement de travailler sur la détermination du besoin et du périmètre de modélisation ainsi que la finesse de cette dernière dans ce cas d'étude. La modélisation fréquentielle des organes et des signaux électriques pourrait être une alternative intéressante pour l'analyse de stabilité dynamique du miro-réseau. L'analyse de cette stabilité devra aussi s'associer à une stratégie de détection, localisation et d'isolation de défauts. Une procédure de reconfiguration est à mettre en place afin d'assurer la résilience du micro-réseau.

Bibliographie

- [1] K. M. Rahman, B. Fahimi, G. Suresh, A. V. Rajarathnam and M. Ehsani, "Advantages of switched reluctance motor applications to EV and HEV : design and control issues," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 1, pp. 111-121, Jan/Feb 2000.
- [2] K. M. Rahman, B. Fahimi, G. Suresh, A. V. Rajarathnam and M. Ehsani, "Advantages of switched reluctance motor applications to EV and HEV : design and control issues," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 1, pp. 111-121, Jan/Feb 2000.
- [3] K. M. Rahman and S. E. Schulz, "Design of high-efficiency and high-torque-density switched reluctance motor for vehicle propulsion," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 6, pp. 1500-1507, Nov/Dec 2002.
- [4] A. Chiba et al., "Torque Density and Efficiency Improvements of a Switched Reluctance Motor Without Rare-Earth Material for Hybrid Vehicles," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1240-1246, May-June 2011.
- [5] K. Kiyota and A. Chiba, "Design of Switched Reluctance Motor Competitive to 60-kW IPMSM in Third-Generation Hybrid Electric Vehicle," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 6, pp. 2303-2309, Nov.-Dec. 2012.
- [6] M. B. Belhadi, A. Kolli, G. Krebs and C. Marchand, "Evaluation of torque-speed curve of switched reluctance motor with segmental rotor," 2012 XXth International Conference on Electrical Machines, Marseille, 2012, pp. 250-255.
- [7] M. Al Eit, P. Dular, F. Bouillault, C. Marchand and G. Krebs, "Perturbation Finite Element Method for Efficient Copper Losses Calculation in Switched Reluctance Machines," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 53, no. 6, pp. 1-4, June 2017.
- [8] M. Belhadi, G. Krebs, C. Marchand, H. Hannoun and X. Mininger, "Evaluation of a switched reluctance motor with magnetic slot wedges," 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Berlin, 2014, pp. 150-155.
- [9] H. Hannoun, M. Hilairet and C. Marchand, "Comparison of instantaneous and average torque control for a switched reluctance motor," 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 675-680, Cambridge, 2008.
- [10] H. Hannoun, M. Hilairet and C. Marchand, "Design of an SRM Speed Control Strategy for a Wide Range of Operating Speeds," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 9, pp. 2911-2921, Sept. 2010.
- [11] A. Kolli, G. Krebs, X. Mininger and C. Marchand, "Impact of command parameters on efficiency, torque ripple and vibrations for Switched Reluctance motor," 2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 2975-2980, Marseille, 2012.

- [12] Y. Wang and W. Zhang, "A high efficiency torque control method of switched reluctance motors using low loss commutation control," 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Pattaya, 2015, pp. 2089-2092.
- [13] P. C. Kjaer, P. Nielsen, L. Andersen and F. Blaabjerg, "A new energy optimizing control strategy for switched reluctance motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 5, pp. 1088-1095, Sep/Oct 1995.
- [14] C. Mademlis and I. Kioskeridis, "Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, no. 3, pp. 448-457, Sept. 2003.
- [15] I. Ralev, F. Qi, B. Burkhart, A. Klein-Hessling and R. W. De Doncker, "Impact of Smooth Torque Control on the Efficiency of a High-Speed Automotive Switched Reluctance Drive," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 6, pp. 5509-5517, Nov./Dec. 2017.
- [16] T. Kojima and R. W. De Doncker, "Impact of Zero-Volt Loop Control on Efficiency of Switched Reluctance Motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 4, pp. 3621-3634, July-Aug. 2017.
- [17] P. K. Chowdhary and M. P. Thakre, "MMC based SRM Drives for Hybrid EV with Decentralized BESS," 2020 4th International Conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA), 2020, pp. 319-325, doi : 10.1109/ICECA49313.2020.9297508.
- [18] 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," in IEEE Access, vol. 6, pp. 31430-31443, 2018, doi : 10.1109/ACCESS.2018.2837111.
- [19] Bin Zhang, Ronghai Qu, Jin Wang, Wei Xu, Xinggang Fan, and Yu Chen, "Thermal Model of Totally Enclosed Water-Cooled Permanent-Magnet Synchronous Machines for Electric Vehicle Application", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 51, no. 4, pp. 3020–3029, Jul./Aug. 2015
- [20] Apoorva Athavale, Kensuke Sasaki, Brent S. Gagag, Takashi Kato, and Robert D. Lorenz, "Variable Flux Permanent Magnet Synchronous Machine (VF-PMSM) Design Methodologies to Meet Electric Vehicle Traction Requirements with Reduced Losses", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 53, no. 5, pp. 4318–4326, Sep./Oct. 2017
- [21] Saurabh P. Nikam, Vandana Rallabandi, and B. G. Fernandes, "A High-Torque-Density Permanent-Magnet Free Motor for in-Wheel Electric Vehicle Application", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 48, no. 6, pp. 2287–2295, Nov./Dec. 2012.
- [22] Akira Chiba, Kyohei Kiyota, Nobukazu Hoshi, Masatsugu Takemoto, and Satoshi Ogasawara, "Development of a Rare-Earth-Free SR Motor With High Torque Density for Hybrid Vehicles", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 30, no. 1, pp. 175–182, Mar. 2015
- [23] J. Zhu, K. W. E. Cheng and X. Xue, "Comparison study of rare-earth-free motors with permanent magnet motors in EV applications," 2017 7th International Conference on Power Electronics Systems and Applications - Smart Mobility, Power Transfer Security (PESA), 2017, pp. 1-5, doi : 10.1109/PESA.2017.8277735.
- [24] C. Gan, J. Wu, M. Shen, S. Yang, Y. Hu, and W. Cao, "Investigation of skewing effects on the vibration reduction of three-phase switched reluctance motors," IEEE Trans. Magn., vol. 51, no. 9, pp. 1–9, Sep. 2015.
- [25] K. Edamura and I. Miki, "Design of stator and rotor for noise reduction of SRM," in Proc. ICEMS 2014. pp. 1871-1874.

- [26] T. Kakishima, K. Kiyota, S. Nakano, and A. Chiba. "Pole selection and vibration reduction of Switched Reluctance Motor for hybrid electric vehicles". in Proc. ITEC, 2014. pp. 1-4.
- [27] Castano S M, Bilgin B, Fairall E, et al. Acoustic noise analysis of a high-speed high-power switched reluctance machine : Frame effects[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(1) : 69-77.
- [28] Li J, Cho Y. Investigation into reduction of vibration and acoustic noise in switched reluctance motors in radial force excitation and frame transfer function aspects[J]. IEEE Transactions on magnetics, 2009, 45(10) : 4664-4667.
- [29] Sun J, Zhan Q, Wang S, et al. A novel radiating rib structure in switched reluctance motors for low acoustic noise[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(9) : 3630-3637
- [30] Hailong Wu, (2019), Modelization and control of synchronous reluctance machines for the torque ripple minimization - study of vibrational and acoustic behavior, Thèse de doctorat, préparée au laboratoire FEMTO-ST
- [31] Jaafar Hallal (2014), Etudes des vibrations d'origine électromagnétique d'une machine électrique : conception optimisée et variabilité du comportement vibratoire, Thèse de doctorat, préparée au laboratoire LEC
- [32] Guillaume Verez (2014), Contribution à l'étude des émissions vibro-acoustiques des machines électriques : cas des machines synchrones à aimants dans un contexte automobile », Thèse de doctorat, préparée au GREAH
- [33] Hamza Ennassiri (2018) , Analyse magnéto-vibroacoustique des machines synchrones discoïdes à commutation de flux dédiées aux véhiculés électriques hybrides , Thèse de doctorat, préparée au GREAH
- [34] Maud GEOFFRIAULT (2015), « Réduction active des vibrations et des bruits d'une machine électrique par la stratégie de commande » Thèse de doctorat, préparée au L2S
- [35] S. Shin, N. Kawagoe, T. Kosaka and N. Matsui, "Study on Commutation Control Method for Reducing Noise and Vibration in SRM," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 5, pp. 4415-4424, Sept.-Oct. 2018, doi : 10.1109/TIA.2018.2831173.
- [36] 4. C. Ma and L. Qu, "Design considerations of switched reluctance machines for structural vibration reduction," 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Chicago, IL, USA, 2017, pp. 598-604, doi : 10.1109/ITEC.2017.7993338.
- [37] 5. M. Kimpara, S. Wang, R. Reis, J. Pinto, M. Moallem, and B. Fahimi, "On the cross coupling effects in structural response of switched reluctance motor drives," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 34, no. 2, pp. 620-630, 2018.
- [38] 6. J. Liang, A. Callegaro, B. Bilgin and A. Emadi, "A Novel Three-Dimensional Analytical Approach for Acoustic Noise Modeling in Switched Reluctance Machines," in IEEE Transactions on Energy Conversion, doi : 10.1109/TEC.2021.3050995.
- [39] Blaabjerg F, Pedersen J K. Digital implemented random modulation strategies for ac and switched reluctance drives[C]//Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON'93., International Conference on. IEEE, 1993 : 676-682.
- [40] Kang B J, Liaw C M. Random hysteresis PWM inverter with robust spectrum shaping[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2001, 37(2) : 619-629.

- [41] Ojeda X, Gabsi M, Lecrivain M, et al. Noise reduction using piezoelectric active control on high speeds switched reluctance drives[C]//Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE. IEEE, 2007 : 2204-2209.
- [42] Mininger X, Lefeuvre E, Gabsi M, et al. Semiactive and active piezoelectric vibration controls for switched reluctance machine[J]. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 2008, 23(1) : 78-85.
- [43] N. Nakao, K. Akatsu, "A Simple Unipolar Excitation Strategy for Switched Reluctance Motors by Using PWM Current Control," in Proc. ECCE Asia 2013, pp. 1111-1117.
- [44] H. Makino, T. Kosaka, and N. Matsui, "Digital PWM-Control-Based Active Vibration Cancellation for Switched Reluctance Motors" IEEE Trans Ind. Appl., vol. 51, no. 6, pp. 4521-4530, Nov/Dec 2015.
- [45] Hofmann, A. Al-Dajani, M. Bösing, and R. W. De Doncker, "Direct instantaneous force control : A method to eliminate mode-0-borne noise in switched reluctance machines," in Proc. IEMDC 2013, pp. 1009-1016.
- [46] K.H. Annegret, A. Hofmann, and R. W. De Doncker. "Direct instantaneous torque and force control : a control approach for switched reluctance machines." Electr. Power, vol. 11, no. 5, pp. 935–943, Appl., 2017
- [47] C. Ma, L. Qu, R. Mitra, P. Pramod and R. Islam, "Vibration and torque ripple reduction of switched reluctance motors through current profile optimization," 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016, pp. 3279-3285, doi : 10.1109/APEC.2016.7468336.
- [48] S. Das, A. Chowdhury, S. Paul, Z. Wan, R. Islam and Y. Sozer, "Experimental and Simulation Based Study of Vibration Prediction in Fractional Slot Permanent Magnet Synchronous Machines," 2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2019, pp. 1138-1143, doi : 10.1109/IEMDC.2019.8785215.
- [49] Duy-Minh Nguyen(2019), Commande intermittente de la machine à réductance variable à double saillance, Thèse de doctorat, préparée au Geeps.
- [50] Man Zhang (2018), Modeling of Multiphysics Electromagnetic Mechanical Coupling and Vibration Controls Applied to Switched Reluctance Machine, Thèse de doctorat, préparée au GeePs.
- [51] D. Gilbertas, T. Basbous, "Système et procédé de commande d'une machine électrique équipant un véhicule électrique", Patent : WO2013153304 A1 and EP2836390 A1.
- [52] M. Besbes, B Multon, "MRVSim code : Logiciel de simulation pour l'aide au dimensionnement des MRVDS et de convertisseur", Patent : IDDN.FR.001.430010.000.S.C.2004.000.30645.
- [53] D. Nguyen et al., "Efficiency Improvement by the Intermittent Control for Switched Reluctance Machine in Automotive Application," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 4, pp. 4167-4182, July-Aug. 2019, doi : 10.1109/TIA.2019.2906860.
- [54] Duy-Minh Nguyen, Imen Bahri, Guillaume Krebs, Eric Berthelot, Claude Marchand, Vibration study of the intermittent control for a switched reluctance machine, Mathematics and Computers in Simulation, Volume 158, 2019, Pages 308-325, ISSN 0378-4754, <https://doi.org/10.1016/j.matcom.2018.09.015>.
- [55] M. J. Corley and R. D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 4, pp. 784-789, Jul/Aug 1998.
- [56] Jung-Ik Ha and Seung-Ki Sul, "Physical understanding of high frequency injection method to sensorless drives of an induction machine," Industry Applications Conference, 2000.

- [57] Hyunbae Kim and R. D. Lorenz, "Carrier signal injection based sensorless control methods for IPM synchronous machine drives," Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, pp. 977-984 vol.2, 2004
- [58] D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz and R. Lorenz, "A comparative analysis of pulsating vs. rotating vector carrier signal injection-based sensorless control," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008.
- [59] F. Briz and M. W. Degner, "Rotor Position Estimation," in IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 5, no. 2, pp. 24-36, June 2011.
- [60] R. Caro, C. A. Silva, R. Prez and J. I. Yuz, "Sensorless control of a SynRM for the whole speed range based on a nonlinear observability analysis," 2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Toronto, ON, Canada, pp. 336-341, 2017.
- [61] F. Abry, A. Zgorski, X. Lin-Shi and J-M. Retif, "Sensorless position control for SPMSM at zero speed and acceleration," in Proc. 2011 European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-9, 2011.
- [62] M. Koteich, A. Maloum, G. Duc and G. Sandou, "Observability analysis of sensorless synchronous machine drives," Control Conference (ECC), European, Linz, pp. 3560-3565, 2015.
- [63] D. Zaltni, M. N. Abdelkrim, M. Ghanes and J. P. Barbot, "Observability analysis of PMSM," 2009 3rd International Conference on Signals, Circuits and Systems (SCS), Medenine, pp. 1-6, 2009.
- [64] L. Idkhajine, E. Monmasson and A. Maalouf, "Fully FPGA-Based Sensorless Control for Synchronous AC Drive Using an Extended Kalman Filter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 10, pp. 3908-3918, Oct. 2012.
- [65] C. Shrutika, S. Matani, S. Chaudhuri, A. Gupta, S. Gupta and N. Singh, "Back-EMF estimation based sensorless control of Brushless DC motor," 2021 1st International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE), 2021, pp. 1-6, doi : 10.1109/ICPEE50452.2021.9358657.
- [66] Lee, Gwang-Un and Ha, Jeong-Ik, "Evaluation of Back-EMF Estimators for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors," Journal of Power Electronics, vol. 12, no. 4, pp. 604-614, Jul. 2012.
- [67] Choi, J. Regression Model-Based Flux Observer for IPMSM Sensorless Control with Wide Speed Range. Energies 2021, 14, 6249. <https://doi.org/10.3390/en14196249>
- [68] B. Saritha and P. A. Janakiraman, "Sinusoidal Three-Phase Current Reconstruction and Control Using a DC-Link Current Sensor and a Curve-Fitting Observer," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 5, pp. 2657-2664, Oct. 2007, doi : 10.1109/TIE.2007.899842.
- [69] T. M. Wolbank and P. E. Macheiner, "Current-controller with single DC link current measurement for inverter-fed AC machines based on an improved observer-structure," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 6, pp. 1562-1567, Nov. 2004, doi : 10.1109/TPEL.2004.836633.
- [70] B. Hafez, A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud, S. Ahmed and R. D. Lorenz, "Single-Sensor-Based Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive System With Luenberger Observers for Motor Line Current Reconstruction," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 4, pp. 2602-2613, July-Aug. 2014, doi : 10.1109/TIA.2013.2296625.
- [71] J. Zhao, S. Nalakath and A. Emadi, "Observer Assisted Current Reconstruction Method with Single DC-Link Current Sensor for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines," IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 1228-1233, doi : 10.1109/IECON.2019.8926822.

- [72] J. Ha, "Current Prediction in Vector-Controlled PWM Inverters Using Single DC-Link Current Sensor," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 716-726, Feb. 2010, doi : 10.1109/TIE.2009.2028361
- [73] H. Kim and T. M. Jahns, "Integration of the Measurement Vector Insertion Method (MVIM) with Discontinuous PWM for Enhanced Single Current Sensor Operation," *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, Tampa, FL, 2006*, pp. 2459-2465, doi : 10.1109/IAS.2006.256885
- [74] Y. Gu, F. Ni, D. Yang and H. Liu, "Switching-State Phase Shift Method for Three-Phase-Current Reconstruction With a Single DC-Link Current Sensor," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5186-5194, Nov. 2011, doi : 10.1109/TIE.2011.212385
- [75] Abdoulaye Sarr (2018) , Amélioration de la sûreté de fonctionnement d'un actionneur électrique à réluctance variable, Thèse de doctorat, préparée au GeePs.
- [76] Andreea-Livia Beciu(2018),Commande robuste à haute performance sans capteur de position d'alternodémarrateurs à grande vitesse avec un fort couple à l'arrêt pour les avions plus électriques, Thèse de doctorat, préparée au L2S.
- [77] Mokrane Bala (2021),Contributions à l'amélioration de la loi de commande d'une machine électrique d'un compresseur de climatisation : réduction du nombre de capteurs de courant, Thèse de doctorat, préparée au GeePs.
- [78] M. BALA, I. BAHRI, A. MERCIER, M. KHANCHOUL and G. KREBS, "Speed PMSM Control Technique using a Single Current Sensor with Random SVPWM," *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2020, pp. 1547-1552, doi : 10.1109/ISIE45063.2020.9152452.
- [79] M. BALA, I. BAHRI, A. MERCIER, M. KHANCHOUL and G. KREBS, "Speed PMSM Control Technique using a Single Current Sensor with Random SVPWM," *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2020, pp. 1547-1552, doi : 10.1109/ISIE45063.2020.9152452.
- [80] Haiteng SUN, Impact de la conception de machine sur le contrôle sans capteur des entraînements électriques : Solutions de modélisation et de contrôle, Thèse de doctorat en préparation, préparée au GeePs
- [81] Qihao GUO, Gestion d'énergie dans un microréseau à génératrice à réluctance variable, isolé ou connecté au réseau,Thèse de doctorat en préparation, préparée au GeePs
- [82] Francis Roy, « Optimisation Énergétique De Chaînes De Traction Électrifiées ». Thèse de doct. Université Paris-Sud (cf. p. 30, 117, 130), soutenue en 2015.
- [83] Ru, Changhai, Liu, Xinyu, Sun, Yu (Eds.), "Nanopositioning Technologies : Fundamentals and Applications," Springer Inter Publishing, Switzerland, 2016.
- [84] K.Spanner, B.Koc, "Piezoelectric Motors, an Overview," *Actuators*, vol.5 (1), 2016.
- [85] Mouhaned Brahim,"Modeling and Position Control of Piezoelectric Motors», Thèse de doct. Université Paris-Sud soutenue le 6 Octobre 2017.
- [86] M.Brahim, Y.Bernard, I.Bahri, "Modelling, design, and real time implementation of robust H-infinity position control of piezoelectric actuator drive ", *International Journal of Mechatronics and Automation*, March 2018, 6(4) :151-159
- [87] M.Brahim, I.Bahri, Y.Bernard, "Real time implementation of H-infinity and RST motion control of rotary traveling wave ultrasonic motor ", *International Journal of Mechatronics*, Elsevier, 2017, 44, pp.14-23

[88] G. BAUW, B. CASSORET, O. NINET, R. ROMARY, "Enroulement amortisseur pour la réduction des bruits et vibrations des machines asynchrones", JCGE 2017.

[89] <https://www.geeps.centralesupelec.fr>

Recueil des publications

1. **M. Zhang, I.Bahri,X.Mininger,C.Vlad,H.Xie, E.Berthelot, W.Hu**
 - "Vibration Reduction Controller for a Switched Reluctance Machine based on HW/SW Partitioning"
 - IEEE Transactions on Industrial Informatics, July 2020, doi : 10.1109/TII.2020.3010375.
2. **A.Sarr, I. Bahri,E. Berthelot, A.Kebe,D.Diallo**
 - "Switched Reluctance Generator for Low Voltage DC Microgrid Operation : Experimental Validation"
 - Energies 2020, 13(12), 3032 ; <https://doi.org/10.3390/en13123032>
3. **D. Nguyen, I.Bahri, G.Krebs, E.Berthelot and al**
 - "Efficiency Improvement by the Intermittent Control for Switched Reluctance Machine in Automotive Application"
 - IEEE Transactions on Industry Applications, Volume : 55 , Issue : 4 , July-Aug. 2019
4. **M.Brahim, I.Bahri, Y.Bernard**
 - "Real time implementation of H-infinity and RST motion control of rotary traveling wave ultrasonic motor "
 - International Journal of Mechatronics, Elsevier, 2017, 44, pp.14-23.
5. **M.Brahim, Y.Bernard, I.Bahri**
 - "Modelling, design, and real time implementation of robust H-infinity position control of piezoelectric actuator drive "
 - International Journal of Mechatronics and Automation, March 2018, 6(4) :151-159.
6. **A.Beciu, E.Godoy, P.Rodriguez-Ayerbe, I.Bahri,A. Maalouf**
 - "A Comparative Analysis of Pulsating Carrier Injection vs. Extended Kalman Filter Injection-Based Sensorless "
 - IEEE VPPC, Dec 2017, Belfort, France.
7. **M. Bala, I. Bahri, A. Mercier, M. Khanchoul and G. Krebs**
 - "Speed PMSM Control Technique using a Single Current Sensor with Random SVPWM "
 - IEEE ISIE 2020,Netherlands, 2020, pp. 1547-1552, doi : 10.1109/ISIE45063.2020.9152452.

Vibration Reduction Control of Switched Reluctance Machine

Man Zhang, Imen Bahri, Xavier Mininger, Cristina Vlad and Eric Berthelot

Abstract—In this paper, a new vibration reduction control of the switched reluctance machine (SRM) is proposed that takes into consideration the undesirable effects of the torque ripple. The control approach aims to reduce the variation of the sum of radial forces while optimizing the control parameters of the machine to achieve the torque ripple minimization. Thus, a reference current adapter is used in order to handle the trade-off between the vibration reduction and the torque ripple reduction. It produces an auto-tuning reference current that limits the variation of the torque and the total radial force. The effectiveness of the proposed control strategy is proved by simulation and experimental results. Comparisons with conventional control methods investigating vibrations, noise and torque ripple are provided, which show the advantages of the control approach based on an auto-tuning reference current.

Index Terms—Auto-tuning reference current, direct force control, radial force, switched reluctance machine (SRM), vibration reduction

I. INTRODUCTION

SWITCHED reluctance machine (SRM) has been widely studied over the last decades. Due to inherent advantages such as high reliability, low cost and operation in harsh environment, SRM is a potential candidate for electric vehicles and hybrid electric vehicles applications. However, prevalent vibration and noise issues of SRM limit its use in the automotive industry, essentially because of the negative impact on the driver's and passengers' comfort. For these reasons, SRMs still require further efforts in order to reduce the acoustic noise and the vibration. It has been shown in [1] [2] that the dominant source of the vibration and acoustic noise in the switched reluctance machine is the electromagnetic force between the stator and rotor poles. In the literature, two approaches have been investigated for vibration reduction: geometric optimization, generally used for the design of the mechanical part of the machine, and (semi-active/active) control strategies that are able to limit the vibration independently of the design and sizing of phases. As it concerns

the optimization-based design, several solutions have been proposed to improve vibration: skewing the rotor and stator to distribute the radial force [3], designing a cylindrical-shape rotor [4], investigating the effect of different shapes of stator and rotor poles on the maximum displacement of the stator [5], increasing the number of stator and rotor poles to reduce the radial force [6].

Among the control approaches, different strategies based on phase current profiling have been analyzed, such as non-sequentially excited half sine-wave currents [7] and two-stage [8] or three-stage [9] commutation methods, which proves to be able to reduce the vibration at the dominant natural frequency. Control methods that limit the change rate of the current [10]-[12] have also been studied. An alternative method is the semi-active/active control based on piezoelectric (PZT) actuators [13]-[16], where the number and the placement of actuators is optimized by genetic algorithms in order to reduce vibration. However, the semi-active/active control requires additional components – PZT.

In addition, several studies have been proposed to control the radial force directly. Moreover, researches in [17]- [22] point out that the variation of the radial force has a large impact on the vibratory performance. This point inspired the development of control methods aiming to obtain an overall smooth radial force. In [17], this objective is achieved by adopting the direct instantaneous force control (DIFC), along with a predictive controller used to compute the duty ratio of the PWM (Pulse-Width Modulation). However, this controller has the disadvantage of increasing the torque ripple. In [18], a control method named direct instantaneous torque and force control (DIT&FC) is proposed. It aims to keep constant both overall torque and overall radial force. However, the total losses have been increased up to 48% using this method, compared to the ones obtained with traditional current hysteresis control. In [20] -[22], the variation of the sum of radial forces has been minimized using a current profile control method. Yet, the methods are only suitable for three-phase SRM.

In this paper, a new control method is proposed, namely Direct Force Control with Reference Current Adapter (DFC&RCA) it is able to reduce the vibration of the SRM by handling the torque ripple at the same time. The structure of the paper is the following: the principle of the DFC&RCA strategy is introduced in Section II. It consists of five parts: A) the Torque ripple Minimization Control (TMC) using optimized control parameters (I_{ref}^* , ψ and θ_p) obtained by finite element method (FEM); B) the Direct radial Force Control (DFC) aiming to obtain a smooth overall radial force in order to

This work is supported by CSC

Man Zhang, Imen Bahri, Xavier Mininger and Eric Berthelot are with Group of electrical engineering Paris (GeePs, UMR 8507) CNRS-CentraleSupélec-Université Paris-Sud-UPMC; 91192 Gif-Sur-Yvette, France. (e-mail: [name@geeps.centralesupelec.fr](mailto:man@geeps.centralesupelec.fr)).

Cristina Vlad is with Laboratoire des Signaux et Systèmes (L2S, UMR CNRS 8506) CentraleSupélec-CNRS-Université Paris-Sud; Automatic Control Department, 91192 Gif-Sur-Yvette, France. (e-mail: cristina.vlad@centralesupelec.fr)

improve the vibratory behavior; C) the torque and radial force coupling, which aims to determine the relationship between the equivalent torque and radial force; D) the association of TMC and DFC and E) the Reference Current Adapter (RCA) allowing a trade-off between torque ripple minimization and vibration reduction. In Section III, experimental results are provided using an 8/6 poles SRM. The DFC&RCA is validated in different operation points.

II. CONTROL STRATEGY STRUCTURE AND DESIGN

The vibration reduction control strategy for the switched reluctance machine is presented in Fig. 1. The torque reference T_{ref} is computed by the speed controller. The IP control adopted for the speed loop to produce the reference torque T_{ref} is not detailed in this paper. The main idea is to combine the TMC and the DFC, each controller being active depending on the level of torque ripple and vibration. Each part of the proposed control structure (A, B, C, D and E) is described in the following subsections.

A. Torque Ripple Minimization Control (TMC)

In the proposed control architecture, TMC is the fundamental control strategy that uses three optimal control parameters: the reference current I_{ref}^* , the turn on angle ψ and the conduction angle θ_p , whose definitions are presented in Fig. 2. The ranges for these three parameters are presented in [23]. Using the reference torque T_{ref} and the actual speed n , the three control parameters are updated constantly using a look-up tables (LUTs), containing the optimal control parameters that assure a minimum torque ripple. These optimal values of the control parameters are obtained by FEM. The current loop (the ‘‘Current Controller’’ block in Fig. 1) uses a PWM-based PI

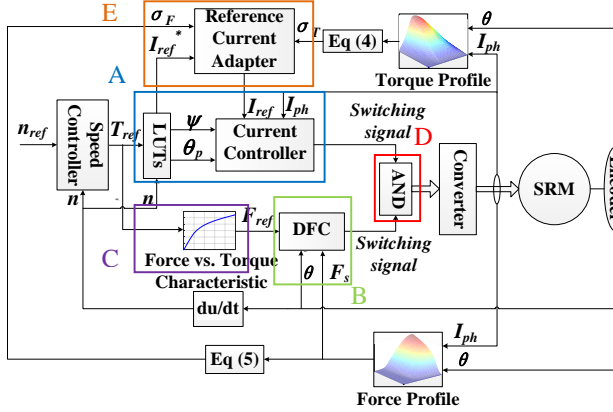


Fig. 1 Control structure of the DFC&RCA.

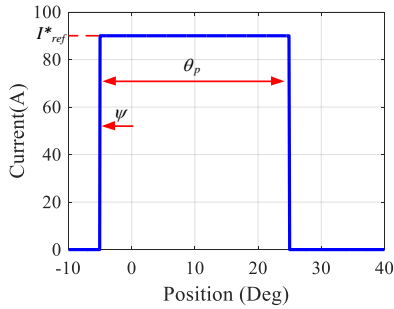


Fig. 2 Control parameters definition.

controller. The TMC strategy and the corresponding results regarding torque ripple and vibrations have been largely described in [24]. The main drawback of the TMC approach is large vibration level. This means that the vibration aspect is not considered in the controller’s design, since the shape of the radial forces is not controlled. The next part presents a controller dedicated to this point and describes the coupling with the torque controller (TMC).

B. Direct Force Control (DFC)

The DFC is a control strategy based on direct instantaneous torque control (DITC), whose objective is to control the phase torques to get an overall torque as constant as possible [25]. The aim of the adopted DFC is then to obtain a smooth overall radial force by controlling the converter switches so that the sum of radial forces F_s , generated in the stator phases, reaches a desired value F_{ref} at each moment, and then stays as constant as possible so as to limit the mechanical excitation. The control scheme of the SRM based on DFC is illustrated in Fig. 3.

The switching signals of the power converter are generated by the DFC block in order to reduce the difference between the desired total radial force F_{ref} and the actual sum F_s of radial forces of the phases. Due to its asymmetric half-bridge structure, the adopted converter can provide three different terminal voltages to the connected phase winding: positive, zero or negative.

Based on the same principle as the DITC [25], DFC consists of three hysteresis controllers that produce the switching signals for each phase of the SRM, the main difference with DITC is that the signal to be controlled is the total force instead of the total torque. Depending on the position of the rotor, the control process is divided into three periods, as depicted in Fig. 4, and the switching rules of the hysteresis controllers are depicted in Fig. 5. The hysteresis bands are defined within the interval $[-\Delta F^*, \Delta F^*]$, ΔF^* being a control parameter that has to be defined.

In part I, the A-phase force from is smaller than the D-phase force, so the hysteresis-(a) allows a limited switching rate. In part II, a high dynamic is required, which is obtained by hysteresis (b). In part III, since the A-phase force is high (near aligned position) and hysteresis (c) allows a limited variation of the force around F_{ref} . The detailed explanations of the DFC are introduced in [26].

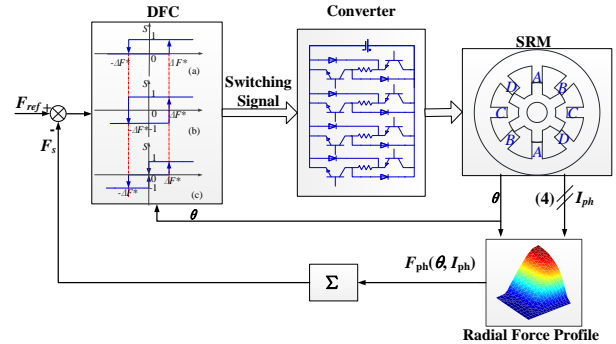


Fig. 3 Structure of Direct Force Control.

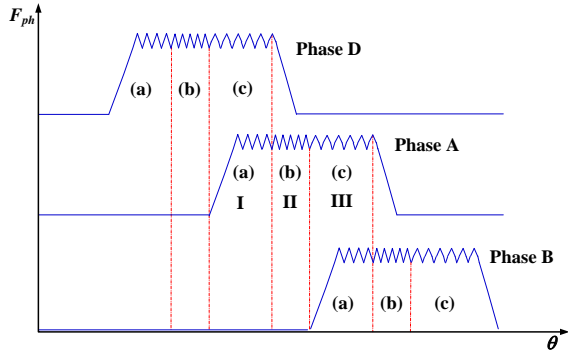


Fig. 4 Regions and control modes of the DFC.

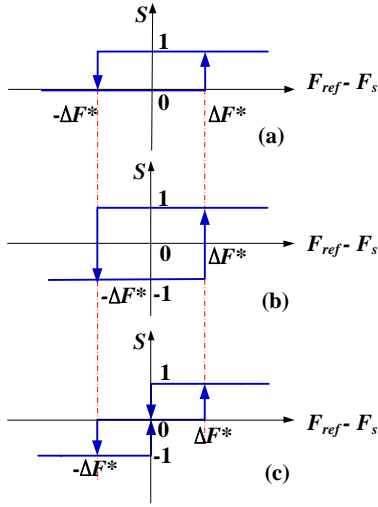


Fig. 5 Diagram of hysteresis controllers.

C. Coupling between the Torque and Radial Force

According to Fig. 1, the output of the speed controller is the torque reference required for the TMC implementation. On the other hand, DFC demands the reference value of the total radial force that should be generated to decrease vibration. However, as only one reference signal is provided by the speed controller of the machine, a relationship between reference torque and reference radial force is necessary. Thus, a static characteristic $F_{ref} = f(T_{ref})$ is introduced, which allows to obtain the relationship between the equivalent mean radial force value and the equivalent mean torque value over one-half electrical period, as these two quantities are related. It is well-known that the torque and radial force profiles for the SRM present a highly nonlinear behavior that is related to the phase current and the rotor position (as shown in Fig. 6 and Fig. 7).

Based on these profiles, the equivalent mean values of both torque and radial force during one half electrical period can be calculated, for each current. Actually, the mean values of these quantities depend on the speed, as the optimized parameters for the current reference depend on it. Since the force and torque are small near the unaligned position (rotor position equal to 0), we make the assumption that the integration can be done over the whole half period to get the mean value, instead of only over the conduction period. The considered expressions are then the following:

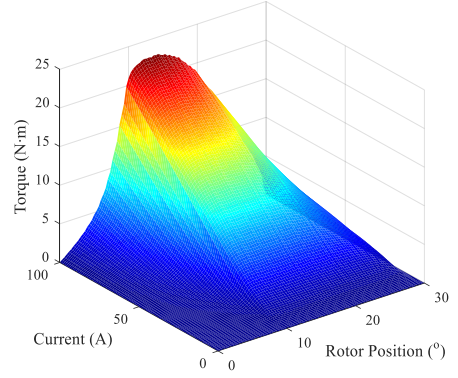


Fig. 6 Torque profile.

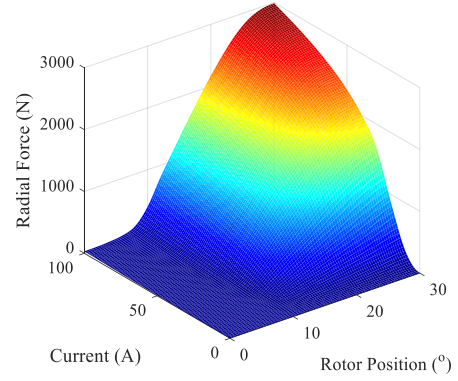


Fig. 7 Radial force profile.

$$T_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} T(I, \theta) d\theta \Big|_{I=const} \quad (1)$$

$$F_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} F(I, \theta) d\theta \Big|_{I=const} \quad (2)$$

Therefore, the relationship between the mean torque T_m and mean radial force F_m is obtained as illustrated in Fig. 8. Based on this static characteristic, the reference torque and radial force are estimated simultaneously for different constant currents.

If only the DFC strategy is applied to the machine, the current amplitude will be modified to control the total radial force and to improve the vibratory behavior of the SRM. Nevertheless, the current amplitude will be different than the one obtained with TMC, since the current is not bounded anymore. Therefore, an increased torque ripple is expected:

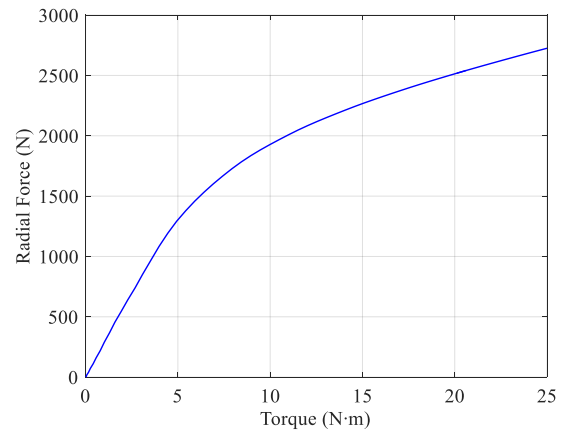


Fig. 8 Static characteristics between the overall torque and the total radial force.

DFC introduces a peak current that leads to a peak phase torque and increases the torque ripple. Thus, the association of the TMC and the DFC is proposed in the following part, so that to benefit of both controllers' advantages.

D. Association of the TMC and the DFC

As illustrated on Fig. 1, the association of the two controllers is simply a logical AND with the two switching signals as inputs. The idea is the following:

- When the total force is small enough, only the output of the TMC is used for switching, and the DFC tries to impose 1. As a consequence, the output of the AND block is similar to the output provided by the TMC.
- When the total force reaches F_{ref} , the DFC starts to impose switching signals in order to control the total force. Comparing to the case when the TMC is used alone, the main difference is the AND block output that equals 0 when the DFC tries to impose 0 and the TMC tries to impose 1. Therefore, the resulting mean torque is slightly lower when the DFC is associated with the TMC.

Fig. 9 presents an example of waveforms obtained for the torque, total forces and switching signals send to the converter, using the association of the TMC and the DFC (simulation performed in MATLAB/Simulink).

As expected, when the force is small enough, the switching signals computed with the TMC+DFC and the TMC are similar. When the total force reaches F_{ref} , the impact of the DFC clearly appears (highlighted by the circle in Fig. 9). The total force is then controlled, and the torque is slightly decreased. Regarding vibrations, Fig. 10 shows the acceleration obtained in both cases. The mechanical model considered for this simulation is the analytical expression of the vibration associated to modes 0 ($f_0 = 11933$ Hz), 2 ($f_2 = 2587$ Hz) and 4 ($f_4 = 13721$ Hz) of the considered SRM. It can be seen that the mode 2 is the dominant mode for the investigated SRM.

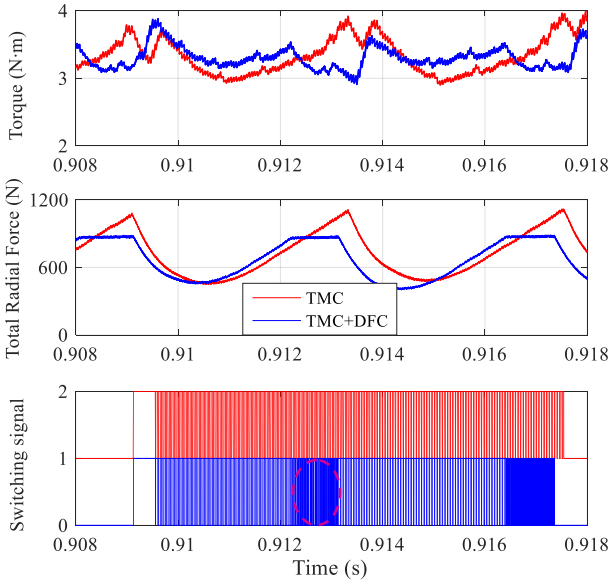


Fig. 9 Comparison between the TMC and the association TMC+DFC: torque, total forces and switching signal at 600r/min with a load of 3 N·m.

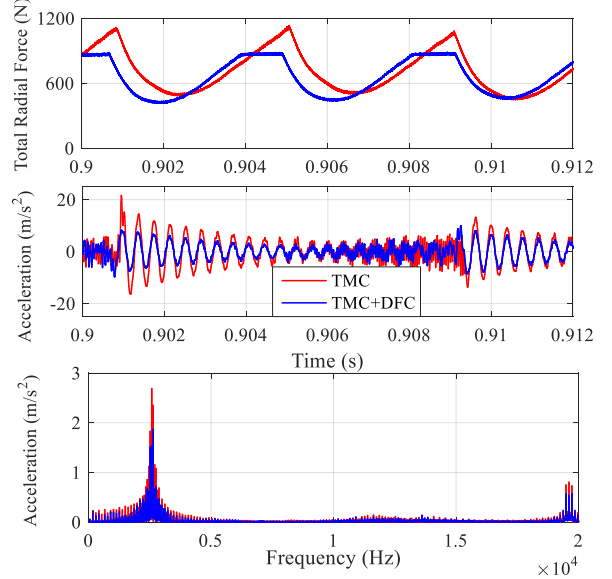


Fig. 10 Comparison between the TMC and the association TMC+DFC: total radial force, time-domain acceleration, frequency-domain acceleration at 600r/min with a load of 3 N·m.

To assess the controllers' performances in a wide range of frequency, the total energy W [24] is computed, because it gives a quantity related to the vibration behavior of all spectrum (all audible frequencies). The expression of the total energy W is deduced from the energy spectral density as follows:

$$W = \int_0^{f_{max}} a(f)a^*(f)df \quad (3)$$

where, $a(f)$ is the value of the acceleration FFT magnitude at the frequency f ; $a^*(f)$ is the complex conjugate of $a(f)$. Using the association of the TMC and the DFC, a vibration energy reduction of 49.2% is obtained compared to using the TMC alone.

With such association, it is then possible to apply both TMC and DFC. The last element of the control architecture proposed in this paper is a reference current adapter that gives an additional parameter to control the trade-off between torque ripple and vibration.

E. Reference Current Adapter (RCA)

The purpose of a reference current adapter is to manage the tradeoff between the two objectives: torque ripple minimization and vibration reduction, by updating the current reference. The value of the current reference is constantly adapted based on the variations of the total torque and radial forces within an electrical period, noted σ_T and σ_F respectively. These values are calculated using the following expressions:

$$\sigma_T = \sqrt{\int_0^{T_c} (T(t) - T_{avg})^2 dt / (T_{avg}^2 T_c)} \quad (4)$$

$$\sigma_F = \sqrt{\int_0^{T_c} (F(t) - F_{ref})^2 dt / (F_{ref}^2 T_c)} \quad (5)$$

where, $T(t)$, $F(t)$ are the transient total torque and radial force, respectively; T_{avg} , F_{ref} are the mean values of the total torque and the radial force reference during one electrical period, respectively; T_c is the cycle time of one electrical period.

The structure of the reference current adapter is illustrated in Fig. 11. $I_{ref}[k]$ is the output of the reference current adapter at time instant k . $I_{new}[k]$ is the intermediate current reference value at time instant k . δI is the current increment of the current adapter. $I_{ref}^*[k]$ is reference current obtained from the optimized look-up table. The detail of the current adapter algorithm is presented in Fig. 12. ε_F and ε_T are upper limits for the variations of total radial force and torque. ΔI is a constant value that can be tuned by the user: a too small value will slow down the current update, while a too big value will make the system unstable. In this paper, $\varepsilon_F = 0.5$, $\varepsilon_T = 0.12$ and $\Delta I = 0.5$. The chosen values of ε_F and ε_T offer an acceptable trade-off between torque ripple minimization and vibration reduction.

Firstly, at each sampling instant, σ_T and σ_F are determined and compared to constants ε_T and ε_F in order to compute the intermediate current reference $I_{new}[k]$ and $I_{ref}[k]$. Since the main objective of this paper is to reduce the vibration, the force variation limitation ε_F should be met at first. Actually, the condition $\sigma_F > \varepsilon_F$ is satisfied when the total force is below the force reference. In this case, the current adapter will increase the reference current as long as the force variation σ_F exceeds the limitation ε_F . If $\sigma_F \leq \varepsilon_F$ (i.e. the vibration criterion is validated), then the torque criterion is considered. If $\sigma_T > \varepsilon_T$, that means that the torque has to be reduced to avoid a peak, so the reference current is reduced. If both variations of total torque and radial force are inside their allowed range, the intermediate current reference $I_{new}[k]$ is compared with the current reference signal $I_{ref}^*[k]$. The reference current $I_{ref}[k]$ is used to ensure the speed-up of the machine. Finally, the output of the reference current adapter is equal to the maximum between $I_{ref}^*[k]$ and $I_{new}[k]$. Thus, the RCA output is always superior or equal to I_{ref}^* to compensate the small decrease of the torque due to the association TMC+DFC.

Fig. 13 gives the comparison between I_{ref}^* (LUTs output) and I_{ref} (RCA output). As shown in the figure, the reference current I_{ref} increases at the beginning to reduce the force variation σ_F and to meet the requirement of ε_F . When $\sigma_F \leq \varepsilon_F$, I_{ref} starts to decrease in order to reduce the torque ripple until σ_T satisfies the requirement of ε_T . After the transient period, I_{ref} is slightly higher than I_{ref}^* .

Fig. 14 presents an example of waveforms obtained for the torque, total forces and switching signals send to the converter, using the TMC and the DFC&RCA, respectively. It can be seen that when the DFC is associated to the RCA, it works in a wider region than in Fig. 9, which yields a higher reduction of the force variation. Fig. 15 shows the acceleration obtained with both controllers (the traditional TMC and the improved TMC, named DFC&RCA). The vibration energy has been reduced up to 64.1% compared to the TMC.

In the next section, the proposed control structure is validated with an experimental bench, considering torque ripple, vibration and acoustic aspects.

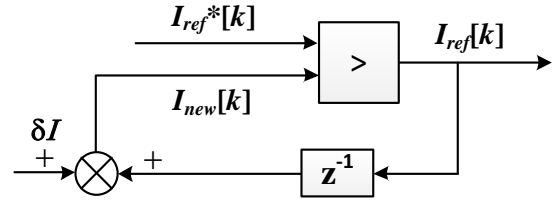


Fig. 11 Structure of the proposed reference current adapter.

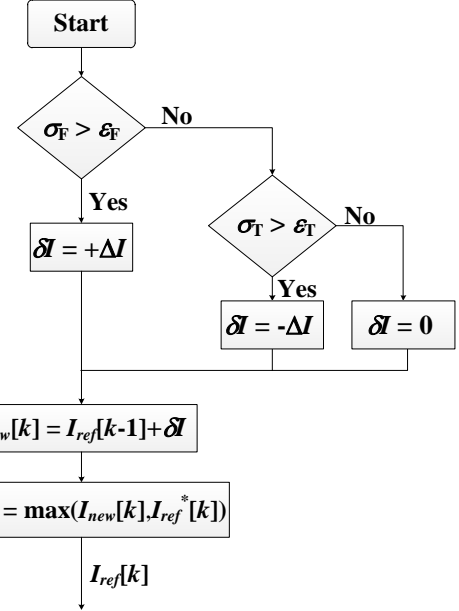


Fig. 12 Current adapter algorithm.

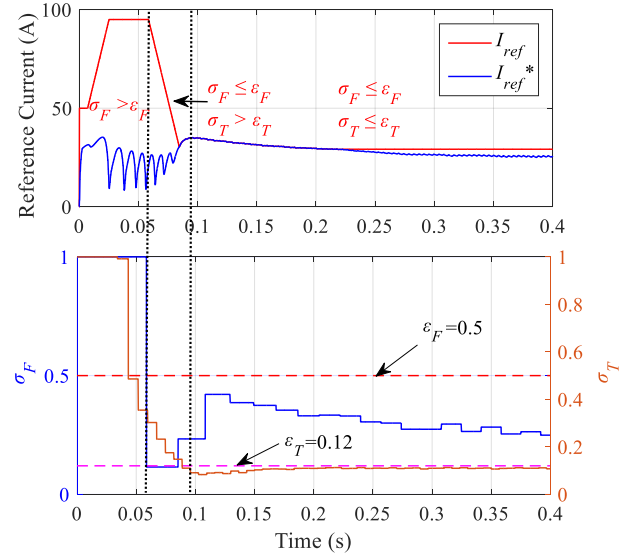


Fig. 13 Comparison between I_{ref} and I_{ref}^* with the DFC&RCA strategy at 600r/min with a load of 3 N·m.

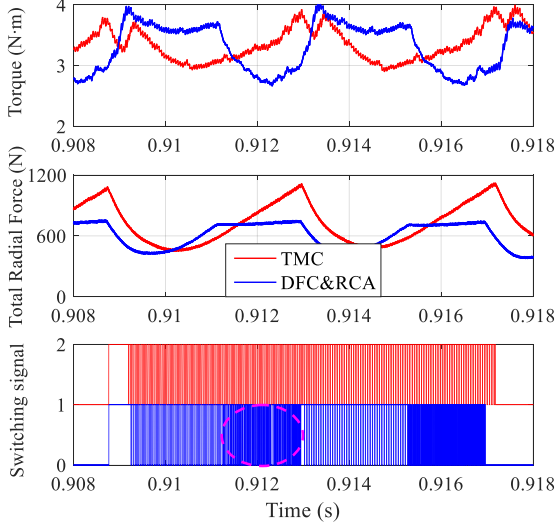


Fig. 14 Comparison between the TMC and the DFC&RCA: torque, total forces and switching signal at 600r/min with a load of 3 N-m.

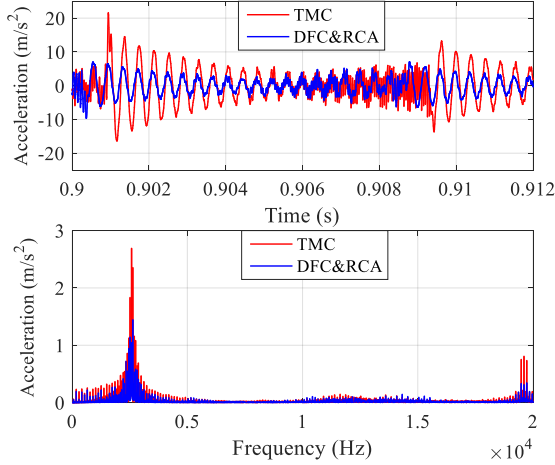


Fig. 15 Comparison between the TMC and the DFC&RCA: time-domain acceleration, frequency-domain acceleration at 600r/min with a load of 3 N-m.

III. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed control strategy (DFC&RCA) is evaluated by experimental tests using an 8/6 SRM prototype (the parameters are given in TABLE I). The tests have been performed using dSPACE and FPGA control. The control system has been implemented as follows: the speed loop is executed in dSPACE; the current controller and the radial force controller are performed in FPGA due to its fast response and high calculation ability. The test bench is presented in Fig. 16 (for measurements, the microphone has been placed at 20 cm distance of the SRM). The drive system of the SRM is a FPGA-based control system. The DS5203 FPGA board is used. It features the Xilinx Virtex-5 FPGA running at 100MHz, with 6 ADC and 16 digital I/O channels. The FPGA board is connected to the processor board of dSPACE via PHS (Physical High Speed) bus. A fiber optic cable connects the PC and the dSPACE board. An incremental encoder is mounted on the rotor shaft to detect the rotor position, with a resolution of 0.1°. The phase current is measured by the Hall-effect current sensor.

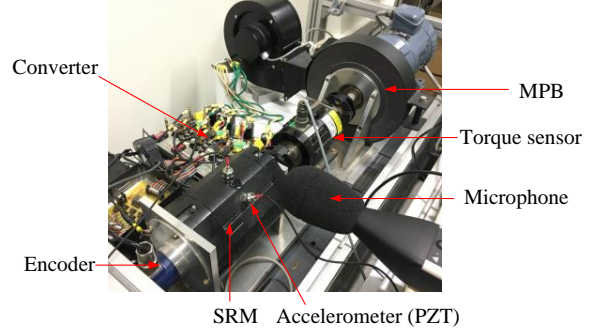


Fig. 16 Setup of the test bench.

TABLE I
ELECTRICAL PARAMETERS

Parameters	Value
Number of phases	4
Nominal Speed	3000 r/min
Nominal power	1.2 kW
Nominal Voltage	24 V

Both signals (position and current measurements) are sent to the FPGA to be used for DFC and current control. The load of this machine is applied using the magnetic particle brake (MPB), which can be controlled via ControlDesk.

The experimental behavior of the closed-loop system is illustrated in Fig. 17 for a reference speed n_{ref} of 600 r/min and a load torque T_L of 8 N-m. According to the results from Fig. 17 (a), the current obtained with the DFC&RCA has a higher peak value because of the DFC. However, the current in region (c) (introduced in Section II-B) is smaller than the one produced with the traditional control. Thus, the root mean square (RMS) value of the current is almost the same for both control strategies (TMC--30.5A; DFC&RCA--30.8A). The estimated total radial force is given in Fig. 17 (b). The concave region obtained with the DFC&RCA is caused by the current limitation used to reduce the torque ripple. The torque computed with the proposed control strategy and the TMC is presented in the Fig. 17(c). It should be noted that the mean torque is the same in both cases. Moreover, the measured efficiency of the drive system (including converter, SRM and power supply) is of 56.7% for each control method.

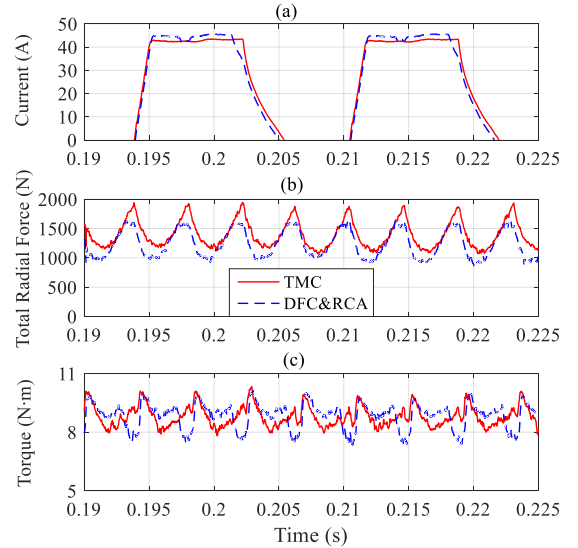


Fig. 17 Experimental results at 600 r/min and 8N-m.

Fig. 18 illustrates the SRM behavior for a reference speed $n_{ref} = 2000$ r/min and load torque $T_L = 0.6$ N·m. The peak value of the current is still bigger than the one generated by TMC. However, for both control approaches, the RMS values are identical (TMC--9.8A; DFC&RCA--9.8A). And the measured drive system efficiencies are both of 56.1%. As presented in Fig. 18 (b), neither of the radial force are smooth, this is caused by two reasons. On one hand, it is attributed to the noise introduced to the phase current while the MOSFET switching on and off. On the other hand, as the EMF increases with speed, the current changes rapidly when the state of the converter changes, which worsen the radial force variation. Even though the total radial force of the DFC&RCA is not as smooth as the one when speed is low (Fig. 17(b)), its variation is still smaller than the TMC, so that the vibration has been reduced compared to TMC as showed in Fig. 18 (c). This is attributed to the performance of DFC within the green-dashed circle (Fig. 18(a)). It makes the phase current decrease much faster than the TMC, which leads to a smaller radial force variation when the converter switches off at the turn-off position. Moreover, due to the small force variation limited by the hysteresis controllers in DFC, the vibratory behavior is also limited in that period.

Fig. 19 and Fig. 20 show the corresponding experimental results of the vibration acceleration spectrum. The acceleration data is acquired with the accelerometer (PZT) located over the A-phase tooth, in the middle of the axial lamination (see Fig. 16). The accelerometer is MMF KS76C IEPE (102.11 mV/g) with MMF M32 conditioner. The spectral analysis shows a significant vibration reduction. For a reference speed value of 600 r/min with a load torque 8 N·m, the maximum vibration value near its natural frequency has been reduced from 1.39 m/s² to 0.6 m/s² (reduction of 56.8%). At the reference speed of 2000r/min, the maximum vibration value near its natural frequency is reduced from 2.56 m/s² to 1.49 m/s² (reduction of 41.8%).

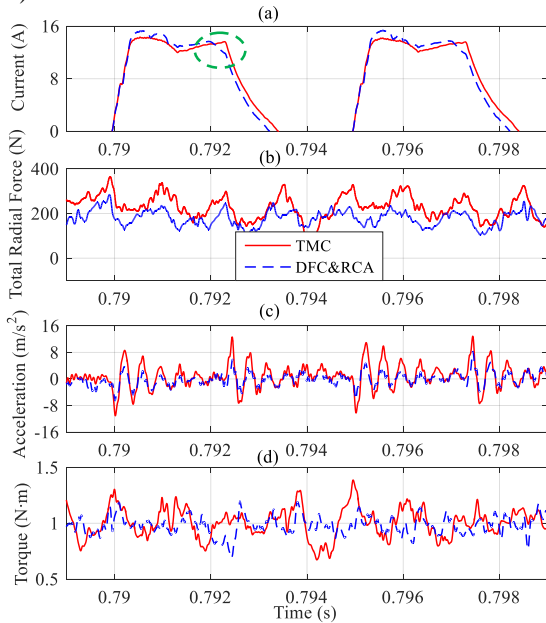


Fig. 18 Experimental results at 2000 r/min and 0.6 N·m.

The torque ripple is computed as follows:

$$\gamma = 100\% * (T_{max} - T_{min}) / T_{avg} \quad (6)$$

where T_{max} and T_{min} are respectively the maximum and minimum torque in one electrical period.

The total energy is decreased by 56.08% for a reference speed n_{ref} of 600 r/min with a load of 8 N·m. However, the torque ripple increases by 2.55%. At a reference speed of 2000 r/min with a load 0.6 N·m, the total energy is decreased by 67.4% without increasing the torque ripple.

Fig. 21 and Fig. 22 show the spectrum of the sound pressure level. The acoustic noise has been reduced by 7.1dB near the natural frequency for a reference speed of 600r/min with a load of 8 N·m, and a reduction of 4.3 dB is achieved near the natural frequency for the reference speed of 2000 r/min with a load of 0.6 N·m.

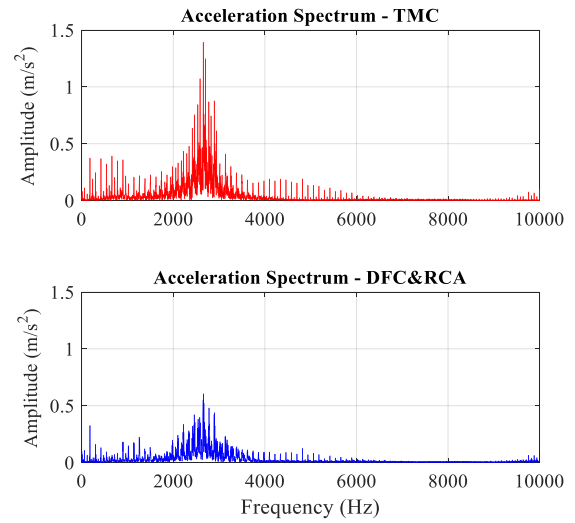


Fig. 19 Experimental results of vibration acceleration at 600 r/min and 8 N·m.

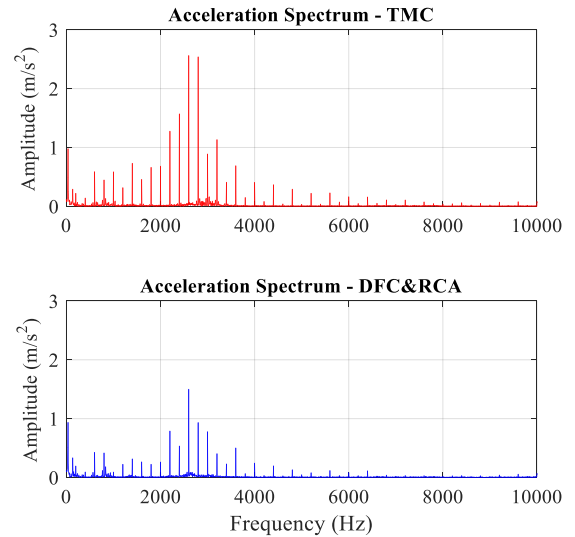


Fig. 20 Experimental results of vibration acceleration at 2000 r/min and 0.6 N·m.

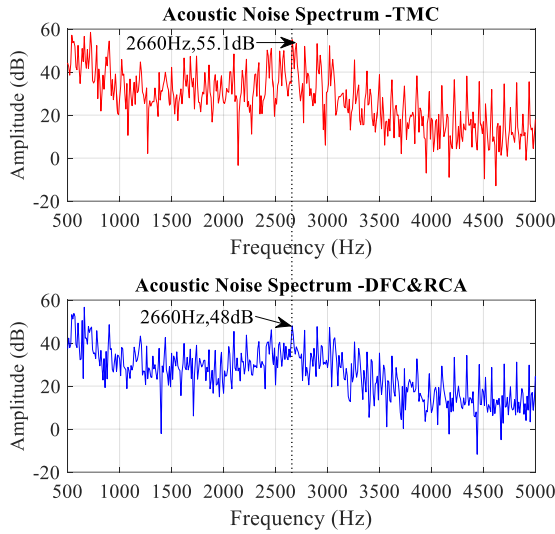


Fig. 21 Experimental results of acoustic noise at $n_{ref} = 600$ r/min and $T_L = 8$ N·m.

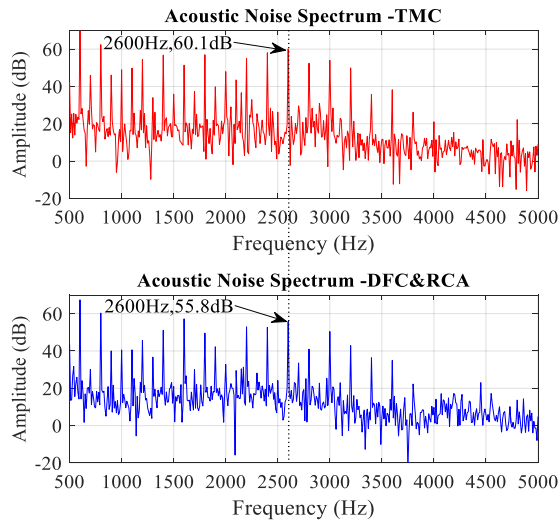


Fig. 22 Experimental results of acoustic noise at $n_{ref} = 2000$ r/min and $T_L = 0.6$ N·m.

Furthermore, the performances of the proposed control strategy have been evaluated for different speeds with a load torque of 2 N·m and for different loads with the reference speed 600 r/min. The vibration energy and torque ripple, respectively, are shown in TABLE II and TABLE III. According to the results, the DFC&RCA energy reduction percentage is above 35% with a maximum torque ripple increase of 6.07%. Moreover, the efficiency for the two control methods are the same for all the considered operating points.

TABLE II
PERFORMANCE COMPARISON AT CONSTANT LOAD TORQUE $T_L = 2$ N·M

Reference Speed	Vibration Energy Reduction	Ripple Increase
$n=200$ r/min	36.93%	6.07%
$n=400$ r/min	35.21%	4.52%
$n=600$ r/min	54.22%	3.54%
$n=800$ r/min	47.44%	5.4%

TABLE III

PERFORMANCE COMPARISON AT CONSTANT REFERENCE SPEED $N_{REF} = 600$ R/MIN

Load Torque	Vibration Energy Reduction	Ripple Increase
$T_L=2$ N·m	54.22%	3.54%
$T_L=4$ N·m	54.81%	2.89%
$T_L=6$ N·m	53.82%	4.81%
$T_L=8$ N·m	56.08%	2.55%

CONCLUSION

A new control method is proposed to handle the torque ripple and the vibration that are common issues for the switch reluctance machines. The DFC method is presented as a solution for the vibration reduction aiming to provide a smooth sum of radial forces. However, the DFC cannot be used alone because it increases the torque ripple. To handle the trade-off between the torque ripple minimization and the vibration reduction, a reference current adapter is designed to assess the torque and radial force variations in order to obtain an auto-tuning current reference. Finally, experimental results of the proposed control method are compared with the traditional TMC, showing that the vibration energy can be reduced up to 67.4% without penalizing the torque ripple, which proves the potential of the proposed DFC&RCA strategy. The maximum reduction of the sound pressure level near the natural frequency is of 7.1 dB that confirms further the effectiveness of the proposed control method. The accurate determination of the radial force characteristic is the future work since it has been the bottleneck of the DFC implementations.

REFERENCES

- [1] M. N. Anwar, and I. Husain, "Radial force calculation and acoustic noise prediction in switched reluctance machines." *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1589-1597, Nov/Dec 2000.
- [2] M. N. Anwar, I. Husain, S. Mir and T. Sebastian, "Evaluation of acoustic noise and mode frequencies with design variations of switched reluctance machines." *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 695-703, May/June 2003.
- [3] C. Gan, J. Wu, M. Shen, S. Yang, Y. Hu, and W. Cao, "Investigation of skewing effects on the vibration reduction of three-phase switched reluctance motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 9, pp. 1-9, Sep. 2015.
- [4] K. Kiyota, T. Kakishima, A. Chiba and M.A. Rahman, "Cylindrical Rotor Design for Acoustic Noise and Windage Loss Reduction in Switched Reluctance Motor for HEV Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 154-162, Jan./Feb. 2016.
- [5] K. Edamura and I. Miki, "Design of stator and rotor for noise reduction of SRM," in *Proc. ICEMS 2014*, pp. 1871-1874.
- [6] T. Kakishima, K. Kiyota, S. Nakano, and A. Chiba, "Pole selection and vibration reduction of Switched Reluctance Motor for hybrid electric vehicles". in *Proc. ITEC*, 2014, pp. 1-4.
- [7] N. Nakao, K. Akatsu, "A Simple Unipolar Excitation Strategy for Switched Reluctance Motors by Using PWM Current Control," in *Proc. ECCE Asia 2013*, pp. 1111-1117.
- [8] H. Makino, T. Kosaka, and N. Matsui, "Digital PWM-Control-Based Active Vibration Cancellation for Switched Reluctance Motors" *IEEE Trans Ind. Appl.*, vol. 51, no. 6, pp. 4521-4530, Nov/Dec 2015.
- [9] C. Pollock, C. Y. Wu, "Acoustic noise cancellation techniques for switched reluctance drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 477-484, Mar/Apr 1997.
- [10] T. Boukhobza, M. Gabsi, and B. Grioni, "Random variation of control angles, reduction of SRM vibrations," in *Proc. IEMDC 2001*, pp. 640-643.

- [11] J. Y. Chai, Y. W. Lin and C. M. Liaw. "Comparative study of switching controls in acoustic noise and vibration reductions for switched reluctance motor," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 3, pp. 348-360, May 2006.
- [12] J. W. Ahn, S. J. Park, and D. H. Lee, "Hybrid excitation of SRM for reduction of vibration and acoustic noise," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 374-380, Apr 2004.
- [13] X. Ojeda, M. Gabsi, M. Lecrivain, and X. Mininger, "Noise reduction using piezoelectric active control on high speeds switched reluctance drives," *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 2007, pp. 2204-2209.
- [14] X. Mininger, E. Lefeuvre, M. Gabsi, C. Richard and D. Guyomar, "Semiactive and active piezoelectric vibration controls for switched reluctance machine," *IEEE Trans. Energy. Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 78-85, Mar 2008.
- [15] X. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, C. Kulcsar, H. F. Raynaud, and M. Lecrivain, "Design of controllers: Vibration damping of switched reluctance machine by piezoelectric actuators," in *Proc. ELECTROMOTION 2009*, pp. 1-6.
- [16] X. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, and M. Lecrivain, "Noise cancellation of 6/4 switched reluctance machine by piezoelectric actuators: Optimal design and placement using genetic algorithm," in *Proc. PEMD 2008*, pp. 611-615.
- [17] A. Hofmann, A. Al-Dajani, M. Bösing, and R. W. De Doncker, "Direct instantaneous force control: A method to eliminate mode-0-borne noise in switched reluctance machines," in *Proc. IEMDC 2013*, pp. 1009-1016.
- [18] K.H. Annegret, A. Hofmann, and R. W. De Doncker. "Direct instantaneous torque and force control: a control approach for switched reluctance machines." *Electr. Power*, vol. 11, no. 5, pp. 935-943, *Appl.*, 2017
- [19] C. Ma, L. Qu, R. Mitra, P. Pramod, and R. Islam, "Vibration and torque ripple reduction of switched reluctance motors through current profile optimization," in *Proc. APEC 2016*, pp. 3279-3285.
- [20] M. Takiguchi, H. Sugimoto, N. Kurihara, A. Chiba, "Acoustic noise and vibration reduction of SRM by elimination of third harmonic component in sum of radial forces," *IEEE Trans. Energy. Convers.*, vol. 30, no. 3, pp. 883-891, Sept 2015.
- [21] N. Kurihara, J. Bayless, and A. Chiba, "Noise and vibration reduction of switched reluctance motor with novel simplified current waveform to reduce force sum variation," in *Proc. IEMDC 2015*, pp. 1794-1800.
- [22] J. Bayless, N. Kurihara, H. Sugimoto, and A. Chiba, "Acoustic noise reduction of switched reluctance motor with reduced RMS current and enhanced efficiency," *IEEE Trans. Energy. Convers.*, vol.31, no.2, pp. 627-636, June 2016.
- [23] Hannoun H, Hilairret M, Marchand C. Design of an SRM speed control strategy for a wide range of operating speeds. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 9, pp. 2911-2921, Sept 2010 .
- [24] A. Kolli, G. Krebs, X. Mininger, and C. Marchand, "Impact of command parameters on efficiency, torque ripple and vibrations for switched reluctance motor," *ICEM 2012*, pp. 2975-2980.
- [25] R. B. Inderka, R. W. De Doncker, "A. DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1046-1051, Jul 2003.
- [26] M. Zhang, I. Bahri, X. Mininger, and C. Vlad, "A new vibration reduction control strategy of switched reluctance machine," in *Proc. IEMDC 2017*, pp.1-6.

Annexe A

Banc d'essais expérimental

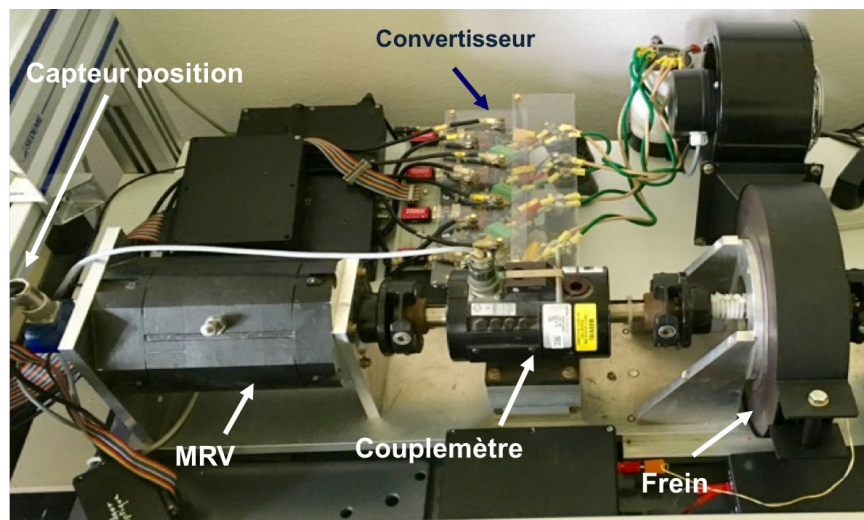


FIGURE A.1 – Banc de test expérimental de la MRVDS 8/6

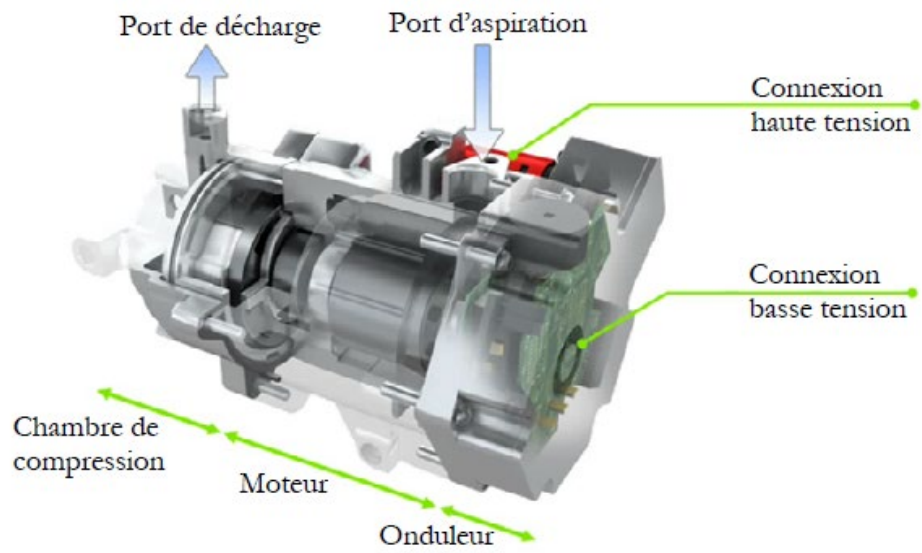


FIGURE A.2 – Compresseur pour climatisation d'habitacle -Valéo : MSAP

Titre : Contributions xxx

Mots clés : Moteur synchrone à aimants permanents ; Commande vectorielle ; Commande sans capteurs ; Modulation de largeur d'impulsion vectorielle modifiée ; Étalement spectral

Résumé :

Title : xxxxx

Keywords : Pemranent Magnet Synchronous Motor ; Field oriented control ; Sensorless control ; Space Vector Pulse Width Modulation ; Spread spectrum

Abstract :

