



HAL
open science

Commande d'actionneurs électriques pour la traction et la génération d'énergie

Lotfi Baghli

► **To cite this version:**

Lotfi Baghli. Commande d'actionneurs électriques pour la traction et la génération d'énergie. Energie électrique. Université de Lorraine, 2025. <tel-05029758>

HAL Id: tel-05029758

<https://hal.science/tel-05029758v1>

Submitted on 10 Apr 2025

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.



Distributed under a Creative Commons CC BY 4.0 - Attribution - International License

Habilitation à Diriger des Recherches

en Génie Electrique

Ecole Doctorale IAEM-Lorraine
Université de Lorraine

Par
Lotfi BAGHLI

Commande d'actionneurs électriques pour la traction et la génération d'énergie

Soutenue le 8 Avril 2025 devant le jury :

Rapporteurs :

M. Mohamed BENBOUZID

Professeur, Université Bretagne Occidentale

M. Mohamed Fouad BENKHORIS

Professeur, Nantes Université

M. Jean-Paul GAUBERT

Professeur, Université de Poitiers

Examineurs(trices) :

Mme. Xuefang LIN-SHI

Professeure, INSA Lyon

Mme. Manuela SECHILARIU

Professeure, Univ. de technologie de Compiègne

M. Serge PIERFEDERICI

Professeur, Université de Lorraine, LEMTA

M. Noureddine TAKORABET

Professeur, Université de Lorraine, GREEN

Dédicaces

*A ma famille et à mes amis
pour la patience et le dévouement dont ils ont fait preuve*

Remerciements

Je remercie vivement Messieurs Mohamed BENBOUZID, Mohamed Fouad BENKHORIS, et Jean-Paul GAUBERT, rapporteurs de cette HDR, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail ainsi que pour leurs enrichissantes observations dans leurs rapports.

Mes remerciements s'adressent également aux membres du jury, Madame Xuefang LIN-SHI, Madame Manuela SECHILARIU, et Monsieur Serge PIERFEDERICI, pour leur participation à l'évaluation et les échanges constructifs lors de la soutenance.

Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur Noureddine TAKORABET, Directeur du laboratoire GREEN, pour son parrainage et son soutien.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Abderrezak REZZOUG, Professeur retraité, pour m'avoir initié à la recherche et montré l'importance de la validation expérimentale.

Mes remerciements vont également à l'ensemble des membres du laboratoire GREEN de l'Université de Lorraine et du laboratoire LAT de l'Université de Tlemcen pour leur collaboration et leur aide précieuse. J'ai passé avec eux de nombreuses années riches en défis et en réussites.

Je remercie également mes doctorants pour leur travail, leur dévouement et leur patience tout au long de ce parcours.

Enfin, je veux exprimer ma gratitude à ma famille et mes amis pour leur soutien moral constant. Cela a été une source inestimable de motivation tout au long de ces longues années d'études et de recherche.

Résumé

Cette HDR résume mes activités d'enseignement, de recherche scientifique, d'encadrement de thèses, ainsi que mes publications.

Ces travaux ont été menés depuis 2000, d'abord à l'IUFM de Lorraine et à la Faculté des Sciences et Technologies de Nancy, au laboratoire GREEN, puis à la Faculté de Technologie de Tlemcen, au laboratoire LAT, à partir de 2009, et enfin à l'ENSEM, au laboratoire GREEN, lors de mon retour à Nancy en 2021.

Le rapport scientifique met en lumière trois thèmes de recherche auxquels nous avons contribué : la commande sans capteur, la réduction des capteurs, ainsi que les microcentrales et les énergies renouvelables.

Nos travaux se sont particulièrement concentrés sur la méthode par injection de porteuse haute fréquence et l'exploitation des saillances rotoriques pour estimer la position et la vitesse du rotor. Nous avons développé des techniques avancées de filtrage, incluant l'utilisation de filtres synchrones et de la transformée de Fourier discrète glissante (SDFT), afin d'extraire les signaux porteurs d'information tout en réduisant les interférences et les perturbations.

Nos recherches se sont également appliquées à des techniques de commande directe de couple (DTC) et à la SVPWM. Nous avons proposé des solutions pour la reconstitution des courants de phase à partir de mesures globales, synchronisées avec les vecteurs de tension, permettant ainsi de réduire le nombre de capteurs nécessaires tout en garantissant une commande robuste et précise.

Enfin, dans le domaine des microcentrales et des énergies renouvelables, nos travaux ont principalement concerné la conception et la validation expérimentale de systèmes comme les émulateurs de turbines éoliennes à base de génératrices asynchrones à double alimentation (GADA). Ces systèmes ont permis de tester et d'optimiser des stratégies de commande pour la gestion de puissance et l'intégration des énergies renouvelables dans les réseaux électriques, en réponse aux enjeux de la transition énergétique.

Ce rapport se conclut par une présentation de nos travaux actuels et des perspectives qui en découlent.

Abstract

This HDR summarizes my activities in teaching, scientific research, thesis supervision, as well as my publications.

These works have been carried out since 2000, first at the IUFM of Lorraine and the Faculty of Sciences and Technologies in Nancy, within the GREEN laboratory, then at the Faculty of Technology of Tlemcen, within the LAT laboratory, starting in 2009, and finally at ENSEM, within the GREEN laboratory, upon my return to Nancy in 2021.

The scientific report highlights three research themes to which we have contributed: sensorless control, sensor reduction, as well as microgrids and renewable energy.

Our work has focused particularly on the method of high-frequency carrier injection and the exploitation of rotor saliencies to estimate rotor position and speed. We developed advanced filtering techniques, including the use of synchronous filters and the sliding discrete Fourier transform (SDFT), to extract information-bearing signals while minimizing interference and noise.

Our research also addressed techniques for direct torque control (DTC) and space vector pulse width modulation (SVPWM). We proposed solutions for phase current reconstruction using global measurements synchronized with voltage vectors, enabling a reduction in the number of sensors required while ensuring robust and precise control.

Finally, in the field of microgrids and renewable energy, our work focused on the design and experimental validation of systems such as wind turbine emulators based on double fed induction generators (DFIG). These systems enabled the testing and optimization of control strategies for power management and the integration of renewable energy into power grids, addressing the challenges of the energy transition.

The report concludes with a presentation of our current work and the perspectives arising from it.

Prof. Dr. Ing. **Lotfi BAGHLI**

V15 du 28 Jan. 2025

Table des matières

Dédicaces _____	2
Remerciements _____	3
Résumé _____	4
Abstract _____	5
Préambule _____	7
Synthèse du parcours professionnel _____	8
Investissement pédagogique _____	13
1. Présentation synthétique de l'activité d'enseignement _____	13
2. Présentation des enseignements _____	17
3. Responsabilités pédagogiques _____	18
4. Diffusion, rayonnement, activités internationales. _____	20
Activités scientifiques _____	22
1. Présentation synthétique des thématiques de recherche _____	22
2. Encadrement doctoral et scientifique (<i>liste complète en annexe 2</i>) _____	30
3. Diffusion et rayonnement _____	30
4. Responsabilités scientifiques _____	35
5. Autres _____	36
Responsabilités collectives et d'intérêt général _____	37
1. Présentation synthétique des responsabilités _____	37
2. Responsabilités administratives _____	37
3. Responsabilités et mandats locaux ou régionaux _____	37
Projet scientifique _____	38
1. Commande sans capteur _____	38
2. Réduction de capteurs _____	77
3. Microcentrales et énergies renouvelables _____	91
4. Projets futurs _____	113
Références _____	122
Abréviations _____	130
Annexes _____	132
1. Annexe 1 : Liste classée des publications _____	132
2. Annexe 2 : Liste des directions et codirections de thèses, encadrements _____	149
Copie des 5 publications les plus significatives _____	152

Préambule

La partie du projet scientifique de ce document présente mes travaux ainsi que ceux de mes doctorants. Les critiques formulées à l'égard des méthodes, approches et résultats sont purement scientifiques et ne visent en aucun cas les personnes ou les équipes.

Cela est particulièrement vrai pour la section consacrée à la commande sans capteur mécanique, où de nombreuses méthodes ont été plébiscitées par leurs auteurs, mais qui, dans certains cas, s'avèrent inefficaces, voire infondées.

Les citations bibliographiques sont de deux types :

- Les citations de mes travaux sont de la forme [A1] pour l'article de revue n°1 du groupe "Articles de revues internationales à comité de lecture" ou [C71] pour l'article de congrès international n° 71.
- Les citations des travaux des autres chercheurs sont mises sous la forme "nom de l'auteur, année". Exemple : Catuogno et al., 2023.

La liste des citations se trouve à la fin du dossier scientifique dans les parties "Annexe 1" en page 132 et "Références" en page 122.

Une liste des abréviations se trouve en page 130.

Il n'y a pas de liste de symboles mais ces derniers sont explicités dans les paragraphes qui les utilisent.

Synthèse du parcours professionnel

Après mon Doctorat à l'Université Henri Poincaré (UHP), j'ai travaillé pendant 6 mois dans mon domaine d'expertise, la commande de machines électriques, à la société NATEC. S.A. Elle était partenaire de l'ESA-IGELEC (CRTT) et j'ai pu par ailleurs agrandir mon cercle de connaissances des enseignants-chercheurs en électronique et électrotechnique à St-Nazaire.

J'ai été recruté en février 2000 sur un poste de MCF à l'IUFM de Lorraine. Les enseignements avaient lieu à la Faculté des Sciences et Technologie (FST) de Nancy, où se trouvait mon bureau, à l'antenne UHP du laboratoire GREEN.

Mes activités d'enseignement à l'IUFM concernaient principalement la préparation aux concours de CAPES, CAPET, CAPLP2 et Agrégation en Génie Electrique. Le nombre d'inscrits s'affaiblissant d'année en année du fait de la réduction des postes ouverts au concours, mon service était complété par des heures dans les formations de licence IUP et maîtrise à la FST.

Le non recours à des heures supplémentaires m'a permis de m'investir dans la recherche mais aussi dans le développement de pratiques pédagogiques innovantes à base de TICE, de conception de logiciels et de bancs d'essais expérimentaux.

J'ai aussi monté, avec mon collègue D. Netter, le DESS SUMASET (surveillance et maintenance des systèmes électrotechniques) qui a répondu à un réel besoin en recrutement de la part des industriels de 2001 à 2005. J'ai repris la direction de la LIE CNED (Licence Ingénierie Electrique par correspondance) en 2003 en la modernisant et y apportant une gestion par LMS (Moodle).

En recherche, j'ai pu continuer directement mes thématiques de thèse puisque j'ai retrouvé mes bancs d'essais après mon court séjour en industrie. Ainsi, j'ai approfondi les commandes sans capteur de la machine asynchrone, le régime avec défauts et le diagnostic. La politique de distribution des bourses d'études doctorales MESRS étant ce qu'elle est, c'est grâce aux contacts extérieurs et à ma visibilité sur internet, vu que j'y mettais à disposition ma thèse et mes travaux de recherche, que je fus contacté à plusieurs reprises par des boursiers de leur gouvernement. C'est ainsi que I. AL-ROUH et E. GOUDA furent mes doctorants au GREEN.

Un point fort de notre approche est la validation expérimentale et les implémentations expérimentales des commandes sur les DSP (dSPACE DS1102, 1104 et F240) de l'époque. Nous avons privilégié une programmation directement en C / RTLib et non pas Simulink / RTI de tous nos algorithmes et commandes afin d'optimiser l'utilisation des calculateurs, de pouvoir imposer des MLI particulières sans FPGA et de permettre la commande de 2 étoiles (2 onduleurs) avec la même carte.

En 2004, j'ai postulé pour obtenir le Doctorat d'Etat en Génie Electrique. Il m'a été délivré, par équivalence, par le MESRS algérien.

En août 2009, j'ai demandé un détachement de l'Université de Lorraine (UL) à l'Université de Tlemcen, en Algérie, au titre du décret du 16 septembre 1985, article 14, alinéa 6, renouvelable annuellement. La condition est que ce détachement se fasse dans un

établissement universitaire avec un statut d'enseignant-chercheur. L'UL cesse tout versement de salaire.

J'ai profité de cette possibilité pour rembourser ma dette morale puisqu'à l'issue de mon ingéniorat de l'Ecole Nationale Polytechnique, où j'étais majors de promotion, j'avais bénéficié d'une bourse franco-algérienne (BFA) pour faire un DEA + thèse.

Cela m'engageait à enseigner 10 ans au sein d'un établissement universitaire algérien.

J'ai pu ainsi faire profiter mon université d'accueil à Tlemcen, de l'expérience accumulée en 4+10 ans de recherche à Nancy et participer à l'essor de l'électrotechnique et de la commande de machines à la Faculté de Technologie de Tlemcen (FT).

J'ai été recruté à la FT, Université Aboubekr Belkaid de Tlemcen, en tant que MAB (Maître Assistant classe B stagiaire), comme la fonction publique l'exige puis, au bout d'une année, en **sept. 2010**, je fus promu Maître de Conférences classe A (**MCA**), c'est-à-dire **Habilité à Diriger la Recherche**, puisque j'avais déjà fait les démarches en 2004, en présentant un dossier scientifique (incluant ma thèse de doctorat français, mes articles de revue post doctorat, carrière en enseignement et en recherche) pour avoir l'équivalence de la thèse d'Etat algérienne par le MESRS.

Au bout de 5 années en tant que MCA et avec des encadrements de magistères et de doctorats et un dossier scientifique en recherche et en enseignement conséquent, on a le droit de postuler, auprès du CNU algérien, pour demander le passage au grade de Professeur des universités.

Je l'ai obtenu et fus ainsi nommé, [en janvier 2016, Professeur des universités](#).

J'ai monté en 2010 une équipe de recherche "[Commande des Systèmes Electrotechniques](#)" au sein du laboratoire d'Automatique de la FT et commencé à construire des bancs d'essais expérimentaux permettant de faire avancer la recherche dans le domaine des énergies renouvelables mais avec les compétences que j'avais par exemple sur la commande de machines asynchrone à double alimentation utilisées dans les éoliennes. Ainsi, j'ai conçu et monté un émulateur de turbine éolienne et nous fûmes les premiers en Algérie en laboratoire de recherche à se synchroniser au réseau SONELGAZ et à contrôler les puissances actives et réactives injectées. Des vidéos sur ma chaîne [YouTube](#) expliquent les techniques développées.

J'ai été élu, 2 fois de suite, [Directeur du Laboratoire d'Automatique de Tlemcen](#) (61 personnes) et nommé responsable de la formation doctorale et HDR en tant que président du CFD Electrotechnique à l'Université de Tlemcen.

Le statut de directeur de laboratoire permet d'être membre de droit du Conseil Scientifique de la Faculté de Technologie.

Après 11 années et demie et suite à des conditions sanitaires et économiques particulièrement difficiles, j'ai demandé à mettre fin à mon détachement et à réintégrer l'Université de Lorraine.

Je suis revenu sur un poste de MCF dans mon laboratoire d'origine, le GREEN, mais à l'ENSEM.

J'ai fait par ailleurs valoir l'expérience acquise en Algérie en tant que MCA (HDR) pendant 5 ans et PR pendant 5 ans, auprès du CNU 63^{ème} section. Il m'a délivré le 12/02/2021, une [dispense de HDR](#) pour postuler sur des postes de PR en France.

Suite à mon retour à l'ENSEM 02/2021, j'ai continué à encadrer mes doctorants en Algérie, dont 2 ont soutenu en 11/2022 et 03/2023 et je me suis lancé dans l'encadrement de 2 thèses au GREEN.

Bien qu'ayant été en détachement, j'ai toujours signé mes publications pour l'UL, avec mon laboratoire d'origine, le **GREEN**, dont j'étais chercheur associé avant une réintégration totale en 2021. Je fus promu MCF HC au 09/2022.

J'ai aussi monté, avec mon collègue du LEMTA, un projet H2020 LEAP-RE MG-FARM, avec 11 partenaires dont nous sommes leader et aussi sur 1 WP. Je représente le GREEN et je suis le seul intervenant scientifique pour le PEPR TASE "DC Architect" qui vient de démarrer avec tous les laboratoires de GE de France

Je continue mon implication dans le montage de projets européens (PRIMA, H2020) et internationaux (MyTiger, CEFIPRA).

Je me suis également investi à l'ENSEM dans les activités pédagogiques, notamment à travers de projets et de maquettes expérimentales innovantes.

En 2022, j'ai postulé et ai été retenu à l'audition sur un poste de PR à l'IUT de Poitiers. J'ai été classé 3^{ème} parmi 4 candidats locaux (2 en 61^{ème} section et 2 en 63^{ème} section).

Coordonnées :

Tél. : +33 767 750279 Courriel : Lotfi.Baghli@univ-lorraine.fr

Linkedin: <https://www.linkedin.com/in/lotfi-baghli-8295963/>

ResearcherID: [E-3014-2013](#)

ORCID: [0000-0003-3078-3328](#)

ResearchGate: https://www.researchgate.net/profile/Lotfi_Baghli

Google Scholar: <https://scholar.google.com/citations?user=VfYFd3MAAAAJ&hl=fr>

Diplômes

- Docteur d'Etat en Génie Electrique, par équivalence, MESRS à Alger, 25 juin 2004.
- Docteur en Génie Electrique de l'[Université Henri Poincaré](#), Nancy I, 14 janvier 1999 *mention Très honorable avec félicitations.*
- DEA PROTEE, Nancy I, juillet 1995, *mention Très Bien, classé 2^{ème} sur 25.*
- Ingénieur d'Etat en Génie Electrique, [Ecole Nationale Polytechnique](#), Alger, Juillet 1994, *mention Excellent, Major de promotion.*

Expérience voir justificatifs <https://baghli.com/dl/pc4.pdf> et <https://baghli.com/dl/pc6.pdf>

- Fév. 2021 – présent : Maître de Conférences à l'[ENSEM](#), [Université de Lorraine](#). MCF Hors Classe en 2022 via le CNU63.
- Jan. 2017 – Fév. 2021 : Directeur du [Laboratoire d'Automatique de Tlemcen](#), Algérie.
- Jan. 2016 – Fév. 2021 : Professeur des universités à la [Faculté de Technologie](#), Université de Tlemcen, Algérie.
- Sept. 2010 – Jan. 2016 : Maître de Conférences Classe A (HDR) à la [Faculté de Technologie](#), Université de Tlemcen, Algérie.

- Sept. 2009 – Août 2010 : Maître Assistant Classe B à la [Faculté de Technologie](#), Université de Tlemcen, Algérie, MCF en détachement (2009-2020) de l'Université de Lorraine.
- Fév. 2000 – Août 2009 : Maître de Conférences à l'IUFM de Lorraine, [Université de Lorraine](#).
- Chercheur au laboratoire GREEN : [Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy](#) à [Université de Lorraine](#).
- Sept. 1999 à Fév. 2000 : Ingénieur Développement chez NATEC, St Nazaire, EP et commande de machines, partenaire de l'ESA-IGELEC (CRTT), [ElectroNavale](#).
- Sept. 1998 – Août 1999 : Enseignant-chercheur (demi-ATER) à l'ENSEM-INPL.
- Sept. 1995 – Jan. 1999 : Doctorant à l'Université Henri Poincaré, Nancy.

Langues

Anglais, arabe et français : maîtrise écrite et orale des trois langues.

Programmation

J'ai commencé la programmation très tôt par hobby et j'en ai fait un outil dans ma carrière professionnelle dès mon projet de fin d'études d'ingénieur (1994) avec :

Le développement d'un logiciel complet de simulation d'écoulement de puissance et de stabilité transitoire des réseaux électrique de puissance avec saisie graphique sous Windows 3.1 de la topologie du réseau étudié : <http://www.baghli.com/powerd.html>

Le développement d'un logiciel complet [L1] de simulation de machine asynchrone durant ma thèse (1995-1998) avec des modèles dq et multibarres, avec des défauts de barres et d'anneaux rotoriques, avec différentes commandes vectorielles, sans capteur, DTC,... <http://www.baghli.com/masvect.html>

Le développement de logiciel pédagogique 3D (Figure 1) [L2] pour apprendre aux étudiants de M1 IS (2006) la Programmation Orientée Objets (POO) en C++ et Open GL et pour visualiser graphiquement la commande d'un moteur linéaire à Réductance Variable et d'un moteur synchrone linéaire BLDC : http://www.baghli.com/bds_robots.html

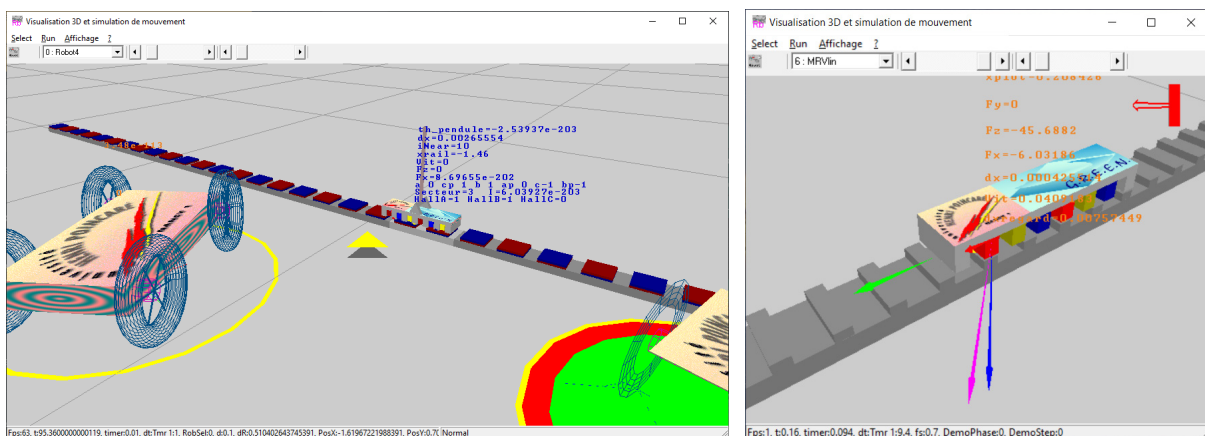
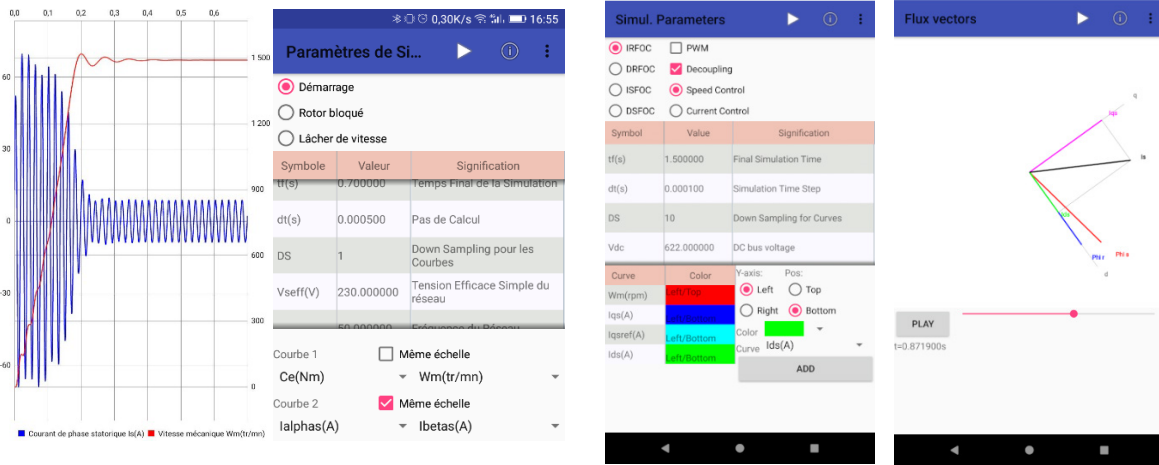


Figure 1. Développement d'un logiciel en C++ pour la simulation et la visualisation de moteurs linéaires et de robots

Développent d'applications pédagogiques sur Android (Figure 2) de simulation dynamique de la MAS et du contrôle vectoriel de la MAS, de simulation de MCC (Annexe 1 : [L3][L6][L7]).

D'autres applications sont disponibles sur mon canal Google Play :

<https://play.google.com/store/apps/dev?id=7407253998172187183>



http://www.embesystems.com/im/help_fr.html

http://www.embesystems.com/foc/help_fr.html

Figure 2. Développement d'applications Android pédagogiques

Langages maîtrisés :

C/C++ (MS MFC, Windows, C++ Builder, VCL), Delphi, Python, Matlab, Java (App. Android), JS, jQuery, HTML, PHP, MySQL / Firebase, OpenGL.

Assembleur pour 6510, DSC TMS 320C3x et F24x.

C pour Microcontrôleurs dSPIC familles 30F, 33FJ, 24F, DSC Texas Instruments TMS320F240/243, F28027F, **F28069M** et Delphino F28335, **F28379D**

dSPACE DS1102, 1103, 1104, MicroLabBox en C / RTlib et Simulink / RTI.

IoT devices : ESP8266 et **ESP32**, environnement Arduino / PlatformIO.

Investissement pédagogique

1. Présentation synthétique de l'activité d'enseignement

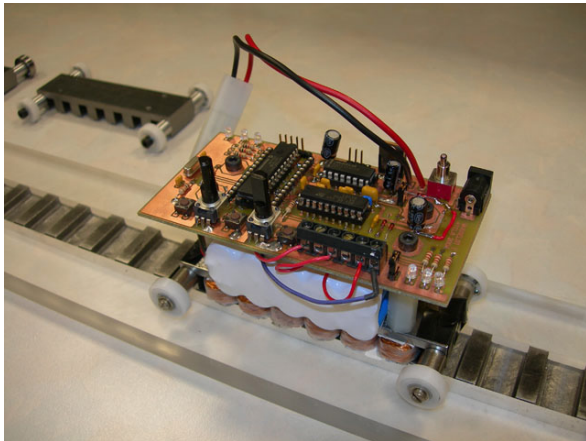
J'ai commencé mes premiers enseignements sur les réseaux électriques (LF, TS) au CAMOS-CNAM de Metz durant ma thèse puis avec un poste de demi-ATER à l'ENSEM-INPL, 1998-1999, principalement sur des TD et TP en électronique.

A l'IUFM de Lorraine, à partir de mon recrutement en février 2000, mes enseignements ont majoritairement concerné la préparation au concours d'Agrégation GE et CAPES Physique Appliquée ainsi qu'au CAPET et CAPLP2 GE.

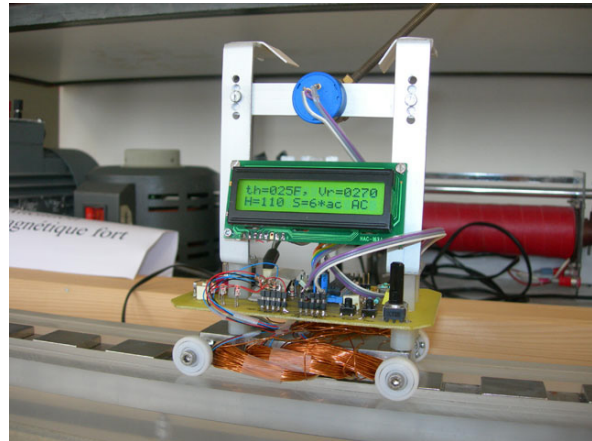
Le nombre de postes se réduisant, nous avons dû fermer certaines préparations et mes heures d'enseignements se faisaient à la Faculté de Sciences et Technologie (FST) de Nancy.

J'ai eu l'occasion de monter plusieurs cours et j'ai toujours apprécié de faire moi-même les TP qui s'y rattachent. Cela m'a permis de concevoir et monter de nouveaux démonstrateurs :

- [Carte DSP](#) de commande (DESS SUMASET),
- [Moteurs linéaires avec électronique de puissance et de commande embarquée \(MASTER IS\)](#) (Figure 3), primée au CETSYS'2007 [D8][B3],
- [Logiciel 3D](#) OpenGL écrit en C++ pour la Programmation Orientée Objet (Figure 1).



Moteur à réluctance variable linéaire avec son électronique de commande (30F3010) et de puissance (onduleur triphasé L6234), M1 2006



Moteur synchrone BLDC avec un pendule inverse <https://youtu.be/DWm-DAZGIKA>
M1 2006, UHP, Nancy

Figure 3. Développement de maquettes pédagogiques [D8] [B3], prix de l'innovation dans la catégorie Electrotechnique, CETSIS'2007

Je dispose ainsi de véritables **études de cas** comme support pédagogique.

La présentation de systèmes fonctionnels et concrets à l'étudiant, tout en lui demandant de développer une partie, permet de mieux l'intégrer dans les pratiques qu'il aura en entreprise. La construction des TP se fait alors de manière incrémentale. [Exemple en M1 Ingénierie Système](#).

J'ai par ailleurs repris la direction de la LIE CNED en 2003 et développé de nouvelles pratiques de gestion comme je le montrerai dans la partie des responsabilités pédagogiques.

Après mon départ en détachement en Algérie en 2009, tout était à construire, puisque je suis arrivé sur un Master "Commande de Machines" qui commençait sa 1^{ère} année d'existence. Malgré le manque de moyens, surtout en termes de logistique d'approvisionnement de composants, j'ai pu monter plusieurs démonstrateurs pour pouvoir rompre avec les pratiques exclusives de simulation sur Matlab (qu'on doit bien sûr également assurer) et apporter une expérience palpable d'essais, de mesure et de programmation (Figure 4).

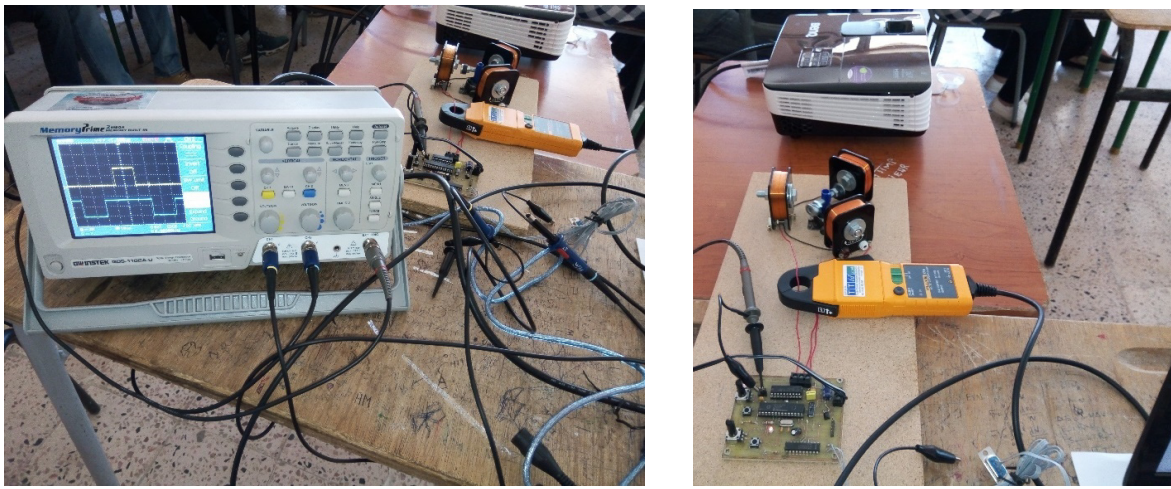


Figure 4. Illustration en classe de la création d'un champ tournant à vitesse variable par un dsPIC, micro-onduleur triphasé, MLI triphasée, M1 2016, Univ. Tlemcen

J'ai toujours aimé l'apport des nouvelles technologies à l'enseignement. J'ai commencé très tôt (2003) avec l'utilisation de la tablette graphique et du vidéo projecteur pour des enseignements par-dessus des supports PDF de type datasheet et document de cours. Mes cours sur les DSP et la commande de machines m'ont donné l'occasion d'expérimenter ces nouvelles pratiques pédagogiques (Figure 5).

J'illustre mes explications en cours avec des logiciels d'animation que j'ai réalisés comme celui du champ tournant et des effets d'encoches <https://www.baghli.com/fmm.html> ou de la génération de PWM et de SVPWM <https://baghli.com/pwm> .

J'ai créé une chaîne YouTube (dès 2007) :

https://www.youtube.com/watch?v=w_Kera5NTQM

et posté des vidéos explicatives sur les moteurs linéaires que j'avais conçus et leur commande numérique embarquée.

J'ai ensuite repris ces vidéos dans une autre chaîne YouTube plus structurée et qui a plusieurs playlists thématiques et que j'alimente régulièrement :

<https://www.youtube.com/channel/UCXz-fjR26wZPecy5eZCJa7g/playlists>

Mes étudiants sont ravis de pouvoir revoir les vidéos que je présentais en cours et qui était des supports d'illustration et d'explication et amenaient à une façon différente d'aborder la pratique pédagogique.

Cela m'a permis de me forger une expérience sur la manière d'écrire les scripts, d'enregistrer et de monter les vidéos. Avec la crise sanitaire que nous avons connue et l'explosion de la sur-connectivité, on se tourne de plus en plus vers ces moyens de diffusion que les Anglo-Saxons ont su maîtriser avant nous, notamment en s'investissant dans les MOOC.

J'ai développé un **MOOC**, 2020-2021, n°203, portant sur "*Internet of Things and coding for mini-grids*" <https://lmspaveu.africa-union.org> en anglais, sur 10 chapitres, avec vidéos explicatives et évaluation en ligne, en partenariat avec le **GSCIS**.

J'accorde à la partie expérimentale une large part dans les Projets de Fin d'Etudes que je propose. Il est primordial d'aller dans notre discipline vers les aspects de réalisation et de prototypage. Cela confère aussi aux étudiants les notions de gestion de projet et de risque.

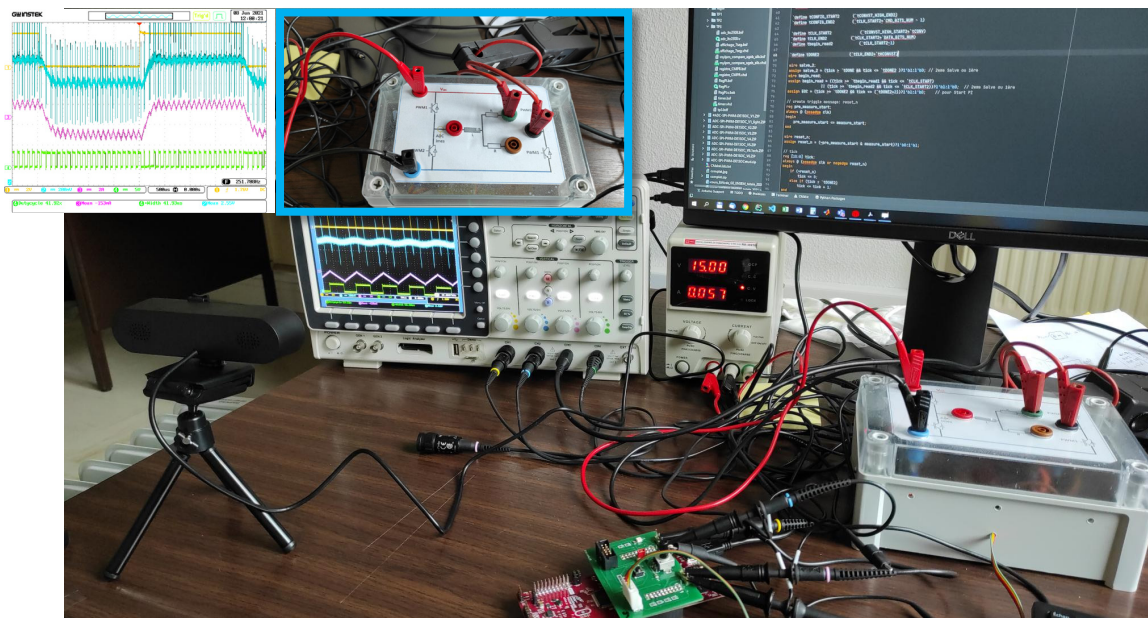


Figure 5. TP d'intégration numérique sur DSC F28069M, implémentation en C d'une régulation de courant d'un hacheur 4Q, pendant le confinement, par TEAMS, Ing. 2A 2021, ENSEM, Nancy

J'ai suivi en juin 2021 une formation à l'habilitation électrique afin d'être en conformité avec la réglementation en vigueur pour l'encadrement des TP GE et en essais pour la recherche. Cela me permet aussi de rafraîchir mes connaissances en matière de normes et d'intervenir dans la formation d'habilitation électrique des élèves ingénieurs à l'ENSEM.

Je me suis investi dans les projets de collaboration et d'encadrement d'étudiants avec les industriels (Junior-Entreprise, NTN, ENEDIS) et les universités étrangères (U. Cincinnati, PAUWES).

Exemple du PRDI ENSEM avec ENEDIS

Il s'agit de développer une interface de calcul et visualisation animée de la production et de répartition de la puissance d'ER pour usage en Boucle d'Autoconsommation Locale (Figure 6) <https://www.embesystems.com/res/>. J'ai signé une [convention de collaboration avec ENEDIS](#) pour ce projet recherche et développement industriel.

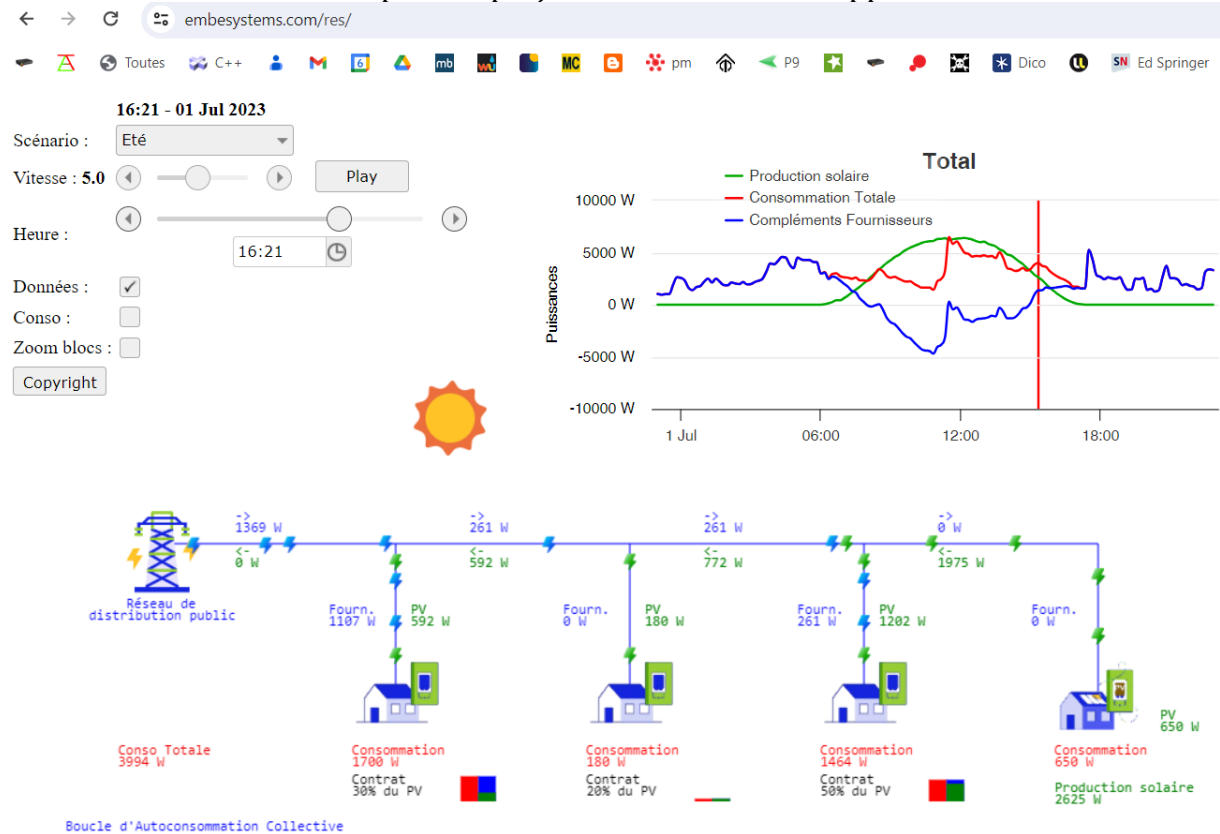


Figure 6. Calcul et animation de la répartition du flux de puissance produit par ER, consommé et complété par les fournisseurs, courbes réelles, données ENEDIS

Durant ma carrière d'enseignant-chercheur, sur 25 ans, j'ai eu des publics différents : des professeurs de lycée en formation continue, des industriels, des étudiants de Licence, Maîtrise, DEA, DESS, Magistère, L, M et D de différentes universités et des élèves ingénieurs.

J'ai également enseigné dans plusieurs pays (France, Algérie, Niger, Pologne) des étudiants de différentes cultures et origines et dans les 3 langues (français, arabe et anglais).

Cela m'a permis de découvrir d'autres cultures, de connaître différents systèmes universitaires et de tisser des liens avec des collègues de plusieurs pays. Ce qui est particulièrement utile pour le montage de projets internationaux, comme ceux auxquels j'ai participé ou que j'ai initiés : [WESA \(2016-2021\)](#), [WASCAL](#) et [LEAP-RE](#).

2. Présentation des enseignements

Résumé des enseignements et formations dans lesquelles je suis intervenu à l'IUFM de Lorraine et FST (2000-2009), à l'Université de Tlemcen (2009-2021) et enfin à l'ENSEM (2021-) :

A l'[Université de Lorraine](#), IUFM et FST, Nancy, France, (10 ans) :

- CAPES Physique Appliquée : Electronique générale et approfondie, Epreuve de montages EEA (CM, TD, TP).
- IUFM 2^{ème} année : D2 Informatique et enseignement (TD).
- CAPET et CAPLP2 Génie Electrique (Option B : Electrotechnique et Energie).
- Agrégation de Génie Electrique : Electronique (CM, TD).
- Agrégation de Physique Appliquée : Electronique, DSP (CM, TD).
- Licence IUP GMP, CASI : Electrotechnique et Electronique de Puissance (TP).
- Licence IUP CSE : Elec. de Puissance, Electronique de commande et de régulation (CM, TP).
- Maîtrise EEA : Electronique de Puissance (TD), encadrement de projets.
- Maîtrise IUP SYSET : Analyse et Commande de machines (CM, TD), Informatique industrielle (CM, TD, TP), Micro-thèses (encadrement).
- **LIE CNED** par correspondance (voir 3. Responsabilités pédagogiques)
- Plan Académique de Formation PAF, formation continue de professeurs du second degré.
- DESS SUMASET : Informatique Industrielle, Commande de Machines et CS (CM, TD, TP).
- LEEAR L3 : Informatique industrielle (programmation en C : TP).
- Master Ingénierie Système en EEAPR :
M1 IS, **Etude de cas** 2, projet axé sur la représentation et la simulation de robots mobiles (CM, TD, TP).
M1 actionneurs linéaires : (CM, TP). Développement de maquettes pédagogiques de MRV linéaires et de leur commande embarquée.
M2 Actionneurs en régime dynamique : (TD, TP). Encadrement de Masters.

A l'Université Aboubekr Belkaid Tlemcen, [Faculté de Technologie](#), Tlemcen, Algérie, (11.5 ans) :

Attestations d'enseignement sur <https://baghli.com/dl/pc4.pdf>

- Master en Commandes de Machines, Génie Electrique (2009 – 2015) :
M1 EE713 Commande des entraînements à vitesse variable I (MCC, CS : CM, TD, TP)
M1 EE812 Architecture de commande de machines, (dsp, dspic, microcontrôleurs appliqués à la commande de machines, CM, TD, TP)
M1 EE813 Commande des entraînements à vitesse variable II, (MAS, MS, MRV, CS : CM, TD, TP)
M2 Sources et stockage de l'énergie électrique (CM).
- Master en Automatique Informatique Industrielle (2014 – 2016) :
M2 AI941 Commande des moteurs électriques (CM, TD, TP)
- Master Commandes Electriques (2016 - 2021) :
M1 EC713 EC742 μ -processeurs et μ -contrôleurs (CM, TP)
M1 EC812 EC842 Techniques de la commande électrique (CM, TD, TP)
M2 EC945 Implémentation d'une commande numérique en temps réel (TP)
- Encadrement de Masters

A l'[ENSEM](#), Nancy, France, (4 ans) :

- Ingénieur 1A :
Electronique de Puissance (responsable UE, CM, TD, TP), Outils pour l'électricité et l'électronique (TD, TP), Circuits Electriques et Applications, Habilitation électrique (TP), Encadrement de projets
- Ingénieur 2A :
Cours d'ouverture (CM), Intégration numérique, Syst. Motorisation et génération électriques, Bureau d'Etude Régulation, Structures d'alimentation actuelles et émergentes (TD, TP), Transition énergétique (CM/ENSG)
- Ingénieur 3A :
Power HIL (CM, TD, TP), Conversion EM haute disponibilité, Bureau d'Etude Mobilité (TP), Encadrement (PFE, stage), Elect. Puissance et Cmde de Machines (form. Industriel.).

3. Responsabilités pédagogiques

J'ai été co-responsable du **DESS SUMASET** (Surveillance et Maintenance des Systèmes Electrotechniques), 2001-2005, que j'ai porté et animé avec mon collègue D. NETTER à la FST. On l'a monté par rapport à une demande sur ce secteur, particulièrement d'Alstom moteurs.

Equipe pédagogique : 15 enseignants dont **2 intervenants industriels**. Promotions : 9, 14, 12, 16 étudiants. Il a duré jusqu'à épuisement de la demande en recrutement sur le secteur.

J'ai été responsable de la **LIE CNED : Licence d'Ingénierie Electrique par correspondance**, 2003-2009, succédant au Pr A. Rezzoug. Elle regroupait initialement 6 centres universitaires : Paris, Toulouse, Montpellier, Grenoble, Belfort, Nancy et le CNED. A la FST, on avait 9 enseignants pour les séances de regroupement et les corrections des devoirs en distanciel, avec des promotions de 10 à 15 étudiants et 65 à 77 au niveau national.

J'y ai développé dès 2003 un site web, installé un forum phpBB, puis j'ai installé le premier système **LMS (Moodle) en 2005**. Cela permettait à ces étudiants en formation continue de pouvoir échanger et accéder aux informations à distance. J'ai instauré des réunions du comité de pilotage via **Skype** à cette époque, ce qui nous permettait de réduire considérablement les coûts et le temps consacrés aux réunions qui se tenaient auparavant à Paris.

Je n'ai pas voulu prendre de responsabilités administratives en enseignement en Algérie (2009-2021), uniquement la responsabilité de mes UE. J'ai préféré consacrer mon temps à promouvoir la recherche et à développer des enseignements avec le montage de plusieurs démonstrateurs, ce qui manquait cruellement. En enseignement, j'ai développé, entre autres :

- Enseignement à base de TICE et de [logiciels pour Smartphone](#) que j'ai conçus.
- Cartes dsPIC conçues et fabriquées localement pour commander des moteurs triphasés.
- Moteurs linéaires et leur électronique de commande.
- Dimensionnement, montage du dossier et mise en service d'une salle de TP de commande de machines complète : 4 dSPACE DS1104, 6 Onduleurs Semiteach

adaptés et interfacés, MCC, MAS, MS, alimentations triphasées 2 kW, charges, 6 oscilloscopes, alimentations de table, appareils de mesures classiques, wattmètre à pince LEM, pinces de courant Fluke i30, sondes de tension, analyseur de puissance et d'harmoniques Fluke 43b... (Figure 7)

- Internet des Objets, réseaux de capteurs connectés, bases de données Firebase , notification instantanée (Figure 8) [L4].

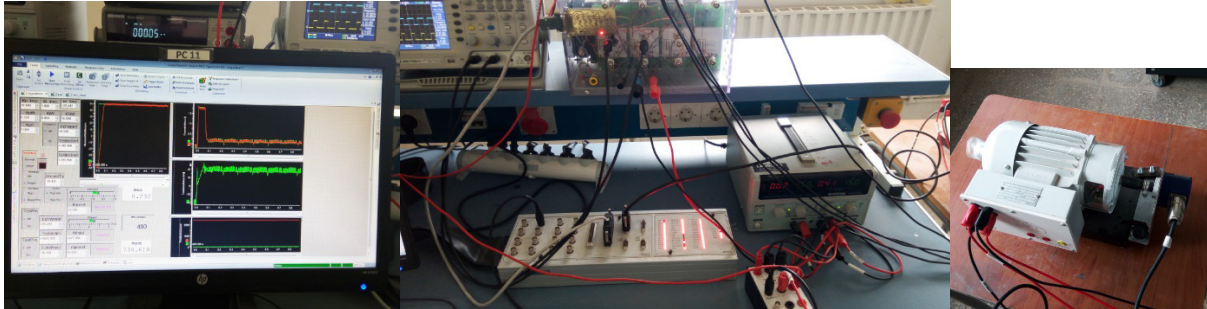


Figure 7. Banc expérimental de régulation numérique de position, de vitesse et de courant de MCC

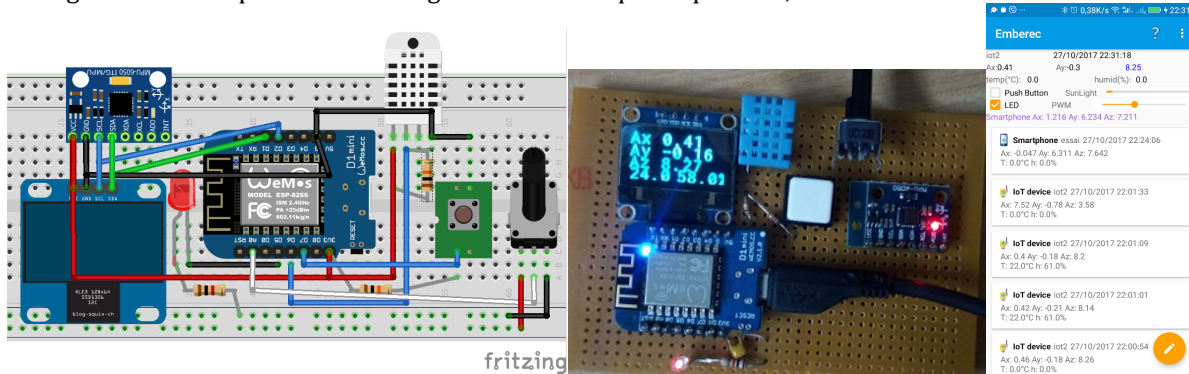


Figure 8. Développement d'une maquette IoT et de son App. dédiée, ERASMUS+ 2017

Cela m'a permis de mettre au point de nouveaux modules et TP, de former des collègues et des étudiants et d'instaurer des nouvelles pratiques modernes pour la mesure et la commande des machines électriques. http://baghli.com/doc_archi_cmde.php

J'ai développé en 2023, un banc de moteur BLDC linéaire en circuit fermé (Figure 9) permettant un enseignement transverse [C71]. La sustentation est assurée par des roulements. La force de traction est due à l'interaction de l'induction magnétique des aimants permanents avec les courants circulant dans les bobines dans un schéma de commande BLDC. Il y a une centrale inertielle 9 DOF et un ESP32 qui pilote l'onduleur triphasé L6234 qui alimente les bobines. On le commande à distance via le Web serveur embarqué et par Websockets.



Figure 9. [Moteur linéaire BLDC et son circuit fermé d'aimants permanents](#)

4. Diffusion, rayonnement, activités internationales.

Dès 2000, j'ai mis en ligne sur mon site web des supports de cours, des programmes, des logiciels et des explications.

- Projets pédagogiques : <http://baghli.com/dspic.php> <http://baghli.com/bcb.html>
- Supports de cours : http://baghli.com/doc_archi_cmde.php
- Supports de cours : <https://elearn.univ-tlemcen.dz/enrol/index.php?id=523>
- Github : <https://github.com/blotfi?tab=repositories>
- Conception et calcul de cadrans solaires : <https://baghli.com/csn/ensem.html>
- Chaîne YouTube : <https://www.youtube.com/channel/UCXz-fjR26wZPecy5eZCJa7g/videos>
- Participation aux journées portes ouvertes

Par ailleurs, j'ai été invité à intervenir dans des **formations en Europe et en Afrique** :

- Professeur invité **TEMPUS program**, 2000, à University "Politehnica" of Timisoara, CM sur les DSP, commande de machines.

- Professeur (Short Term Lecturer) au **PAUWES**, [Pan African University Institute of Water and Energy Sciences \(including Climate Change\)](#), Tlemcen, Algérie

- M1 Applied Computation In Energy Engineering: 11/2022, 03/2023, 03/2024.
- M2 Instrumentation, 30h, 12/2017, 10/2018, 10/2019, 02/2021.
- M2 Urban Energy Supply, Experiments 7.5h, 01/2018.
- Encadrement de [Master 2 thesis](#) au PAUWES, Energy Engineering track, 2018.
- Winter school conference 2018 2x1.5h, Summer school 2019, 2x1.5h.

- Professeur invité au [WASCAL Master Climate Change and Energy](#), Niamey, Niger, mai 2017, 30h CM

- Professeur invité ERASMUS+

- Faculty of Electrical Engineering and Computer Science, *Lublin, Pologne*, nov. 2017.
- Université Polytechnique Hauts-de-France, *Valenciennes, France*, avril 2019.

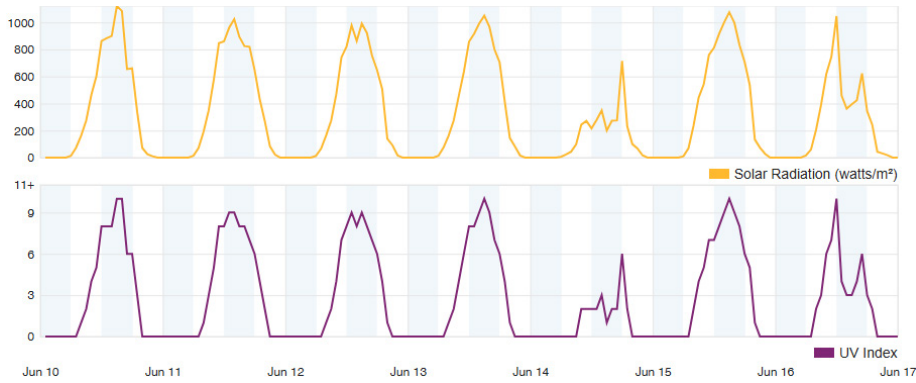


Figure 10. Station météo et donnée d'ensoleillement



J'ai installé à l'ENSEM ma [station météo connecté dont j'offre les données](#). Elle permet aussi d'avoir une historique du rayonnement solaire pour les ER (Figure 10).

Je réalise aussi des œuvres artistiques scientifiques comme des cadrans solaires (Figure 11) et des horloges connectées (Figure 12).

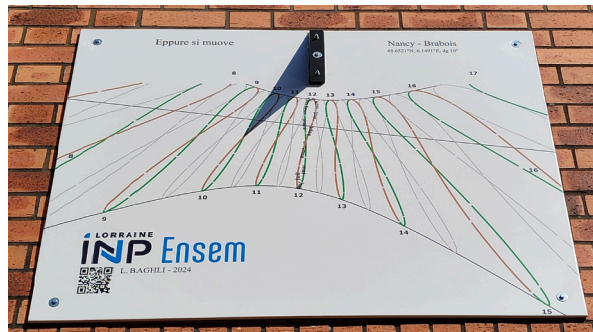


Figure 11. Cadrans Solaires calculé pour un mur extérieur à l'ENSEM, <https://baghli.com/csn/ensem.html>

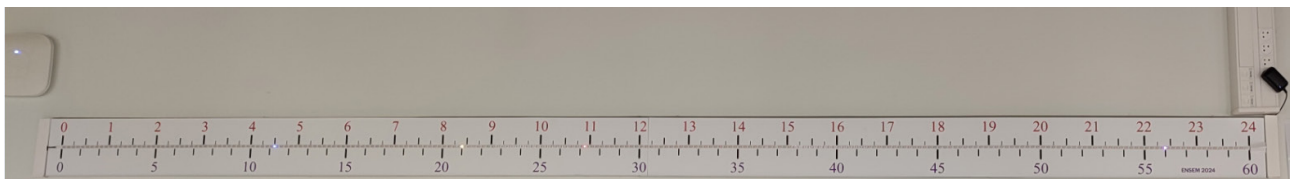


Figure 12. Horloge linéaire connectée installée à l'ENSEM, espace Cafe't, <https://github.com/blotfi/horloge-led-lin-aire>

Activités scientifiques

1. Présentation synthétique des thématiques de recherche

Mes travaux de recherche ont commencé au Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN), qui est devenu aujourd'hui : Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy.

Ils ont tout d'abord concerné l'utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques [C3], [C6], [C9] pour l'identification et la commande de machines électriques. L'article [A1] présente l'étude du remplacement du régulateur flou de vitesse par un régulateur neuronal au sein d'un schéma de contrôle vectoriel de la machine asynchrone (MAS). La procédure d'apprentissage du réseau de neurones est également abordée.

Ma thèse de Doctorat [J1] développe en détail ces différentes études (<https://scholar.google.com/citations?hl=fr&user=VfYFd3MAAAA> citée 290 fois).

Suite au développement d'un modèle qui tient compte de la structure du rotor [C2], [J1], les aspects de fonctionnement et de commande de la machine asynchrone présentant des défauts rotoriques [J1], [C10], [C11], [C12] et de défaillance de capteurs [C18] ont également fait l'objet d'investigations.

La commande sans capteur mécanique a été explorée par plusieurs méthodes. Notre souci était de mettre au point une commande vectorielle simple, du point de vue implantation expérimentale et à la fois robuste vis-à-vis des paramètres [C7]. Cette approche a été utilisée avec succès pour implanter une commande vectorielle sans capteur hybride (directe et indirecte) pour les très basses vitesses et l'arrêt [D4].

Après mon recrutement, je me suis intéressé à une nouvelle approche de commande sans capteur mécanique qui repose sur l'injection d'un signal haute fréquence superposé au signal du fondamental de la tension, dans un schéma de contrôle vectoriel [D5], [C14].

Le but est d'arriver à extraire une image de la vitesse et de la position du rotor [A4]. Ceci a fait l'objet de la thèse d'I. Al-Rouh, 2004, que j'ai co-encadrée avec le Pr. A. Rezzoug (voir §2.).

Depuis 2004, nous avons travaillé sur la machine asynchrone double étoile (MASDE) : modèle, commande vectorielle avec et sans défauts ainsi qu'à la reconfiguration en cas de défaut [C21] [C22] [C25] [C30] [A7] (citée 325 fois) [A10].

Ces travaux ont été initiés au laboratoire [C16] avec la thèse de D. Hadiouche, puis avec celle de K. Marouani, que j'ai co-encadré. Nous avons par la suite conduit d'autres travaux conjointement avec mes collègues de l'Université de Picardie Jules Verne et les essais ont été réalisées sur notre banc expérimental MASDE (Figure 13), au GREEN, avec des algorithmes de commande très particuliers qui permettent de réduire les ondulations de couple en cas de défaut.

Nous avons exploré, avec (Marouani, 2010), la commande rapprochée de la MASDE à travers des MLI vectorielles continues et discontinues afin de réduire les vibrations en améliorant la qualité du couple électromagnétique.

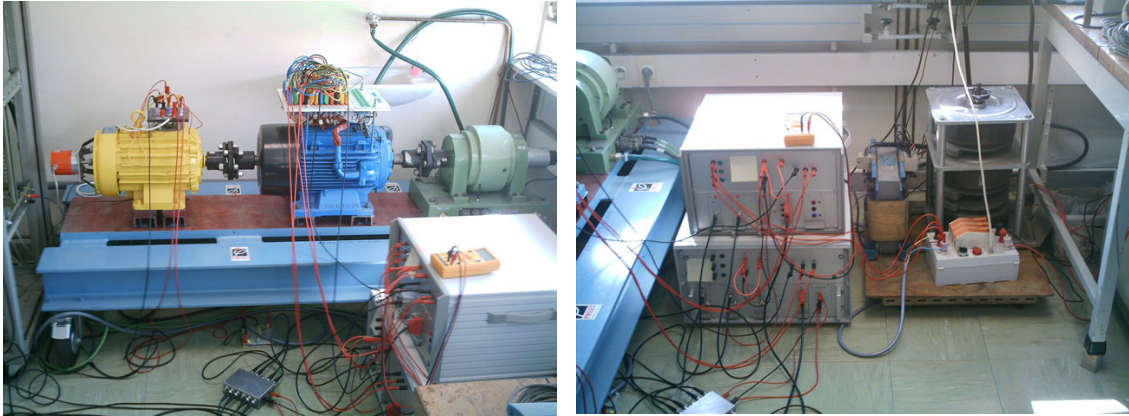


Figure 13. Photo du banc d'essai MASDE (machine bleue) et des 2 onduleurs de tension

La MLI à vecteur spatial de tension d'une machine double étoile consiste à découper le plan alpha-beta en 12 secteurs (Figure 14). En fonction du secteur où l'on se trouve, il faut choisir les bons vecteurs de tension (64 possibilités) qui permettent d'imposer le fondamental et de minimiser les ondulations de couple [C24], [C25]. Le calcul des instants d'application des vecteurs de tension, ainsi que le mode de calcul permettent d'aboutir à plusieurs choix possibles.

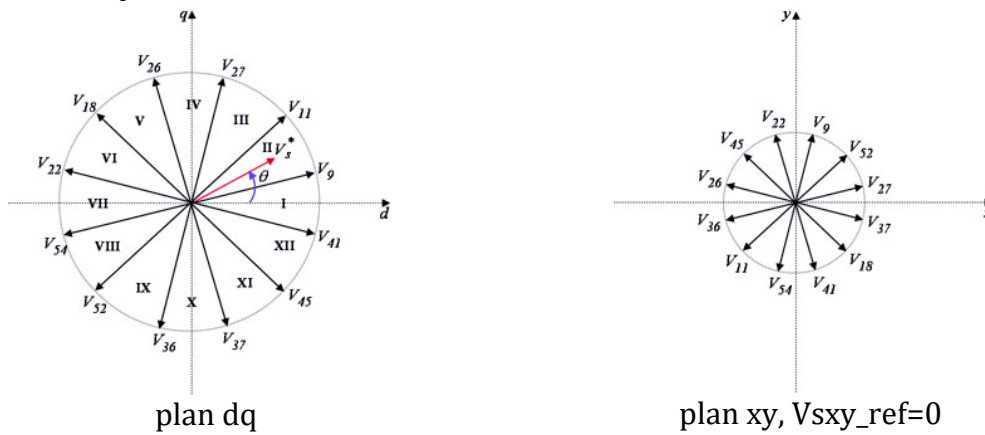
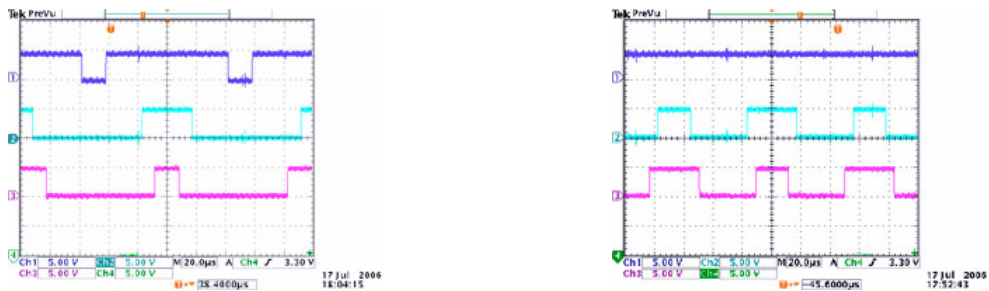


Figure 14. Sélection des vecteurs tension dans les plans dq et xy



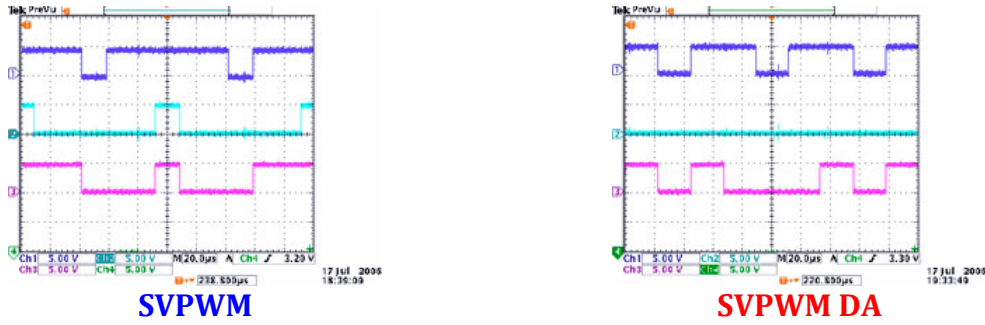


Figure 15. MLI vectorielle continue et discontinue

Ces méthodes, particulièrement les MLI vectorielles discontinues 12 secteurs [A5] (*cité 287 fois*) et 24 secteurs [A6] ((Marouani et al., 2008) *cité 269 fois*), permettent en outre de réduire les pertes par commutation des IGBT de l'onduleur [C24], [C25], [C26], [A6]. La MLI discontinue (SVPWM DA) permet d'économiser les pertes par commutation, puisqu'un bras ne commute pas sur un secteur (Figure 15).

Nous avons toujours travaillé de manière transversale sur l'identification et l'optimisation à l'aide des algorithmes génétiques (AG) [C9] et essais de particules (PSO) [C15], [A8]. Il s'agit d'algorithmes évolutionnaires qui ont un réel intérêt dans les problèmes multidimensionnels pour lesquels la sensibilité paramétrique est difficile à percevoir et à quantifier.

Nous avons été parmi les premiers en électrotechnique en France à utiliser la Logique Floue (1995), les NN (1996), AG (1997) et les PSO (1999). Ces derniers ont l'avantage de continuer l'exploration de l'espace de recherche sans perdre l'information de l'optimum global (Figure 16). Cela se révèle particulièrement intéressant lorsque la fonction coût présente un large plat ou plusieurs collines aplaties.

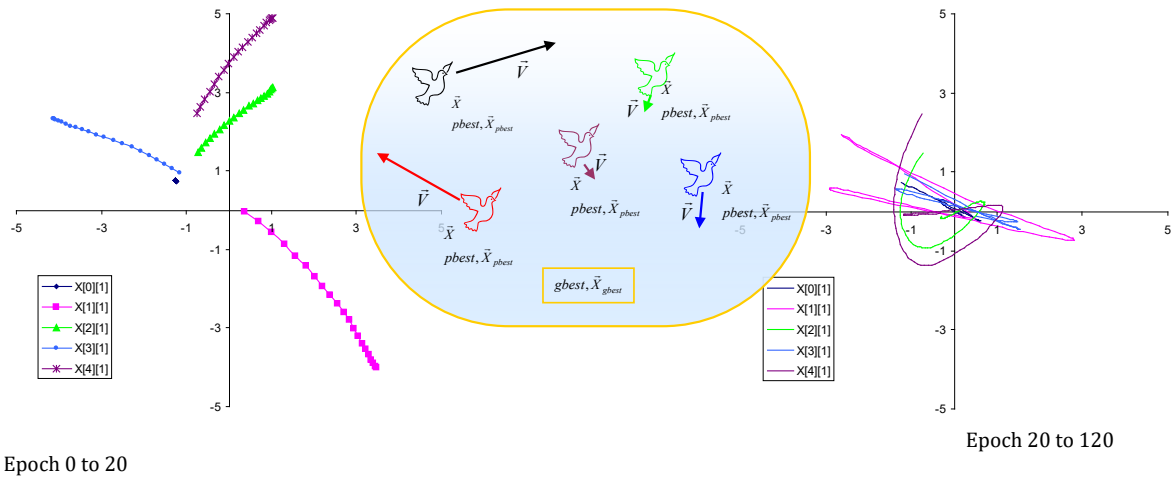


Figure 16. Trajectoires d'agents PSO dans l'espace de recherche

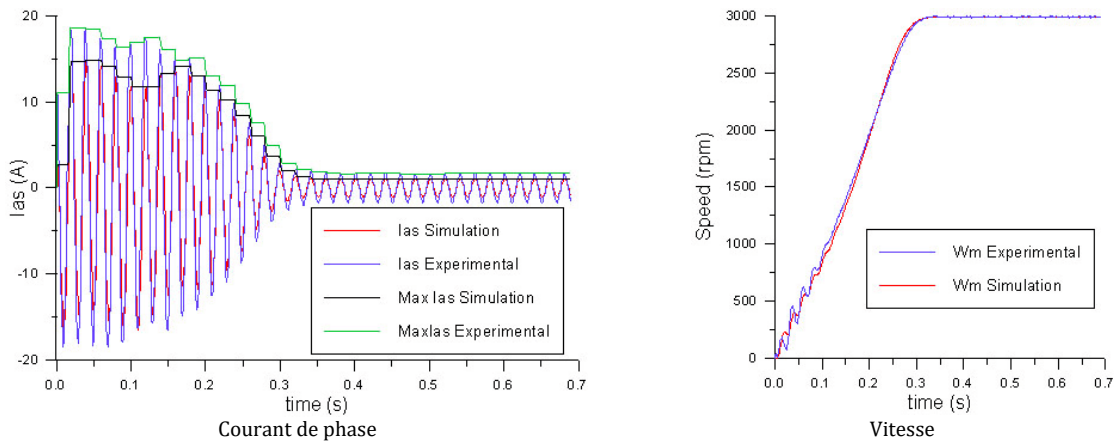


Figure 17. Application à l'identification des paramètres de la MAS sur un démarrage direct sur le réseau
Résultat intermédiaire (PSO: Epoch 80)

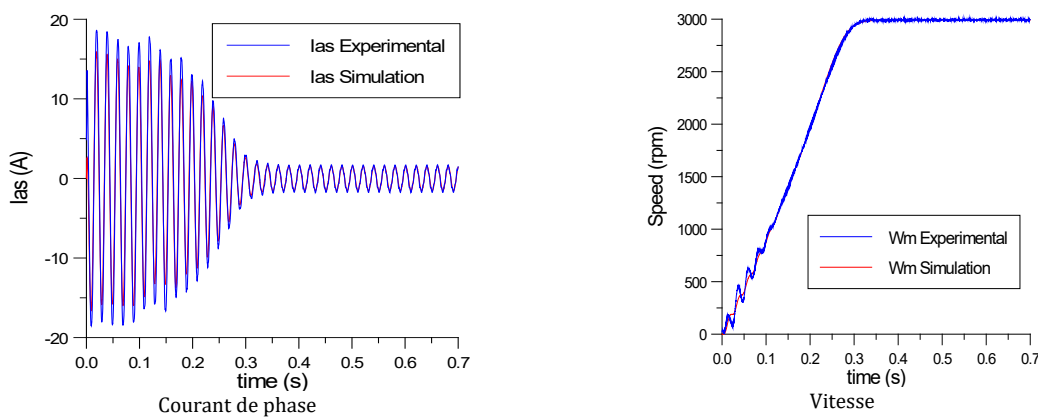


Figure 18. Résultat final après l'application des GA

Nous avons appliqué ces méthodes métaheuristiques entre autres pour l'identification des paramètres d'un modèle dq de MAS à partir de relevés expérimentaux [C15].

Au cours de l'optimisation, les paramètres sont ajustés par l'algorithme jusqu'à ce que les 2 courbes (relevé expérimental et celle issue du modèle simulé utilisant ces paramètres (Figure 17), coïncident sur l'ensemble de points, en privilégiant le régime permanent grâce à une fonction poids de type sigmoïde.

Les PSO peuvent aussi servir comme point de départ à une optimisation plus poussée, par exemple avec les GA (Figure 18) ou Newton-Raphson.

Nous avons aussi appliqué les PSO à l'optimisation dans le cadre du dimensionnement et de la gestion de la répartition de puissance d'une transmission planétaire électromagnétique d'un véhicule hybride. Ceci fait partie des objectifs de la thèse d'E. Gouda, 2011, que j'ai co-encadré.

Cette thèse fait suite aux études que j'avais menées sur la Toyota Prius 2 dans le cadre d'un contrat [C13] avec l'ADEME et d'autres partenaires sur les véhicules hybrides et leurs motorisations [C13], [A2].

Contrairement aux utilisations classiques de la transmission planétaire (train épicycloïdal) où l'un des 3 engrenages est statique, ce véhicule utilise cette transmission pour agir sur le train roulant à partir du moteur thermique, du moteur électrique MG2

utilisé en traction et du moteur électrique MG1 utilisé en générateur. Chaque moteur est lié à un des engrenages (soleil, porte satellites et couronne, Figure 19).

L'idée est de remplacer ce train mécanique par une transmission planétaire magnétique [C36] [A12] (*cité 230 fois*). Cela offre des avantages importants en termes de volume et de fiabilité. En effet, une transmission de couple sans contact ne s'use pas et lors d'un surcouple, le train glisse d'un pôle et ne casse pas. L'idéal est d'arriver à une structure qui intègre les 2 moteurs MG1 et MG2 [C36] dans les parties interne et externe du train magnétique (Figure 20).

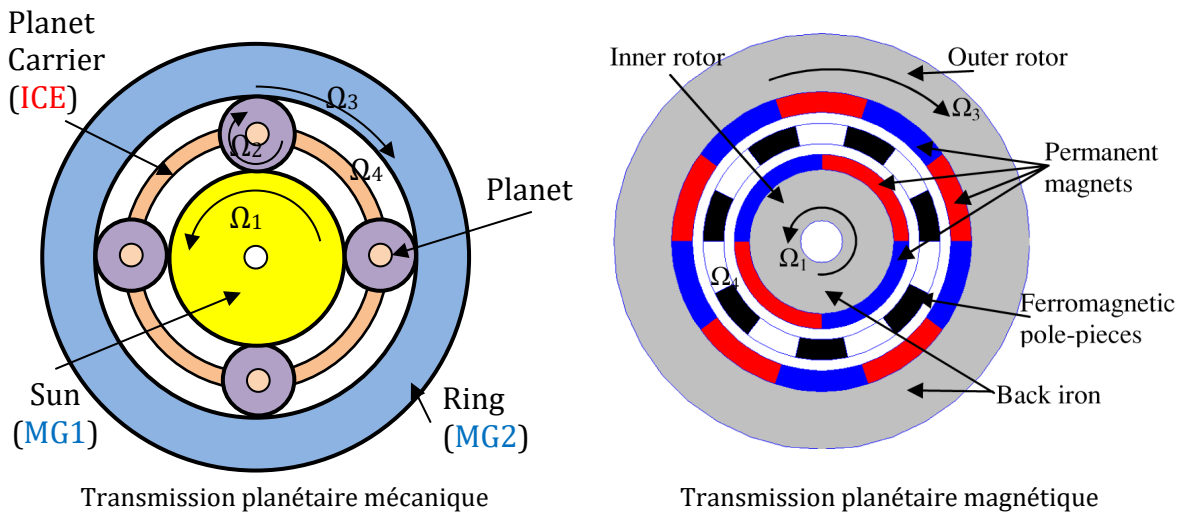


Figure 19. Transmissions planétaires pour véhicule hybride

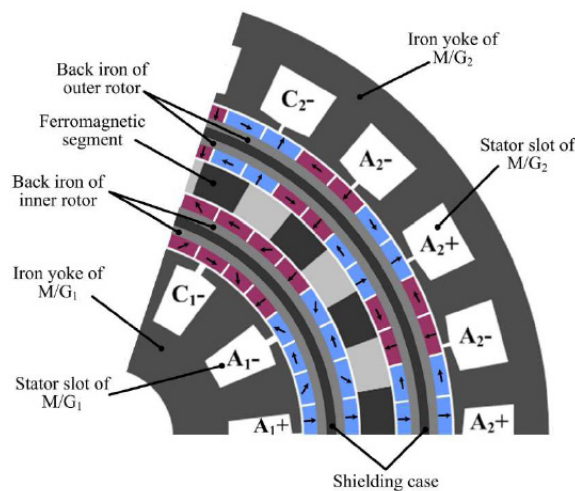


Figure 20. Transmissions planétaire magnétique active, avec moteurs intégrés

Nous avons entamé, depuis septembre 2008, avec mes collègues de l'équipe supraconducteurs du GREEN, un projet de réalisation d'un simulateur temps-réel (RTS) de réseaux électriques de puissance "open source" et à bas coût [C35]. Il permet de tester en HIL (Hardware In the Loop) un limiteur supraconducteur réel sur un réseau de puissance. Cette problématique fut abandonnée après mon départ en détachement mais j'y suis revenu par la suite, du moins sur l'aspect RTS-HIL sans la partie supraconducteur.

En Sept. 2009, j'ai donc rejoint la Faculté de Technologie de Tlemcen et le [Laboratoire d'Automatique de Tlemcen](#) (LAT), au sein duquel j'ai créé en 2010 et dirigé l'équipe "Commande des Systèmes Electrotechniques" (CSE). J'ai lancé des sujets de recherche autour des commandes non linéaires d'actionneurs électriques asynchrones sans capteur mécanique. Nous avons principalement exploré le backstepping control avec une stratégie de super-twisting [C42], [A18], [A19] pour améliorer la commande sans capteur de la MAS [C44], [A20] et la commande DTC [C49], [C50], [C51]. Cela représente les travaux de thèse de Doctorat de M. Horch, soutenue en 2018 et la continuité de ses travaux pour la DTC [A21], [A22].

Cette commande non linéaire est sensible aux paramètres du système et son implémentation expérimentale n'a pas donné de résultats satisfaisants par rapport à une commande classique par IP ou une commande par logique floue.

A travers un PNR (Véhicule Hybride Optimal) que j'ai monté en collaboration avec l'Université de Médéa et celle de Valenciennes, nous avons voulu explorer la problématique de la consommation d'énergie lors des trajets urbains et suburbains d'un véhicule thermique et hybride [C38], [C41].

Nous avons également exploré la réduction du nombre de capteurs de courant sur les systèmes commandés. Une coopération avec l'équipe de l'Université de Bejaia et le G2Elab a permis de mettre en œuvre et avec des validations expérimentales, de nouvelles techniques de reconstruction des courants de phase en temps réel [A15], [A16], [A17]. Nous les avons appliquées avec succès à une commande DTC de MAS (Figure 21) et à une commande par convertisseur matriciel direct (Figure 22).

L'idée est la synchronisation minutieuse des instants d'échantillonnage des ADC opérant à haute fréquence, avec la plage d'application des vecteurs nuls de tension sur une période MLI. Connaissant ainsi la configuration exacte des interrupteurs à l'instant de l'échantillonnage, on peut reconstruire le courant à partir d'un capteur commun à plusieurs phases globalement. Un soin particulier est nécessaire pour éviter les interférences électromagnétiques. Cette commande sera présentée plus en détail dans la partie du projet scientifique.

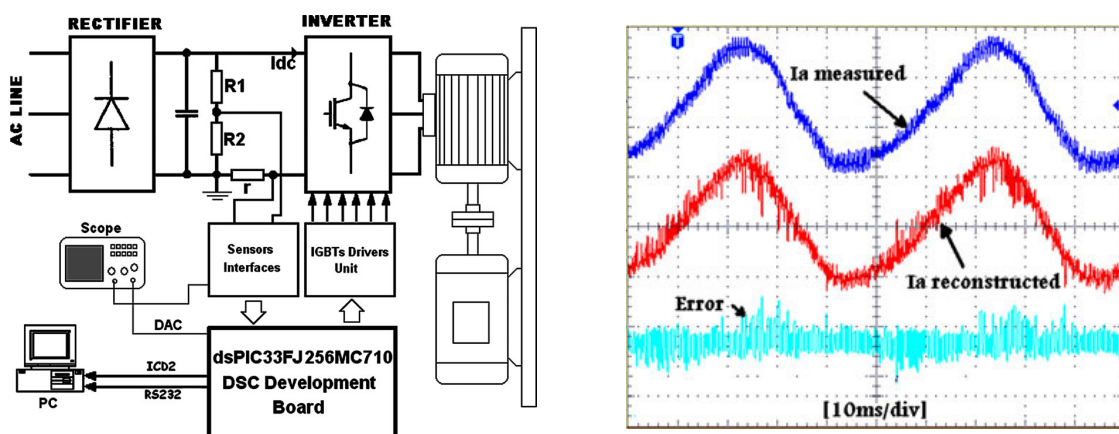


Figure 21. Commande DTC de MAS sans utilisation de capteurs de courant de phase [A15]

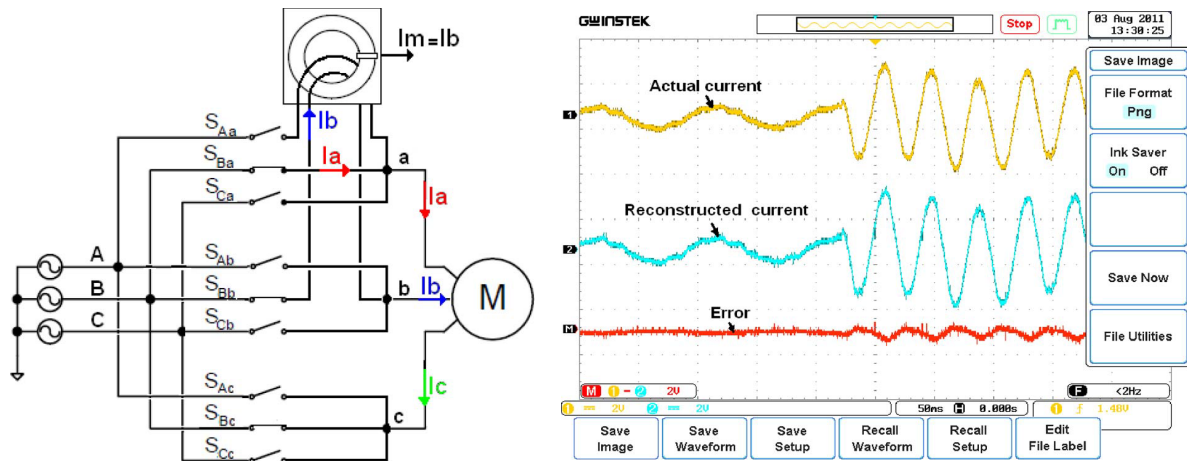


Figure 22. Reconstruction des courants de phase à partir d'un seul capteur de courant dans une commande SVM de MAS alimenté par convertisseur matriciel [A17]

Depuis 2013, suite à l'appel du gouvernement et la [DG RSDT](#) sur la sécurité et la transition énergétique, j'ai dû revoir mes thématiques de recherche et je me suis tourné vers les énergies renouvelables photovoltaïque et éolienne.

En effet, en Algérie, où la principale énergie primaire est le gaz, la crainte d'épuiser cette ressource fossile, a poussé les politiques à prendre la décision ambitieuse mais nécessaire, d'arriver à l'horizon 2030, à 40% d'énergies renouvelables, principalement l'énergie solaire, sur le total de production d'énergie. Cet objectif est encore loin d'être atteint et les pouvoir public doivent redoubler d'efforts pour s'en approcher. Les études, la recherche et la formation des diplômés en énergies renouvelables doivent être une priorité.

Rares sont les laboratoires algériens qui font de la validation expérimentale. Fort de mon [expérience au GREEN](#), je me suis investi dans l'étude et la réalisation de bancs d'essais éoliens et PV afin de pouvoir tester expérimentalement les lois de commande et de résoudre les problématiques y afférent.

La première partie, à base d'un banc de GADA (Génératrice Asynchrone à Double Alimentation ou DFIG : Double Fed Induction Generator), permet d'avoir un émulateur éolien (Figure 23), c'est-à-dire de remplacer l'éolienne par un système actif à base de MCC l'émulant et contrôlé par un bras de hacheur permettant de simuler des profils de vent variable. La MCC entraîne la GADA via un accouplement avec une puissance nominale de 1.5 kW. Ce banc (Figure 24) a permis de tester et de valider les résultats de simulation de la thèse de Z. Dekali, 2021, [A29], [A27], [A26], [A25], [C53], [C48], [C45].

L'intérêt de ce banc est que le rotor de la GADA (DFIG) est contrôlé via un onduleur triphasé avec la même carte dSPACE DS1104 qui contrôle le MCC (DCM) qui émule la turbine éolienne (WTE). Nous utilisons par ailleurs le 4^{ème} IGBT (bras de hacheur) de l'onduleur Semiteach de Semikron pour alimenter l'induit de la MCC d'entraînement (WTE). Ainsi, par la réécriture du firmware interne du DSP slave F240 de la DS1104 et par le partage du bus continu entre le MSC du rotor de la GADA et le hacheur de la MCC, nous avons pu réduire les coûts du bancs d'essais d'environ moitié prix. La synchronisation avec le réseau se fait non pas en utilisant une PLL mais avec un algorithme de détection de passage par zéro.

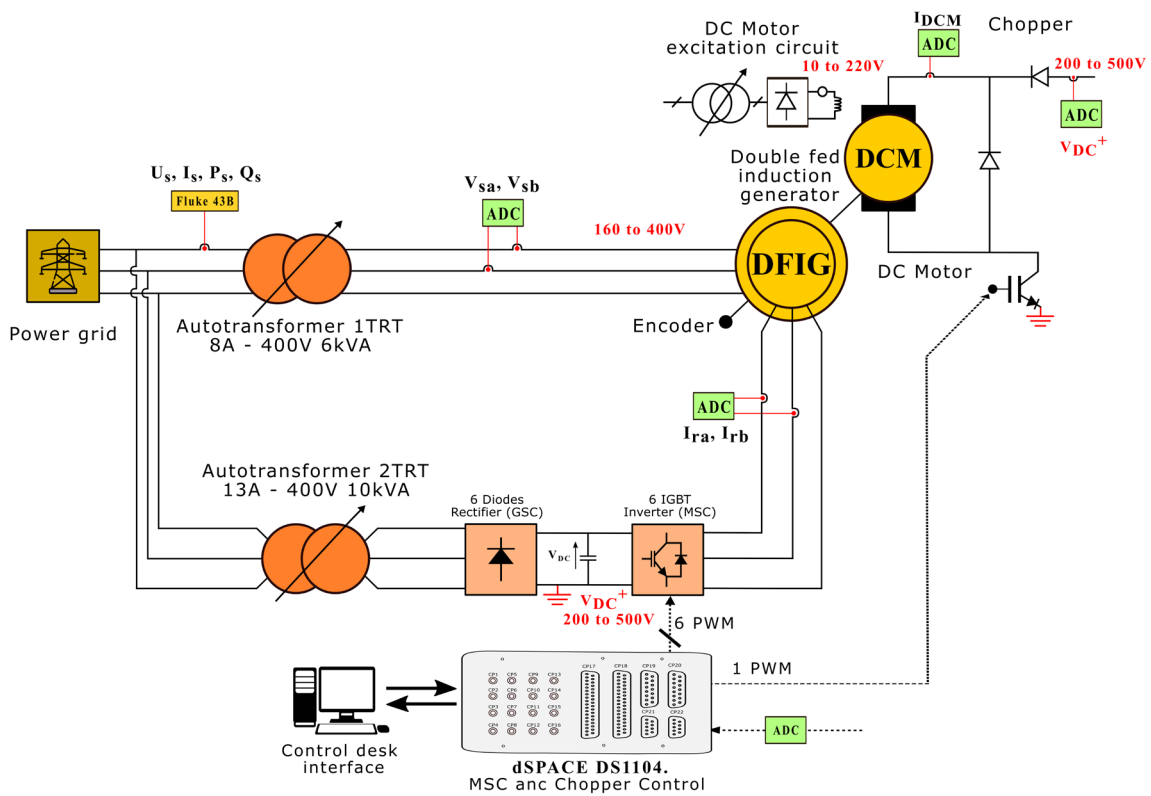
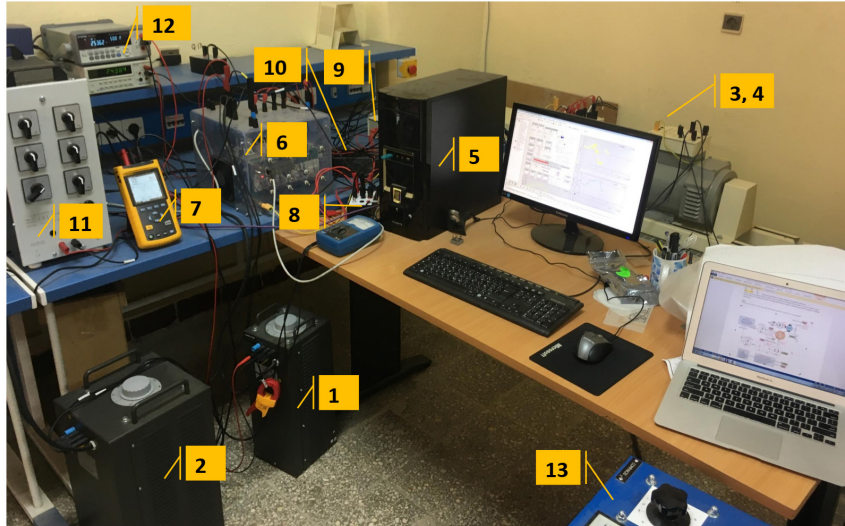


Figure 23. Schéma synoptique du banc du DFIG – WTE



- 1, 2 : Autotransformateurs
- 3, 4 : DFIG et DCM
- 5 : PC
- 6 : Redresseur PD6 et onduleur 6 IGBT+hacheur
- 7 : Fluke 43B Power Quality Analyzer
- 8, 9 : Interfaces de mesure
- 10 : Interface de connexion DS1104
- 11 : Charge
- 12 : Mesures Vs, Vdc
- 13 : Alimentation de l'excitation DCM

Figure 24. Photo du banc du DFIG – WTE : émulateur HIL de turbine éolienne et génératrice asynchrone à double alimentation, Laboratoire d'Automatique de Tlemcen

Nous pouvons opérer aussi bien en hypo ou hyper-synchrone car c'est la MCC qui absorbe la puissance générée par le rotor au-delà de la vitesse de synchronisme, comme elle ne peut pas remonter via le pont de diodes. La puissance produite par le stator est quant à elle renvoyée vers le réseau SONELGAZ via un autotransformateur.

Ce banc expérimental permet outre la commande vectorielle de la GADA, de commander l'émulateur éolien et d'appliquer les profils de vent que l'on souhaite imposer pour tester la génération d'énergie [C53].

https://youtu.be/RON5GmBg6kk?list=PLXYd8IyLhtrGcGafeWjq_vEM_VI4lvsuC

Nous pouvons appliquer des techniques de MPPT pour extraire le maximum de puissance et l'injecter au réseau ou pour suivre la consigne de l'opérateur système sur la puissance à injecter au réseau. Nous nous sommes aussi intéressés aux apports des contrôleurs non-linéaires appliqués à différents étages de ce système ainsi qu'au contrôle distribué de ces microcentrales par l'opérateur du réseau.

Les résultats et plus de détails seront présentés dans la partie du projet scientifique.

Après mon retour à l'ENSEM en février 2021, nous avons poursuivi notre travail sur les ER et la commande rapprochée des microcentrales (MPP) avec mes 2 doctorants qui ont soutenu (2021 et 2023) mais nous avons poussé vers des implémentations concrètes (TRL 6) notamment avec un projet LEAP-RE MG-FARM dans lequel notre apport est la déclinaison des commandes développées en recherche vers une mise en œuvre pratique et bas-coût à destination des fermes agricoles avec des projets pilotes en Algérie et au Maroc. Ces travaux sur les micro-réseaux nous permettent de nous rapprocher de nos collègues du LEMTA qui ont des problématiques communes mais plus axées sur les études de stabilité et de preuve de stabilité lors de la mise en connexion des micro-réseaux.

Parallèlement, nous avons repris la thématique "pure drive" dans le domaine de la haute vitesse, par l'utilisation d'onduleur à base de composants SiC et réexplorer la tolérance aux défauts par reconfiguration de la commande dans le cadre des machines multi-phases.

2. Encadrement doctoral et scientifique (*liste complète en annexe 2*)

J'ai encadré et co-encadré 6 thèses de doctorats soutenues (+2 thèses en cours), 3 thèses de magistères (algériennes), 2 DEA, une vingtaine de Masters à Nancy et à Tlemcen.

La notion de taux d'encadrement n'existe pas en Algérie. Je suis très impliquée dans les thèses que j'encadre et l'écriture des articles. Je privilégie la qualité de l'encadrement au cumul de nombre de thèses. Par ailleurs, l'aspect expérimental étant présent à chaque fois, cela allonge la durée moyenne des thèses, particulièrement en Algérie avec des difficultés à se procurer du matériel. Le montant de la bourse de thèse étant ridicule, plusieurs candidats abandonnent pour trouver un emploi.

3. Diffusion et rayonnement

• *Expertise (organismes nationaux ou internationaux)*

- Expert reviewer de projets ANR, 2023.
- Expert en énergie désigné de l'University de Tlemcen pour le PAUWES research program, 2015-2017.
- Expert auprès de la Direction Générale de la Recherche Scientifique et du Développement Technologique ([DGRSDT](#)) _équivalent de l'ANR, en Algérie_, 2010 – présent.
- Expert évaluateur des dossiers de coopération Algéro-Française Partenariat Hubert Curien (PHC TASSILI), 2020.

- **Activités éditoriales (expertises, responsabilités de collections...)**

- Associate Editor of the journal [Electrical Engineering](#), Springer Nature, 2023-
- Guest Editor MDPI [Electronics](#) Special Issue “Power Electronics in Smart Grid”, 2022-
- Membre du Editorial Board of the journal IJEEES International Journal of Electronics and Electrical Engineering Systems, 2021-, ISSN 2602-7437 (print) ISSN 2602-7429 (Online), <http://ijeees.com/index.php/editorial-boards>

Reviewer of international journals:

- [IEEE Trans.Transportation Electrification](#) 2022
 - [IEEE Trans. Industrial Electronics](#) 2017, 2014, 2011, 2010, 2008, 2006
 - [IEEE Trans. Industry Applications](#) 2024, 2022, 2018, 2013, 2012, 2011
 - [Electrical Engineering](#) 2025, 2024, 2023, 2022, 2020, 2019
 - [Engineering Applications of Artificial Intelligence](#) 2009, 2008
 - [Electric Power Systems Research \(EPSR\)](#) 2019, 2015
 - [IJEEES](#) 2018, RIGE 2009, [European Transactions on Electrical Power](#) 2007
 - MDPI [Electronics](#), [Energies](#), [Machines](#) 2024, 2023, 2022, 2021
 - [Mathematics and Computers in Simulation](#) 2023, 2022
- **Participation aux jurys de thèse et de HDR (hors établissement)**
 - Examineur de la thèse de Doctorat de Redha AGADI, *Smart Microgrids and Agriculture in the Global Energy Transformation Discourse: A Model for the Maghreb Countries*, TU Berlin, Berlin, 22 Octobre 2024.
 - Examineur de la thèse de Doctorat de Charles MUCHUNKU, *Reorienting and Recreating Firms in the Electrification Industry to Achieve Universal Electricity Access*, TU Berlin, Berlin, 22 Octobre 2024.
 - Examineur de la thèse de Doctorat de Ismail Abubakar JUMARE, *Design of Hybrid Power System with Policy and Regulatory Framework Formulation for Renewable Energy Intervention in Africa, Case Study of Nigeria*, Université de Tlemcen, 17 juin 2021¹.
 - Examineur de la thèse de Doctorat de Kamal NOUNOU, *Contrôle/Commande Résilient pour Systèmes Polyphasés Dédiés à la Propulsion Navale*, Ecole Militaire Polytechnique, 2 décembre 2020.
 - Examineur de la thèse de Doctorat de Mustapha HABIB, *Commande et Gestion d’Energie d’un Réseau Intelligent avec Fort Taux d’Intégration d’Energie Renouvelable et de Stockage*, USTHB, Alger, 9 juillet 2019.
 - Examineur de la thèse de Doctorat de Nabil TAIB, *Utilisation des Convertisseurs Matriciels dans les Systèmes de Production d’Energie*, Université de Bejaia, 4 avril 2012.
 - Examineur de la thèse de Magister de Khaldoune SAHRI, *Etude de Systèmes Électriques de Commande de Vol, de Démarrage et de Génération de Puissance pour*

¹ J’ai quitté l’Université de Tlemcen en janvier 2021

Application type « Avion Plus Électrique », Ecole Militaire Polytechnique, 16 mars 2010.

- Examineur de la thèse de Doctorat de Reza KIANINEZHAD, *Contribution à la commande des machines Asynchrones hexaphasées*, Univ. de Picardie JV, 10 mai 2006.
- **Participation aux jurys de thèse et de HDR (de l'établissement)**
 - Membre invité au jury de la thèse de Doctorat de Hassan BENARIBA, *Contribution à la commande d'un véhicule électrique*, Université de Tlemcen, 6 décembre 2018.
 - Examineur au jury d'**HDR** d'Abed MALTI, Université de Tlemcen, 19 septembre 2017.
 - Membre invité au jury de la thèse de Doctorat de Mourad LOUCIF, *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur*, Université de Tlemcen, 12 mai 2016.
 - **Président** du jury de la thèse de Doctorat de Mohammed Rida MOKHTARI, *Observation et Commande de Drones Miniatures à voilures tournantes*, Université de Tlemcen, 22 Octobre 2015.
- **Diffusion du savoir, responsabilités et activités (sociétés savantes, associations)**
 - **IEEE Senior Member**, Industrial Electronics Society member (14 years), Industry Applications Society member (4 years), Vehicular Technology Society (1 years)
 - Membre fondateur d'**IEEE DZ**, AG constituante le 12 déc. 2012 à l'USTO, Oran.
 - Membre fondateur de l'Association des Diplômés de l'Ecole Nationale Polytechnique, **ADEP**, représentant de la Wilaya de Tlemcen, 2013.
 - Membre de l'**AAGEE** : Association Algérienne de Génie Électrique et Électronique, 2017-, <http://www.aagee.dz>
- **Vulgarisation scientifique**
 - Code et explications : <https://baghli.com/dspace.php>
 - Chaîne **YouTube** personnelle : <https://www.youtube.com/channel/UCXz-fjR26wZPecy5eZCJa7g/videos>
- **Organisation colloques, conférences, journées d'étude**

Conference chair: Technical Chair, Website Chair:

 - International Conference on Advanced Electrical Engineering 2024, ICAEE 2024, <http://www.aagee.dz/icaee2024/committees.php>
 - International Conference on Advanced Electrical Engineering 2022, ICAEE 2022, <http://www.aagee.dz/icaee2022/committees.php>
 - International Conference on Advanced Electrical Engineering 2019, ICAEE 2019, <http://www.aagee.dz/icaee2019/committees.php>

Conference chair: Registration & Finance Chairs, Local Organizing Committee co-chair:

 - 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology, CEIT 2015, <http://baghli.com/ceit2015/committees.php>

Conference steering committee:

- Permanent Committee CISTEM, <https://cistem2024.sciencesconf.org/resource/page/id/3>
- 7th International Conference on Environment Friendly Energies and Applications 2022, EFEA 2022, <https://efeaconf.com/EFEA2022/committee.html>
- *Participation à un réseau de recherche, invitations dans des universités étrangères*
 - Guest speaker at First International Conference on Advanced Renewable Energy Systems (ICARES'22), Tipaza, Algeria, December 18-20, 2022, <http://udes.cder.dz/icares22/Plenary.speakers.html>
 - Guest speaker on "State of the art on μ C / DSC for Motor control and Internet of Things", ESSAT + IPB Portugal School workshop, 3-7 November 2019, ESSAT, Tlemcen, Algeria.
 - Guest speaker on "Towards a rational use of electrical energy", Doctoriales workshop, 4-5 December 2018, Univ. SBA, Sidi Belabes, Algeria.
 - Guest speaker on "Electrical and Hybrid Vehicles", Electric transportation workshop, 11 February 2015, EMP, Ecole Militaire Polytechnique, Algiers, Algeria.
 - Guest speaker on "Control of Electrical Machines", Electrical Engineering workshop, 17 May 2012, CUAT, Ain Temouchent, Algeria.
 - Guest speaker on "Sustainable Energy: Clean Transportation", ACRENA, 26-28 oct 2013, USTHB, Algiers, Algeria.
 - Guest speaker on "Hybrid and Electrical Vehicles, Now and Future", 26 June 2012, EFEA 2012, plenary session, Newcastle Upon Tyne, UK
 - Guest speaker in plenary session at Doctoriales USTHB 2011, 60 mn, Algiers, Algeria.
 - Guest speaker at EFEEA 2010, 45 mn [C36], Ghardaia, Algeria.
- *Membre de comité scientifique :*
 J'ai été membre de plus de **30 CS** de conférences internationales, voir https://baghli.com/organisation_conf.html :
 - International Conference on Advanced Electrical Engineering, 5-7 November 2024, Sidi-Bel-Abbes, Algeria, ICAEE 2024, <http://www.aagee.dz/icaee2024/committees.php>
 - 5th International Conference on Electrical Science and Technologies in the Maghreb, CISTEM 2024, 30 Oct-1 Nov 2024 Rabat, Morocco, <https://cistem2024.sciencesconf.org/resource/page/id/3>
 - 7th International Conference on Environment Friendly Energies and Applications, 4-6 November 2024, Lombok, Indonesia, EFEA 2024, <http://efeaconf.com/committee.html>
 - International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies" (ICASET), 2024, 27-29 April 2024, Hammamet, Tunisia, <https://attend.ieee.org/aset/committees-2/>
 - IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific, ITEC-AP2023, Nov 28-Dec 1, 2023, Chiang Mai, Thailand, <https://itec-ap2023.com/committee/>

- International Conference on Advanced Renewable Energy Systems (ICARES'22), Tipaza, Algeria, December 18-20, 2022, <http://udes.cder.dz/icares22/S.committee.html>
- 6th International Conference on Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems, IC-AIRES2022, Tamenrasset, Algeria, November 20-22, 2022, <https://icares.com/>
- 7th International Conference on Environment Friendly Energies and Applications, 14-16 Dec. 2022, Mauritius, EFEA 2022, <http://efeaconf.com/committee.html>
- International Conference on Advanced Electrical Engineering, 29-31 October 2022, Constantine, Algeria, ICAEE 2022, <http://www.aagee.dz/icaee2022/committees.php>
- Conférence internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb, Tunis, Tunisia, 26-28 October 2022, <https://cistem2022.sciencesconf.org/resource/page/id/21>
- Electrimacs 2022, 14th International Conference of TC-Electrimacs, 16-19 May 2022 Nancy, France, <https://electrimacs2022.sciencesconf.org/resource/page/id/33>
- 6th International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications, 24-26 March 2021, Sofia, Bulgaria, EFEA 2021, <https://cerdecen.wixsite.com/efea2021>
- International Conference on Advanced Electrical Engineering, 19-21 November 2019, Algiers, Algeria, ICAEE 2019, <http://www.aagee.dz/icaee2019/committees.php>
- The 1st Conference on Electrical Engineering, 22-23 April 2019, CEE 2019, <http://www.emp.mdn.dz/events/cee/committees.html>
- 5th International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications, 24-26 September 2018, Rome, Italy, EFEA 2018, <http://soe.northumbria.ac.uk/efea2018/committee.html>
- Conférence internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb, Algiers, Algeria, 28-31 October 2018, <http://www.usthb.dz/CISTEM2018/?q=node/8>
- The 3rd International Conference on Power Electronics and their Applications, 16-17 SEPTEMBER 2017, ICAADI 2017 and ICPEA 2017, <http://www.univ-djelfa.dz/icpea17/about>
- 10ème Conférence sur le Génie Electrique, Bordj El Bahri, 17-18 Avril 2017, CGE'10, http://www.emp.mdn.dz/event_cge10.php
- 9ème Conférence sur le Génie Electrique, Bordj El Bahri, 14-15 Avril 2015, CGE'09, <http://www.emp.mdn.dz/events/cge09/ComiteScientifique.htm>
- International Conference on Electric Science and Technologies in Maghreb, CISTEM 3-6 November 2014, <http://www.enicarthage.tn/CISTEM/index.php/committees>
- EFEA 2014, 3rd International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications, <http://soe.northumbria.ac.uk/efea2014/commitee.php>
- ICSC 2013, <http://lias.labo.univ-poitiers.fr/icsc/icsc2013/committees.php>
- CGE'08, 16-17 avril 2013, http://www.emp.edu.dz/Manif_Scientifique/CGE08/ComiteScientifique.htm

- ICEE 2012, http://www.usthb.dz/ICEE_12/spip.php?article7
- EFEA 2012, <http://soe.northumbria.ac.uk/efea2012/commitee.php>
- CGE 2011
- CIAM 2011
- ICEN 2010
- EFEEA 2010, <http://www.univ-medea.dz/committees/41-accueil/285-committees4>
- CGE 2009, http://www.emp.edu.dz/Manif_Scientifique/CGE06/ComiteScientifique.htm

4. Responsabilités scientifiques

- *Animation équipes de recherche (rôle, taille, composition, budget, dates)*
- Animateur de la thématique "Chaîne de Conversion électromécanique" du laboratoire GREEN regroupant **14 E-C** permanents ², 2023-
- Correspondant du laboratoire GREEN auprès de l'institut CARNOT Icéel, 2022-
- Directeur du [Laboratoire d'Automatique de Tlemcen](#), Université de Tlemcen, 2017-fev. 2021, date de mon retour, j'avais été réélu en 2020 pour encore 4 ans. Le Laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT) fondé par la décision N° 88 du 27 juillet 2000, comprenait, en 2019, **61 personnes** : 29 enseignants-chercheurs permanents, dont 4 PR, 1 DR et 6 MCA (HDR), 1 Ingénieur, 0 secrétaire et 31 doctorants, budget **5.46 M DZD**
- Fondateur et chef de l'équipe "Commande des Systèmes Electrotechniques" au [Laboratoire d'Automatique de Tlemcen](#), 2010 - déc. 2020. Une équipe de 6 EC et 12 doctorants en 2019
 - *Contrats de recherche évalués suite à appel à projet ou de gré à gré (l'organisme/partenaire, les dates, le rôle, les ressources financières et humaines)*

Projets de recherche en France (Fév. 2021 -) :

- [LEAP-RE H2020 No 963530, MG-FARM](#): Smart stand-alone microgrids as a solution for agriculture farms electrification, partners : Université de Lorraine _Leader_ (UL-LEMETA, **UL-GREEN**), IECORP, TU Berlin (TUB-WIP, TUB-EET), MEI, Université de Tlemcen (UT-LAT), CDER-UDES, Green Energy Park, International Univ. of Rabat, ENSAO, 04/2022 – 03/2025
budget 1.26 M €, 338 PM dont 3 PhD
Leader : UL, Montage : **L. BAGHLI** et S. Pierfederici
- Horizon Europe ME-ZRAATI, 2022, non retenu, 2.05 M€, **L. BAGHLI** UL-GREEN leader
- Horizon Europe UpGRID: Upskilling digitalisation knowledge towards flexible energy services and communities, soumis 2022, non retenu, 4 M€, **L. BAGHLI** UL co-leader

² Le laboratoire GREEN n'a qu'une seule équipe structurée en 2 thématiques

- PEPR-TASE : DC-Architect Concevoir les futurs réseaux de distribution en lien avec leur convertisseurs statiques, 5.6 M €, 04/2023 – 10/2028, **L. Baghli** UL-GREEN parmi 16 laboratoires
- PRIMA ANR, ME-ZRAATI: Micro-Réseaux pour une Agriculture Autonome et Écologique, soumis 09/2023, non retenu, 1.5 M€, **L. BAGHLI** UL leader
- H2020 No 875006, 30 partenaires dont GREEN – leader Safran Aircraft Engine IMOTHEP: Investigation and Maturation of Technologies for Hybrid Electric Propulsion, N. TAKORABET, S. MEZANI, L. BAGHLI, 48 mois, 2023 (ma partie)

Projets de recherche en Algérie (2010 – 2021) :

Projets DG RSDT :

- e-nefs: Emergency Ventilator control, <https://github.com/blotfi/e-nefs>, UT-LAT, resp. **L. BAGHLI**, 2020, 1.5 M DZD, 4 EC
- Réalisation et contrôle d'un essaim de microcentrales d'énergie renouvelable, UT-LAT, resp. **L. BAGHLI**, 2019-2022, 4.55 M DZD, 2 PR 4 doctorants

PRFU :

- Microcentrales électriques : étude, réalisation et gestion intelligente, A01L07UN130120180002, 2018-2022, LAT, resp. **L. BAGHLI**, 2PR 1MC 1MA 2doctorants

Projets Nationaux de recherche (PNR) :

- Véhicule Hybride Optimum, 19/D/5 Transports, CNERIB, resp. eq. UT-LAT **L. BAGHLI**, 2010-2013, partenaires : Univ. Médéa, UT-LAT, Univ. Valenciennes - LAMIH, SNVI, 1.5 M DZD, 5 EC 1 CR. http://lat.univ-tlemcen.dz/equipe_cse.php#VHO
- Simulateur temps réel des réseaux avec Power Hardware-in the loop (PHIL), 10/D/20 Technologies Industrielles, CDTA, resp. eq. UT-LAT **L. BAGHLI**, 2010-2013, partenaires : USTHB, UT-LAT, Univ. Laghouat, SONELGAZ- CREDEG, 1.5 M DZD, 5 EC 1 Ing.

Voir la rubrique **contrats et expertises (CI1 à CE4) en Annexe 1** pour les projets de recherche avec coopération d'industriels (1997-2015)

5. Autres

- Webmaster du GREEN 1999- 2008
- Webmaster du LAT 2010-2020, création du site web ad nihilo puis maintenance et mise à jour régulière jusqu'à mon départ, exemple <https://lat.univ-tlemcen.dz/articles.php>
- Animation de séminaires que j'ai instauré au niveau du laboratoire LAT où permanents et doctorants présentaient leurs travaux <https://lat.univ-tlemcen.dz/seminaires234.php>
- Séminaires, 40 mn, GREEN, mars 2021, mars 2024
- Contrats industriels : 8 (laboratoire) + 4 (expertises), voir Annexe 1

Responsabilités collectives et d'intérêt général

1. Présentation synthétique des responsabilités

Les responsabilités administratives autres qu'à caractère pédagogique concernent surtout ma carrière en détachement à l'Université de Tlemcen. Elles m'ont permises d'apporter mon expérience dans l'établissement de pratiques d'expertise scientifique, de déontologie, de gestion optimisée, d'informatisation des procédures et de transparence.

Le laboratoire LAT a été donné en exemple à plusieurs reprises tant au niveau local (UT) que national (DGRSDT). Ceci grâce à la qualité de son site web, de ses publications en qualité et en nombre ainsi qu'à leur affichage, la gestion budgétaire, les recherches actives de financement, les coopérations internationales, les projets soumis et acceptés...

Un aspect important concerne l'introduction de pratiques visant à améliorer l'équité de genre à tous les niveaux de gouvernance me concernant (jury, cheffe d'équipe de recherche, commission, Conseil Scientifique, CFD).

2. Responsabilités administratives

- **Responsable de la formation doctorale et HDR, Président du CFD Electrotechnique** à l'Université Aboubekr Belkaid – Tlemcen, 2018-2021.
Gestion du passage thèses classiques – thèses en parcours LMD
Organisation des concours d'accès à la thèse de doctorat
Evaluation des dossiers
Rédaction des sujets et corrigés
- Président (1 session) et membre (3 sessions) de Jury de recrutement de Maître Assistants à l'Université de Tlemcen

3. Responsabilités et mandats locaux ou régionaux

- Membre de la Commission de Spécialistes (CS) en 63^{ème} section de l'IUFM de Lorraine, Maxéville, 200x-2009.
- Membre de la Commission de Spécialistes (CS) en 63^{ème} section de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1, 2003-2009.
- Membre élu du Conseil Scientifique du Département (CSD) de la Faculté de Technologie de Tlemcen, 2013-2016.
- Membre du Conseil Scientifique du [Laboratoire d'Automatique de Tlemcen](#), 2010-2021.
- Membre de droit du Conseil Scientifique de la Faculté (CSF) de Technologie de Tlemcen, 2017-2021.

Projet scientifique

Ma carrière de chercheur, étalée sur de nombreuses années, m'a offert l'opportunité d'explorer divers domaines de recherche, aussi bien dans le domaine de la commande de machines que des énergies renouvelables. J'ai acquis une expertise substantielle dans la validation expérimentale et la mise en œuvre d'algorithmes de commande sur des systèmes de prototypage rapide et Power HIL, ainsi que sur des cibles industrielles à bas coût, telles que les DSC TI.

En tant que directeur et co-directeur de plusieurs thèses, j'ai adopté une approche pratique en programmant moi-même, en mettant en œuvre des expérimentations, en concevant des circuits imprimés, et même en soudant les composants. Cette démarche m'a permis de valider et de tester les méthodes de commande dans des situations réelles, reflétant ainsi mon engagement envers une recherche robuste et applicable.

En effet, l'approche que j'utilise et que j'ai hérité du Pr. A. Rezzoug est une approche basée sur la validation expérimentale et sur l'ingénierie.

De nombreux procédés peuvent produire d'excellents résultats en simulation mais échouent lorsqu'il s'agit de les appliquer concrètement. Nous avons également veillé à éviter les procédés excessivement complexes pour permettre une implantation raisonnable et garantir des conclusions significatives sur les performances obtenues.

L'aspect expérimental revêt une importance cruciale. Il nous permet de valider les méthodes issues de travaux théoriques et de simulations, tout en mettant en lumière d'éventuelles lacunes attribuables à une modélisation ou identification défailante. Bien que dans de nombreux cas, les résultats soient satisfaisants grâce à la régulation qui compense ces erreurs, il peut arriver que la méthode, une fois mise en œuvre, ne fonctionne pas du tout. Ainsi, l'expérimentation en laboratoire joue le rôle d'un garde-fou crucial avant de passer à l'étape d'industrialisation.

Nous allons présenter trois thèmes principaux que nous avons approfondis au cours des 25 dernières années, tous étroitement liés à la commande des convertisseurs électriques et électromécaniques. Il s'agit de la commande sans capteur, de la réduction de capteurs et des microcentrales et énergies renouvelables.

1. Commande sans capteur

C'est un domaine de recherche en commande de machines électriques qui a mobilisé pendant très longtemps la communauté scientifique et industrielle. On s'évertue surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. En effet, outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînement, il est fragile et onéreux.

On essaye donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse de la machine. Avec des moyens de calcul numérique de plus en plus puissants, des méthodes dont l'implantation était impossible il y a quelques années, deviennent réalisables sur des DSC (Digital Control Processor) de faible coût.

On trouve maintenant dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes sans capteurs mécaniques. Nous nous sommes intéressés en grande partie à celles qui peuvent s'utiliser dans le cadre d'une commande vectorielle de la machine asynchrone mais également à celles de la machine synchrone [A24], [A36].

Des articles généraux sur l'état de l'art ont déjà fait l'objet de nombreuses publications et qui se retrouvent cités dans mes travaux de thèse [J1] et celles de mes doctorants notamment I. Al-Rouh 2004 et M. Horch 2018 ainsi que dans mes articles [D4], [A4], [D6], [C23], [A9], [A19], [C44], [A20].

Nous avons également travaillé sur la réduction des capteurs de courants, sur leur fiabilité et la reconfiguration de la commande en cas de défaut de capteur [C18], [A15], [A16], [A17], [C62].

On peut classer les méthodes de commande vectorielle de MAS sans capteur mécanique en plusieurs familles :

Méthodes à base d'estimateur

A partir des équations d'état de la machine, on peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la vitesse. Cependant, afin d'avoir un contrôle vectoriel performant, il convient de ne pas utiliser la vitesse ainsi estimée pour reconstruire l'angle θ_s . Une meilleure façon de faire est d'implanter une commande vectorielle directe qui ne repose pas sur la connaissance de la pulsation de glissement et de la vitesse pour calculer l'angle de la matrice de rotation.

On estime cet angle à partir des composantes α et β du flux, dans le cas d'une orientation du flux statorique, on a :

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\varphi_{\beta s}}{\varphi_{\alpha s}} \right) \quad \text{Eq. 1}$$

Toute la difficulté est dans l'estimation des flux car on utilise les courants mesurés et les tensions d'alimentation de la machine, on reconstitue les f.e.m. puis les flux :

$$\begin{aligned} \varphi_{\alpha s} &= \int (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{\beta s} &= \int (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt \end{aligned} \quad \text{Eq. 2}$$

On peut aussi opter pour une orientation du flux rotorique, mais cela introduit des paramètres supplémentaires pour l'estimation $\left(\frac{L_r}{M}, \sigma L_s \right)$.

On préfère ainsi, en commande directe, un schéma d'orientation du flux statorique, plutôt que rotorique.

Trois problèmes subsistent encore, le premier est dû à la résistance statorique dont la valeur varie avec la température et la fréquence, le second est celui de l'utilisation des références de tension puisqu'une mesure des tensions utilisées s'avère compliquée à cause du hachage de la MLI et donc on utilise les références de tension, enfin le troisième, et non des moindres, est celui de l'intégration effectuée en boucle ouverte. En effet, surtout à basse vitesse, le moindre décalage (offset) sur les signaux va lui aussi être intégré. Il donne lieu à une rampe qui s'ajoute à l'allure sinusoïdale des flux et rend ce signal inutilisable pour le calcul de θ_s qui constitue le cœur même de toute commande

vectorielle.

Méthodes à base d'observateurs,

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système.

En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gain pour corriger l'erreur sur l'estimation.

Si le système à observer est déterministe alors le reconstituteur d'état est appelé observateur. Le plus connu et le plus simple est l'observateur de Luenberger. Dans le cas contraire, lorsque le système est stochastique, on parle de filtre de Kalman.

Dans le cas de la machine asynchrone, les équations de la machine dans le repère fixé au stator sont :

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} p \Omega \\ 0 & \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} p \Omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -p \Omega \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & p \Omega & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

Eq. 3

avec comme vecteur d'état $X = [I_{ds} \ I_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr}]^t$, on voit bien que l'on est confronté à un système non-linéaire variable.

On peut utiliser l'observateur, tel quel, en lui fournissant la vitesse comme la sortie d'un correcteur PI dont l'erreur est basée sur la différence entre les courants estimés et ceux mesurés, à la manière d'un MRAS.

Une autre manière de procéder est de considérer le système réellement comme non-linéaire et de prendre comme variable d'état supplémentaire la vitesse. Dans ce cas, on dispose d'un observateur de Luenberger étendu (ELO).

Nous avons implanté des observateurs d'ordre complet et réduit en simulation et même expérimentalement, mais le problème qui se pose concerne les signaux de tensions avec lesquels on attaque l'observateur. Sur une période de 200 μ s, nous ne disposons que d'une seule mesure de courant, qui correspond à la valeur instantanée du courant à cet instant. Or les tensions que l'on envoie à l'observateur sont celles issues des régulateurs de courant. Elles correspondent au mieux aux valeurs moyennes des tensions appliquées à la machine sur deux périodes de MLI. Les résultats qui en découlent sont relativement corrects en ce qui concerne les flux, mais pour une estimation de la vitesse à l'aide de ces grandeurs reconstituées et pour son utilisation dans le contrôle vectoriel (bouclage interne en commande sans capteur de vitesse), les résultats ne donnent pas satisfaction pour une réponse rapide du système.

Commande directe du couple (DTC)

La commande directe de couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs.

Suivant un découpage angulaire en six zones, on détermine la position de ce vecteur dans le repère (α_s, β_s) fixé au stator.
On maintient le vecteur flux proche de sa valeur de référence (Figure 27).

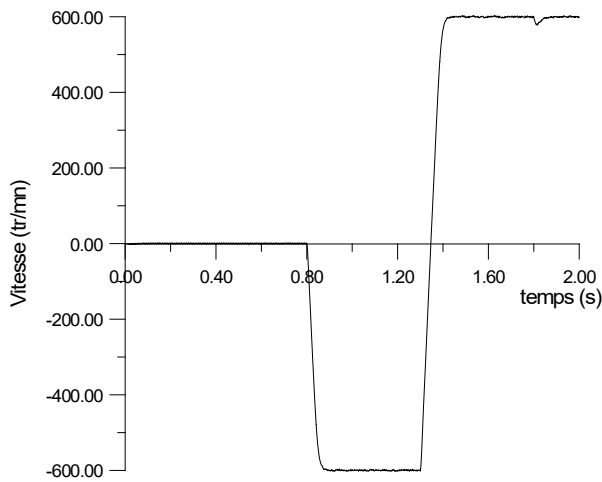


Figure 25. Evolution de la vitesse (DTC)

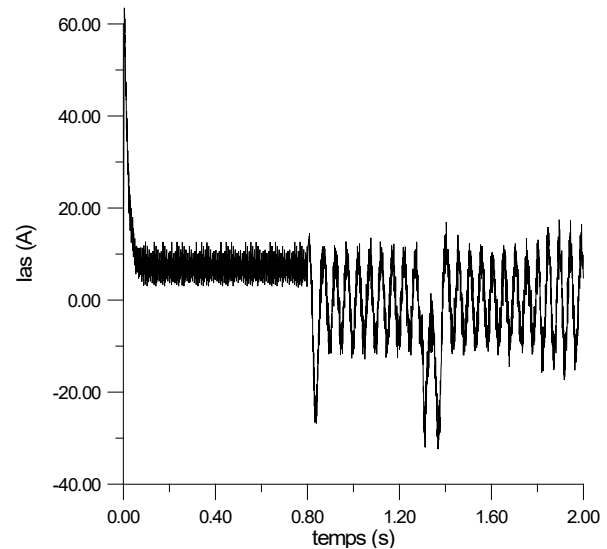


Figure 26. Evolution du courant I_{as} (DTC)

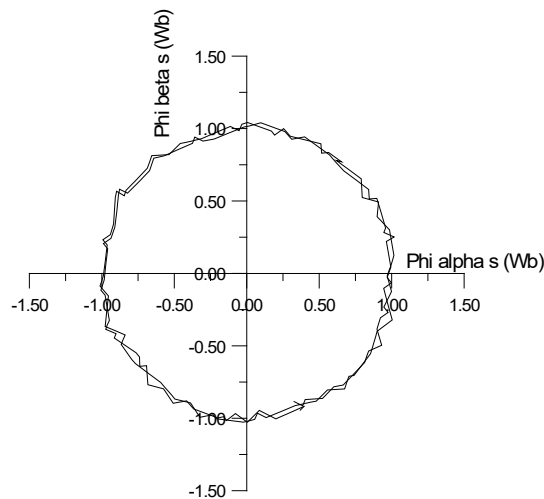


Figure 27. Trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique dans le repère (α_s, β_s) lié au stator

Comme on le remarque sur le régime de régulation de vitesse en mode de commande DTC présentée dans les Figure 25 à Figure 27, la vitesse de référence est imposée à -600 tr/mn, puis à 600 tr/mn, et à $t=1,8$ s, une charge de 20 Nm est appliquée. Contrairement à la commande vectorielle, la DTC ne comporte ni régulation ni limitation de courant, ce qui peut entraîner un fort appel de courant lors de l'établissement du flux, nécessitant des précautions particulières.

Les transitoires en couple peuvent être rapides mais sont souvent masqués par l'appel instantané de courant. Des problèmes surviennent lors de mauvaises conditions initiales

au démarrage, provoquant une trajectoire circulaire non centrée sur le zéro du flux de la machine. En comparaison, la commande vectorielle gère ces situations sans difficulté. La DTC offre l'avantage d'une transition facile en mode pleine onde à haute vitesse, adapté notamment à la traction ferroviaire.

Cependant, le même problème se pose à nouveau, à savoir une difficulté à obtenir des signaux corrects de flux dans le repère statorique pour connaître son module et savoir dans quel secteur de commutation l'on se trouve et quels sont les interrupteurs à commuter.

Nous aborderons en détails, dans le cadre de la DTC, certaines techniques pour la réduction de capteurs, dans la partie du projet scientifique (page 77).

Système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS)

Le MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence) est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse.

Le MRAS le plus courant se base sur les modèles tension et courant de la machine asynchrone écrits dans le repère statorique.

Le modèle de référence (tension) est représenté par :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{arv}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s} - \sigma L_s \frac{dI_{\alpha s}}{dt} \right) \\ \frac{d\varphi_{\beta rv}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(V_{\beta s} - R_s I_{\beta s} - \sigma L_s \frac{dI_{\beta s}}{dt} \right) \end{cases} \quad \text{Eq. 4}$$

Le modèle adaptatif (courant) est lui décrit par :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{\alpha ri}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \varphi_{\alpha ri} - p\hat{\Omega} \varphi_{\beta ri} + \frac{M}{\tau_r} I_{\alpha s} \\ \frac{d\varphi_{\beta ri}}{dt} = p\hat{\Omega} \varphi_{\alpha ri} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{\beta ri} + \frac{M}{\tau_r} I_{\beta s} \end{cases} \quad \text{Eq. 5}$$

L'erreur destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé :

$$e = \varphi_{\alpha ri} \varphi_{\beta rv} - \varphi_{arv} \varphi_{\beta ri} \quad \text{Eq. 6}$$

À l'examen de ces équations, il devient évident que nous serons confrontés aux problèmes d'intégration en boucle ouverte. De nombreux auteurs (Holtz, 1993; Ilas et al., 1994), suggèrent l'utilisation de filtres passe-bas en remplacement des intégrateurs purs. Le choix de la fréquence de coupure doit être fait avec soin, car elle définit le seuil de vitesse, ou plutôt de pulsation statorique, en dessous duquel la commande ne peut plus fonctionner correctement. Bien que le système puisse continuer à fonctionner si une inversion de vitesse s'opère rapidement, le contrôle est perdu si l'on reste trop longtemps à une très basse vitesse, voire à l'arrêt. Le système est non observable à pulsation statorique nulle.

Il y a eu bien des variantes de MRAS, par exemple, l'observation de l'énergie réactive instantanée plutôt que d'utiliser le flux rotorique, ce qui permet de s'affranchir de la résistance statorique dans sa formulation.

Il y a aussi d'autres formes associées comme l'utilisation des observateurs adaptatifs à grand gain (Tir et al., 2024) ou des observateurs super-twisting (Ammar et al., 2024). Ce sont des recherches qui sont toujours d'actualité

En fin de compte, la même problématique persiste à basse vitesse, d'où l'utilisation, dans certaines applications, de filtres passe-bas au lieu d'intégrateurs purs. Il convient également de prendre en compte la question de la convergence (stabilité et rapidité) de l'estimation, ainsi que de sa dépendance à l'égard des paramètres de la machine, en particulier en ce qui concerne le modèle de référence.

Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur stochastique utilisé pour déterminer la matrice de gain optimale, minimisant les bruits sur les mesures et l'incertitude sur les états du système. Il est particulièrement efficace lorsque les sources de bruit génèrent des bruits blancs, gaussiens et non corrélés. Une version étendue, appelée le filtre de Kalman étendu (EKF), est également disponible pour les systèmes non linéaires, à l'instar de l'ELO.

Le filtre de Kalman est capable de fournir une estimation optimale de l'état du système en combinant les informations provenant du modèle dynamique du système et des mesures réelles. Il est particulièrement puissant dans le cas où les mesures sont bruitées, et il a la capacité de s'adapter à des systèmes dynamiques complexes.

Les ajustements dans le filtre de Kalman se font principalement sur les matrices de covariance R et Q, puisque la matrice de gain est prédéterminée par l'algorithme du filtre. Toutefois, ces ajustements peuvent entraîner un écart par rapport aux réglages optimaux, en particulier dans le cas du filtre étendu.

Il est noté que le filtre de Kalman étendu peut introduire un biais dans l'estimation, contrairement à l'ELO qui ne génère pas d'erreur statique. Ce biais peut être corrigé en estimant la résistance rotorique. En revanche, le calcul nécessaire au filtre de Kalman est lourd, impliquant, entre autres, une inversion de matrice, ce qui peut entraîner des temps de calcul prohibitifs particulièrement pour des DSC bas-coûts.

Les Figure 28 et Figure 29 illustrent une simulation effectuée avec une version de mon logiciel MASVECT intégrant un filtre de Kalman étendu. Les signaux issus du filtre ne sont pas utilisés pour la mise en œuvre de la commande vectorielle, mais pour observer la vitesse et montrer l'impact d'une période d'échantillonnage du filtre trop grande (500 μ s) et le fait d'ajouter une estimation du couple résistant statique pour accélérer la convergence des estimations.

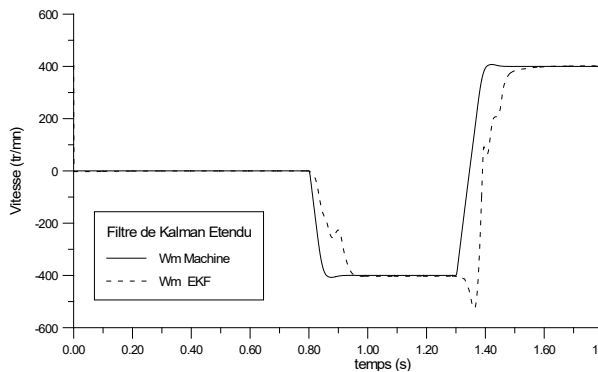


Figure 28. Evolution de la vitesse, EKF d'ordre 5

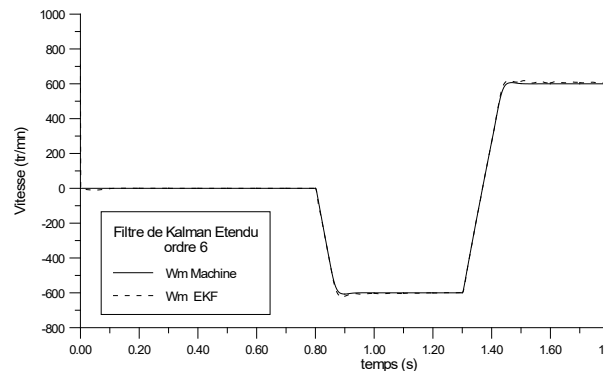


Figure 29. Evolution de la vitesse, EKF d'ordre 6

Un des problèmes des filtres de Kalman étendus, est de régler les matrices R et Q . Elles correspondent à la confiance accordée aux mesures et aux équations d'état. De plus, le temps de calcul nécessaire pour exécuter l'algorithme constitue également un obstacle à l'implantation de cet estimateur sur des microcontrôleurs ou des processeurs peu puissants.

Citons également l'Unscented Kalman Filter (UKF) qui est une amélioration de l'Extended Kalman Filter (EKF), et qui résout les limitations de l'EKF dans l'estimation non linéaire (Wan and Van Der Merwe, 2000). Contrairement à l'EKF, qui linéarise analytiquement, l'UKF utilise une approche d'échantillonnage déterministe avec des points sigma. Ces points capturent la distribution réelle, offrant une estimation plus précise de la moyenne et de la covariance après propagation non linéaire. Julier et Uhlman (Julier and Uhlmann, 2004) ont démontré ses avantages dans le contrôle non linéaire. Malgré cette amélioration, la complexité calculatoire de l'UKF reste similaire à celle de l'EKF.

Techniques "intelligentes" de commande sans capteur

Au cours des dernières années, de nouvelles approches de contrôle axées sur "l'intuition" et le "jugement" ont émergé, connues sous le nom de "contrôle intelligent" (IC). L'objectif principal des chercheurs était de développer des contrôleurs simples, adaptatifs et performants, permettant la reproduction des dynamiques d'un système complexe non linéaire uniquement à partir de ses entrées/sorties, sans nécessiter de modèle structurel. Ces contrôleurs peuvent exprimer des objectifs difficiles à formaliser mathématiquement, marquant ainsi une évolution dans les approches de contrôle traditionnelles.

Parmi les techniques les plus couramment utilisées dans ce domaine figurent la logique floue et les réseaux de neurones.

On peut identifier deux catégories de ces approches :

Premièrement, il existe des méthodes qui intègrent des contrôleurs flous, neuronaux ou neuro-flous dans un schéma de commande où l'estimation de la vitesse est réalisée par des procédés conventionnels déjà mentionnés (Vas, 1995). Cependant, il n'est pas toujours évident que l'utilisation de tels régulateurs démontre leur supériorité par rapport à des régulateurs conventionnels bien ajustés. Dans de nombreux cas, un contrôleur classique est largement suffisant pour accomplir les tâches requises. Nous en avons apporté la preuve durant notre thèse de Doctorat [J1]. Ce qui suscite l'intérêt, c'est

plutôt la possibilité, avec un contrôleur intelligent, d'incorporer des connaissances d'expert [A1]. De plus, le réglage et la mise au point de ces correcteurs suivent une approche différente par rapport aux régulateurs classiques.

La deuxième catégorie concerne les approches où les estimations de vitesse sont réalisées à l'aide de ces techniques. Cela se fait principalement au moyen de réseaux de neurones, dont la capacité d'apprentissage leur permet de reproduire le fonctionnement du système en créant un modèle inversé.

Devant la puissance de calcul réduite et la forte dépendance du set d'apprentissage qui est souvent limité, ces méthodes ont donné des résultats mitigés.

Elles vont cependant connaître un nouvel essor avec les techniques récentes de l'IA et du deep learning puisque les opérateurs majeurs (Google, Facebook, Amazon-AWS) ouvrent leurs plateformes et proposent même des frameworks (TensorFlow, PyTorch) spécialisés dans le deep learning. On retrouve aussi des versions open source comme Keras. Nous souhaitons creuser cette voie dans le futur.

Dans nos différents travaux de recherche nous avons développé principalement deux méthodes, l'une est née durant mes travaux de thèse et l'autre durant mes travaux d'encadrement. Les expérimentations ont été conduites sur un banc expérimental représenté par le schéma synoptique de la Figure 30.

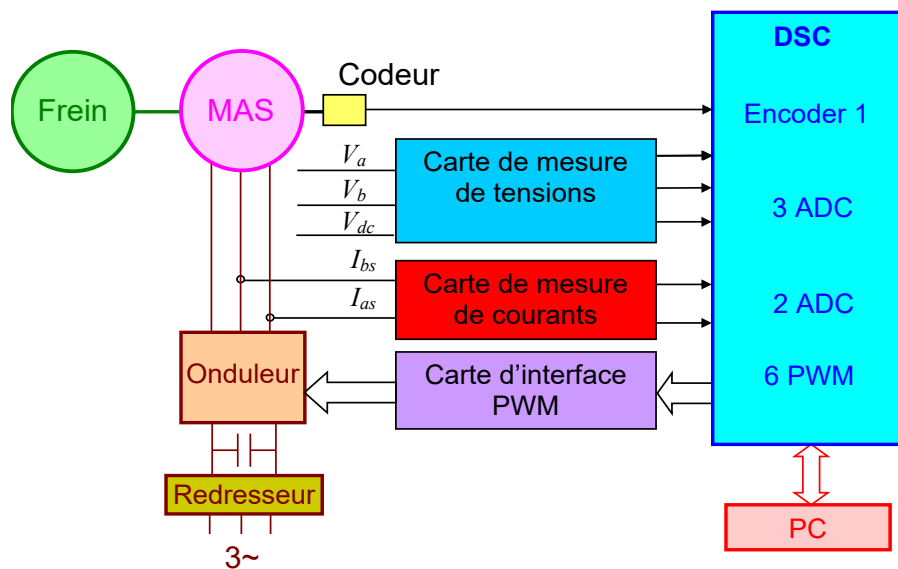


Figure 30. Schéma synoptique du banc expérimental

Estimateur à élimination d'offset

La première méthode est basée sur une estimation du flux statorique et sera naturellement utilisée pour une commande DSFO.

Tout d'abord, avant de procéder à une commande en vitesse, il faut déjà obtenir une commande en couple performante. Si l'on désire avoir une commande vectorielle en régulation de couple qui se passe de la mesure de vitesse, il est clair que c'est vers une commande directe plutôt qu'indirecte que l'on va se tourner.

Vient alors le choix du flux à orienter. En vérité, c'est le système d'axes d-q tournant au synchronisme que l'on oriente de manière à faire porter entièrement le flux choisi sur

l'axe d. Dans le cas d'une commande indirecte (Figure 31), on préfère une commande vectorielle par orientation du flux rotorique à cause du haut degré de découplage entre les deux axes qu'elle procure quand les paramètres dans la formule de calcul du glissement sont corrects.

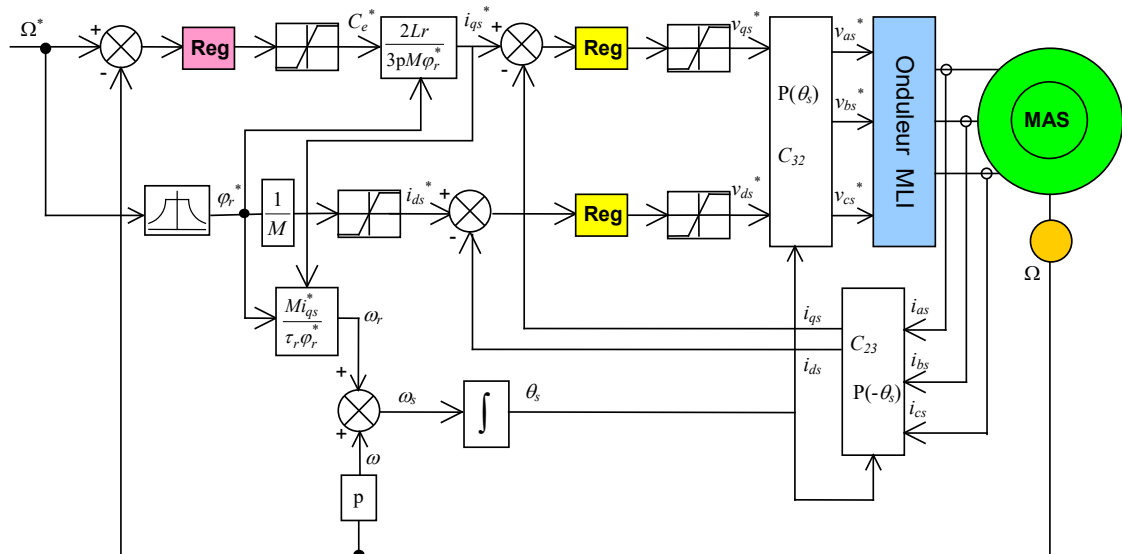


Figure 31. Schéma de régulation de vitesse de MAS en IRFO

Pour une commande directe, la solution d'orienter le flux statorique paraît plus intéressante. L'angle de la transformation de Park est obtenu directement à l'aide des flux statoriques.

$$\theta_s = \frac{\varphi_{\alpha s}}{\varphi_{\beta s}} \quad \text{Eq. 7}$$

L'estimation du flux statorique est plus robuste car elle introduit moins de paramètres de la machine. Elle est plus efficace, en termes de gestion de tension statorique, fort appréciable en régime de défluxage.

La stabilité n'est pas en reste. On peut montrer que, dans le cas du DRFO (commande Directe par Orientation du Flux Rotorique), en régime permanent, le couple de décrochage varie avec l'erreur sur la connaissance de l'inductance de fuite et de l'inductance rotorique. Alors que dans le cas d'une commande directe par orientation du flux statorique (DSFO), ce couple de décrochage n'est pas fonction de l'erreur de ces estimations. Il est alors plus facile de fixer la limite sur la référence du couple afin d'assurer la stabilité.

Du point de vue dynamique, la commande DRFO fait intervenir le terme de l'inductance de fuite dans l'estimation du flux rotorique. Cette estimation se retrouve dans la boucle de retour du système. Or les performances d'un système fonctionnant en boucle fermée dépendent essentiellement de la qualité du signal de retour. Le DSFO utilise, lui, comme signal de retour le flux statorique dont l'estimation est plus précise que ne l'est celle du flux rotorique.

En conclusion, il apparaît naturel de choisir le flux statorique dans le cas d'une commande vectorielle directe.

L'utilisation d'un estimateur simple du flux se heurte cependant à un problème majeur ; l'intégration en boucle ouverte. En effet, afin d'obtenir le flux statorique, il convient de procéder au calcul suivant :

$$\begin{aligned}\varphi_{\alpha s} &= \int (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{\beta s} &= \int (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt\end{aligned}\tag{Eq. 8}$$

L'existence d'un offset, aussi petit qu'il soit, génère une rampe qui vient s'ajouter au signal flux. Cet effet est désastreux en commande puisque ces signaux ne conviennent plus pour calculer l'angle θ_s de la transformation de Park.

On voit également apparaître, dans la reconstitution de la force contre-électromotrice, la résistance statorique.

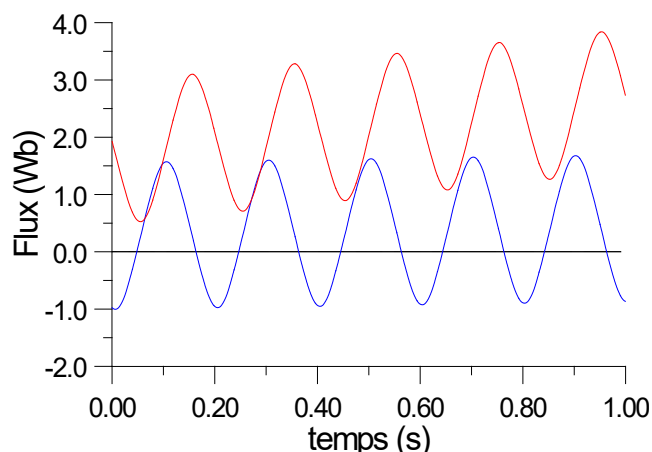


Figure 32. Problème d'intégration en boucle ouverte (relevé expérimental)

Ce problème est extrêmement important. On peut procéder au calibrage des convertisseurs A/N à chaque fois que le système est mis en route. Ces convertisseurs sont tout d'abord lus des centaines de fois alors que le système n'est pas encore activé. La valeur moyenne ainsi obtenue est utilisée comme offset et elle est retranchée de la mesure pendant la marche normale.

Les problèmes d'offset et de quantification constituent le maillon faible de cette intégration en boucle ouverte. Au bout d'un certain temps de fonctionnement du contrôle, le terme continu intégré peut devenir très grand jusqu'à arriver à la limite de représentation numérique du calculateur utilisé. Généralement, le système se réinitialise de lui-même générant néanmoins un à-coup de couple.

Il arrive également, si les valeurs d'offset sont mal identifiées ou si elles ont changé au cours du fonctionnement, que les signaux des flux aient une allure sinusoïdale mais avec une valeur moyenne qui dérive dans le temps.

D'autres auteurs utilisent des filtres passe-bas, simples (Holtz, 1993; Hurst et al., 1998) ou multiples, en cascade (Bose et al., 1995), avec une fréquence de coupure très faible au lieu d'intégrateurs purs afin de diminuer la sensibilité aux faibles vitesses.

La méthode que nous avons proposée découle de l'observation qu'en régime permanent, les composantes $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ du flux statorique sont sinusoïdales et déphasées de 90° . Nous

avons développé un algorithme visant à suivre les signaux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ sur une fenêtre glissante de cinq valeurs, permettant d'y repérer le minimum et le maximum. La correction s'opère sur l'un des signaux, et vice versa, tous les quarts de période, réduisant ainsi considérablement la dérive des signaux.

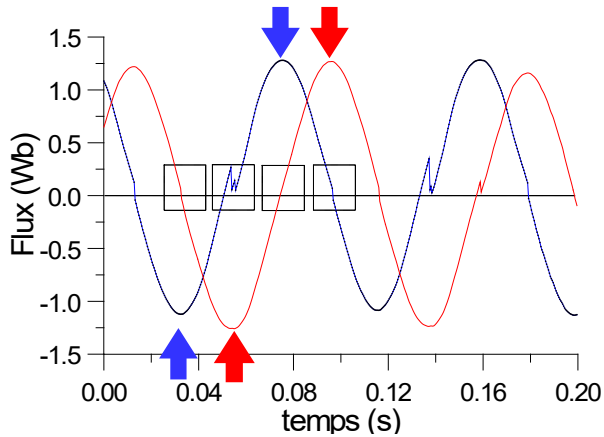


Figure 33. Signaux expérimentaux des flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ quand les offsets ne sont pas ajustés

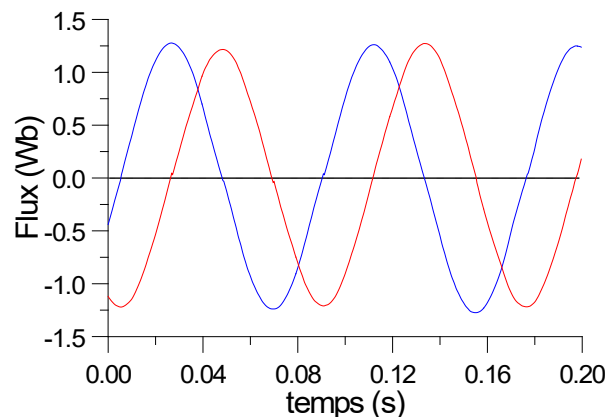


Figure 34. Signaux expérimentaux des flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ après que les offsets auto-ajustables aient atteint leurs valeurs nominales

La Figure 33 illustre le fonctionnement de l'algorithme de compensation d'offset. À chaque quart de période, une correction est appliquée, diminuant fortement la dérive des signaux. Lorsqu'un des signaux atteint un extremum, l'autre doit être à zéro. La valeur qu'il a alors correspond à son offset, que l'on retranche. Ces corrections s'opèrent tous les quarts de période, mais des changements brutaux et significatifs sur l'angle θ_s issu du calcul peuvent être observés.

De plus, après le calcul de l'angle de la transformation de Park et de la pulsation statorique, l'offset à éliminer en amont sur les signaux des f.e.m. est estimé et ajusté plus lentement que celui des flux. Cette approche permet de diminuer les corrections brutales sur les signaux des flux, réduisant ainsi les perturbations sur l'angle θ_s . Après la convergence des offsets vers leurs valeurs nominales, les flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ adoptent la forme représentée par la Figure 34. Ces offsets sont limités pour éviter des corrections inefficaces en cas de blocage du système. De plus, les corrections sont suspendues pour les échantillonnages suivant l'ajustement afin d'éviter des oscillations indésirables.

Dan (Hurst et al., 1998), les auteurs utilisent une commande DRFO basée sur une estimation du flux statorique. Leur méthode de détection est basée sur le suivi du passage par zéro des signaux flux. La correction s'opère sur l'extremum du flux en lui ôtant sa valeur moyenne pic-à-pic. Par rapport à celle que nous proposons, cette méthode est sujette à une erreur sur la détection du "vrai" passage par zéro dans le cas où le flux comporterait un offset.

La machine asynchrone de 5.5 kW sur laquelle nous avons travaillé (Figure 35 dispose d'enroulements supplémentaires disposés en quadrature au stator, à proximité de

l'entrefer [J1]. Le but de ces enroulements est de se passer de la connaissance de la résistance statorique et d'accéder directement aux f.e.m. de la machine à des fins de commande.

Ces derniers permettent de mesurer directement la f.e.m. de la machine :

$$\begin{aligned} E_{\alpha s}[n] &= Factor_{\alpha s} \cdot E_{\alpha s\ mes}[n] - Offset_{\alpha s} \\ E_{\beta s}[n] &= Factor_{\beta s} \cdot E_{\beta s\ mes}[n] - Offset_{\beta s} \end{aligned} \quad \text{Eq. 9}$$

Le flux statorique est alors obtenu par intégration sur une période d'échantillonnage :

$$\begin{aligned} \varphi_{\alpha s}[n] &= \varphi_{\alpha s}[n-1] + T_s \cdot E_{\alpha s}[n] \\ \varphi_{\beta s}[n] &= \varphi_{\beta s}[n-1] + T_s \cdot E_{\beta s}[n] \end{aligned} \quad \text{Eq. 10}$$

D'autres études ont déjà eu lieu utilisant des prises de mesure sur les bobines statoriques (tapped stator windings) (De Doncker et al., 1994; Lipo and Chang, 1986). La f.e.m. d'une phase étant alors estimée à partir de la différence de tension entre deux bobines d'une même phase. (Lipo and Chang, 1986) utilise ces bobines afin de pouvoir estimer les flux et le couple électromagnétique de la machine. (Zinger et al., 1990) estime le flux d'entrefer puis l'utilise afin de reconstituer le flux rotorique pour une commande vectorielle directe. (Doncker et al., 1993) utilise cette technique de mesure afin d'implanter une commande hybride indirecte et directe (mais avec capteur mécanique) de son contrôleur vectoriel "universel" (De Doncker and Novotny, 1994).

Ces auteurs s'accordent sur le fait que le flux issu de l'intégration des f.e.m. recueillies de cette manière correspond en fait au flux d'entrefer de la machine à quelques fuites près (Zinger et al., 1990). Il est difficile de dire si c'est le flux d'entrefer ou le flux statorique qui est récolté.

Dans le cas des bobines supplémentaires de notre machine, il s'agit du flux statorique puisque les capteurs ne sont pas situés au milieu de l'entrefer mais à l'intérieur des encoches statoriques, près de l'entrefer. Il n'y donc pas l'inductance de fuite dans sa totalité qui intervient.

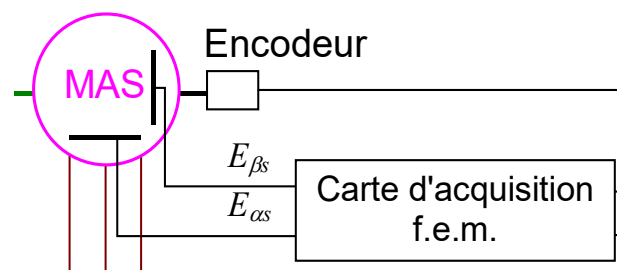


Figure 35. Configuration des mesures de f.e.m. des enroulements en $\alpha\beta$ de notre banc expérimental

Nous avons donc testé notre algorithme aussi bien avec les f.e.m. reconstituées qu'avec les f.e.m. directement mesurées. Ainsi, le contrôle vectoriel devient indépendant des paramètres de la machine.

Les Figure 36 et Figure 37 montrent les différences sur l'allure des signaux ainsi que leur déphasage pour des vitesses faibles de 100 et 350 tr/mn. Outre le déphasage, on remarque l'impact des perturbations des courants mesurés et les temps morts sur les

signaux reconstitués (courbes en rouge) par rapport aux signaux directement mesurés à l'aide des enroulements supplémentaires en $\alpha\beta$ (courbes en bleu)

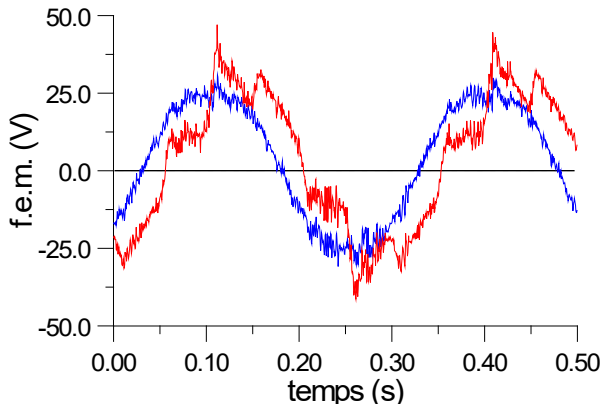


Figure 36. f.e.m. à 100 tr/mn

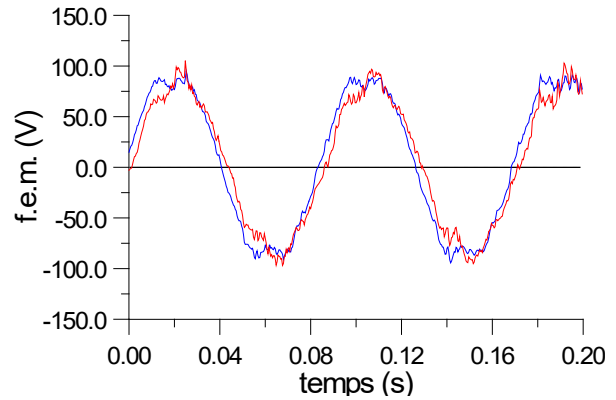


Figure 37. f.e.m. à 350 tr/mn

$E_{\alpha s}$ Mesurée (relevé expérimental)

$E_{\alpha s}$ Reconstituée via $E_{\alpha s} = V_{\alpha s}^* - R_s I_{\alpha s}$ (relevé expérimental)

Quand on opère en régulation de vitesse, en commande sans capteur, à des vitesses suffisamment élevées, les flux sont bien reconstitués et la commande est stable. De même pour des inversions de vitesse de grandes amplitudes par exemple de -600 tr/mn à 600 tr/mn. Par contre, si l'inversion de vitesse est de faible amplitude ou si on passe trop de temps au moment du passage à zéro de la vitesse, on perd le contrôle vectoriel et le système se déstabilise.

Pour remédier à ce problème, nous avons mis au point une technique hybride de passage de la commande directe vers indirecte dès que les flux ne sont plus corrects à basse vitesse.

Dans l'essai expérimental représenté par les Figure 38 à Figure 40, nous mettons en évidence cette technique lors d'une inversion de -200 tr/mn à 200 tr/mn. Sur la Figure 40, nous observons vers $t=0.6$ s, des flux qui s'annulent et une perte du contrôle vectoriel direct. L'algorithme de sélection du contrôle repère cette anomalie et se met en contrôle indirect (ISFO).

Cependant, cela suppose la connaissance de la vitesse afin de reconstituer la pulsation statorique et l'angle de Park. Une approximation est faite dans cette phase en posant la vitesse comme nulle [D4], la pulsation statorique est alors égale à la pulsation rotorique donnée par :

$$\omega_r = \frac{L_s}{\tau_r} \cdot \frac{(1 + p\sigma\tau_r)I_{qs}}{\varphi_{ds} - \sigma L_s I_{ds}} \quad \text{Eq. 11}$$

Nous utilisons également cette relation en contrôle direct, l'estimation de vitesse étant égale à la différence entre la pulsation statorique et rotorique. Il peut être intéressant de ne pas utiliser le terme "dérivé" afin de ne pas amplifier le bruit sur le courant I_{qs} .

Il est normal de se retrouver pour de si faibles couples résistants avec des glissements très élevés et des courants I_{qs} conséquents. Le moteur accélère et après 0.5s, les flux sont

à nouveaux rétablis. L'algorithme d'adaptation en ligne recommence à se régler. Le passage à nouveau vers le mode direct est alors imminent. Après un petit laps de temps, nécessaire à la stabilisation des flux, le basculement en mode direct se fait en changeant la manière de synthétiser l'angle de Park. Le glissement revient alors à des valeurs raisonnables de même que le courant I_{qs} .

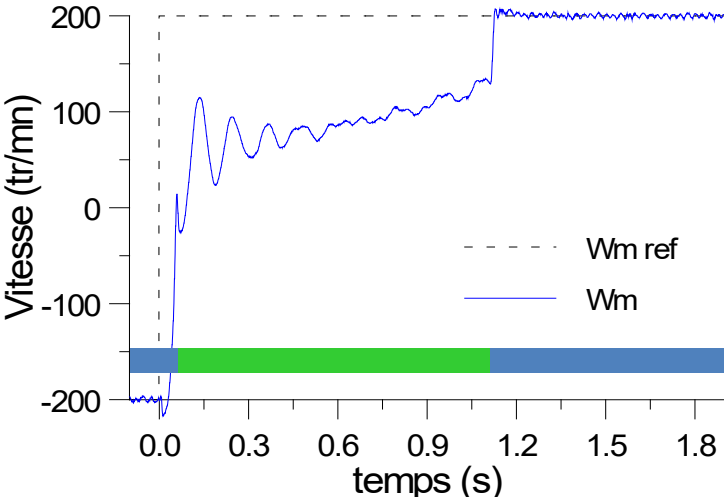


Figure 38. Vitesse de la machine
Mode : Direct ⇌ Indirect ⇌ Direct

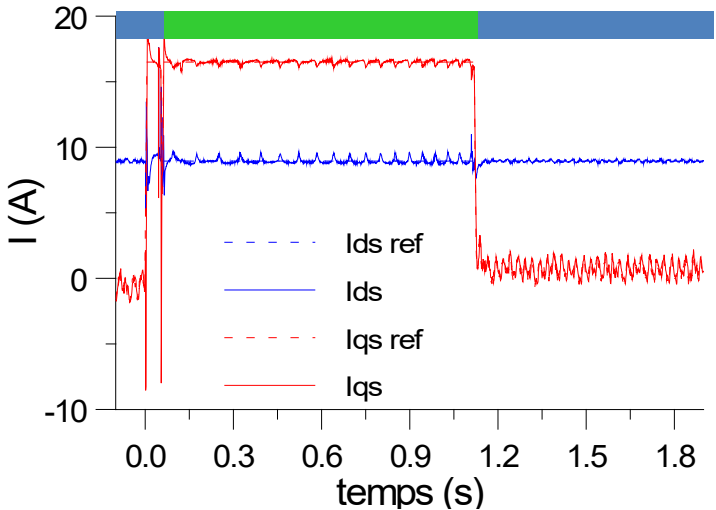


Figure 39. Courants $I_{ds\ ref}$, I_{ds} , $I_{qs\ ref}$ et I_{qs}

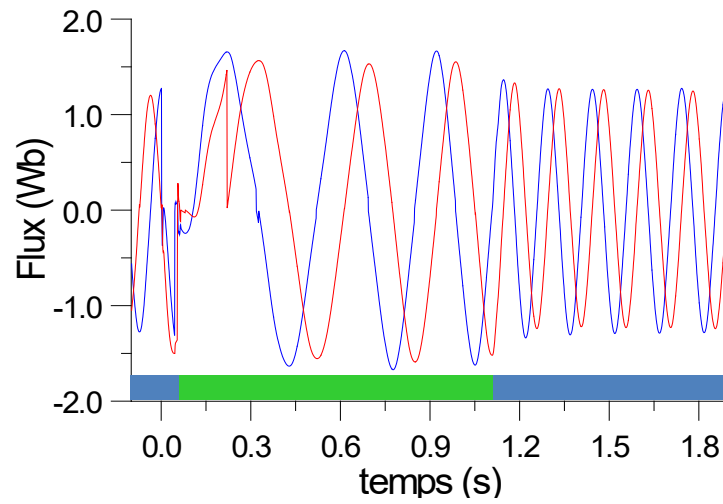


Figure 40. Flux φ_{cs} et $\varphi_{\beta s}$
 Mode : Direct \Rightarrow Indirect \Rightarrow Direct

Cette technique nous a donc permis de contourner le problème de l'observabilité de la pulsation statorique afin de permettre un fonctionnement, certes dégradé du fait de la surconsommation de courant, mais stable même en basses vitesses.

Méthodes à base d'injection d'un signal d'excitation

Cette deuxième approche que nous avons étudiée est complètement différente. Nous en avons eu l'idée à partir de notre développement du modèle rotorique multibarres pour le diagnostic et des travaux de Lorenz (Degner and Lorenz, 1997). Cette méthode a fait l'objet de la thèse de (Al-Rouh, 2004), que nous avons co-encadré ainsi que des travaux ultérieurs (Baghli et al., 2006), [A4].

Nous cherchions une méthode qui puisse fonctionner à très basse vitesse et aussi en contrôle de position.

Le schéma de cette commande sans capteur repose sur l'injection de signaux à haute fréquence pour fonctionner à basse vitesse voire à vitesse nulle. L'identification est réalisée à l'aide d'un algorithme des moindres carrés et d'une transformation discrète de Fourier glissante. De nombreux problèmes de filtrage analogique et numérique ont été résolus. Les résultats de simulation et d'expérimentation sont présentés pour confirmer les études théoriques.

Le fonctionnement à des vitesses proches du nominal et à haute vitesse donnent des résultats satisfaisants. Cependant, les problèmes surviennent à basse vitesse et dans le contrôle de position (Holtz, 1998, 2002).

De nombreux travaux utilisent l'injection de signaux à haute fréquence pour rendre le système observable indépendamment de l'excitation fondamentale. Ces schémas reposent sur la présence de saillances ou d'anisotropies. Selon l'objectif de suivi (flux statorique ou position du rotor), différents schémas de traitement existent. Les configurations du rotor et du stator (comme le nombre et l'ouverture des encoches (Degner et Lorenz, 1997, et Wolbank et al., 2003)) sont des paramètres critiques qui donnent des résultats plus ou moins intéressants en termes de rapport signal/bruit, de faisabilité de mise en œuvre et de robustesse du contrôle.

D'autre part, si l'on veut estimer l'angle du vecteur flux, nous chercherons nécessairement le deuxième type d'anisotropie ou de saillance (due à la saturation) tout en essayant de compenser les saillances dues aux encoches rotorique et les saillances personnalisées.

La recherche est également axée sur les méthodes d'injection de porteuse. Les méthodes de porteuse rotationnelle ou alternatives (Degner and Lorenz, 1997; Jansen, 1993; Jung-Ik Ha and Sul, 1997; Teske et al., 2000a) ont l'avantage de permettre une analyse dans le domaine des fréquences. Alors que l'injection en rafale (Staines et al., 1999), la méthode INFORM (Schroedl, 1996) et (Wolbank et al., 2003) ou la commutation PWM classique nécessitent un traitement du signal utilisant des méthodes dans le domaine temporel. Les méthodes d'injection de courant avec moteur asynchrone alimenté en courant (CRPWM) peuvent également être utilisées pour obtenir un contrôle vectoriel sans capteur (Blaschke et al., 1996). Il existe également des méthodes basées sur la détection du flux d'entrefer homopolaire (Consoli et Testa, 2003).

Dans ce travail, nous utilisons une méthode d'excitation à porteuse rotationnelle. Nous nous concentrerons sur l'identification des composantes de la porteuse du courant au moyen d'un algorithme des moindres carrés (LSA) et grâce à une application originale de la transformation discrète de Fourier glissante (Sliding Discrete Fourier Transform :

SDFT). Nous discuterons des problèmes de filtrage en raison de leur grande importance dans cette commande sans capteur (Teske et al., 2000a) où le signal codant l'information a une amplitude très faible par rapport à la composante fondamentale.

Nous soulignerons les difficultés rencontrées lorsque l'on opère en contrôle vectoriel en boucle fermée sans capteur avec ou sans boucle de contrôle de vitesse.

Théorie des saillances

La théorie a été présentée dans (Holtz, 2002), (Degner and Lorenz, 1997) et (Al-Rouh, 2004). Nous allons introduire les composantes de courant et, par la suite, établir les symboles utilisés. Une saillance liée au rotor peut être représentée dans un modèle à haute fréquence grâce à un tenseur d'inductance de fuite. Dans un repère de référence tournant $\frac{h}{2}\dot{\theta}_r$ et avec l'axe d aligné avec la partie la plus saturée, nous obtenons un tenseur diagonal.

Dans le repère de référence du stator, ce tenseur devient :

$$L_{\sigma s}^s = \begin{bmatrix} \sum L_{\sigma s}^e + \Delta L_{\sigma s}^e \cos(h\theta_r) & \Delta L_{\sigma s}^e \sin(h\theta_r) \\ \Delta L_{\sigma s}^e \sin(h\theta_r) & \sum L_{\sigma s}^e - \Delta L_{\sigma s}^e \cos(h\theta_r) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 12}$$

$\sum L_{\sigma s}^e$ et $\Delta L_{\sigma s}^e$ sont, respectivement, la moyennes et la différence des inductances de fuite totales entre les axes d et q dans le repère de la saillance :

$$\begin{aligned} \sum L_{\sigma s}^e &= \frac{L_{\sigma ds}^e + L_{\sigma qs}^e}{2} \\ \Delta L_{\sigma s}^e &= \frac{L_{\sigma ds}^e - L_{\sigma qs}^e}{2} \end{aligned} \quad \text{Eq. 13}$$

h est le rang de l'harmonique spatial de la saillance et doit être pair, mais il peut être négatif, positif ou nul. Dans le cas particulier de saillances dont la période est égale à un pas polaire $h=2$. θ_r est la position du rotor.

A l'aide d'un onduleur alimenté en tension (VSI) (Figure 41), nous appliquons au stator une tension de porteuse symétrique supplémentaire.

$$V_{\alpha\beta s_c}^{s*} = V_c \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} = V_c e^{j\omega_c t} \quad \text{Eq. 14}$$

La réaction de la machine à l'excitation à haute fréquence est acquise via la mesure du courant statorique. Ensuite, le traitement du signal est effectué grâce à des algorithmes spéciaux pour extraire la vitesse du moteur.

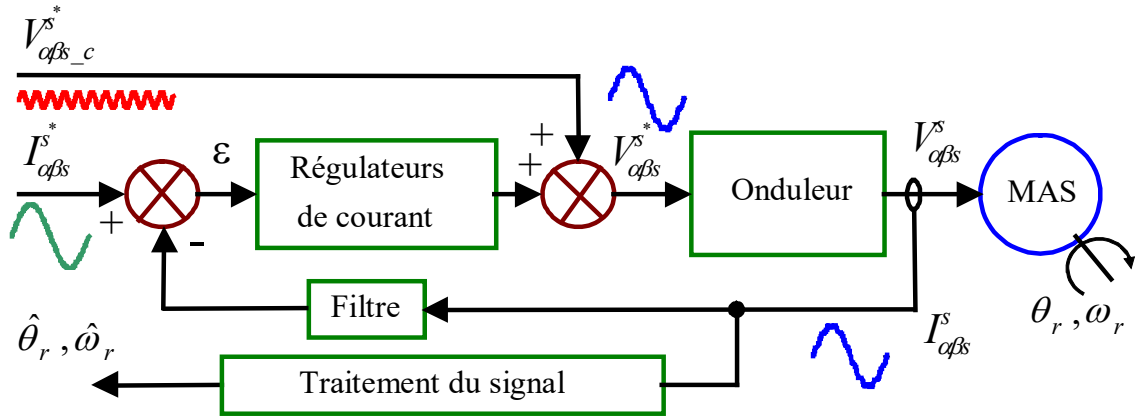


Figure 41. Schéma de contrôle et de traitement du signal

Il existe d'autres options pour imposer ces excitations hautes fréquences. Par exemple, l'injection de composantes de courant haute fréquence à travers la régulation ainsi que des salves de tension. Elles posent cependant des problèmes additionnels de bande passante afin d'extraire le signal exploitable sans le perturber par la dynamique des filtres. Nous avons retenu l'injection d'un signal de nature continue.

Dans le cas d'une seule saillance, la composante de courant correspondante est :

$$I_{\alpha\beta s_c}^s = \frac{V_c}{\omega_c} \frac{\sum L_{\sigma s}^e}{\sum L_{\sigma s}^{e\ 2} - \Delta L_{\sigma s}^{e\ 2}} \begin{bmatrix} \cos\left(\omega_c t - \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin\left(\omega_c t - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} + \frac{V_c}{\omega_c} \frac{\Delta L_{\sigma s}^e}{\sum L_{\sigma s}^{e\ 2} - \Delta L_{\sigma s}^{e\ 2}} \begin{bmatrix} \cos\left(h\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin\left(h\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 15}$$

En utilisant la représentation complexe des vecteurs spatiaux (Holtz, 2002), on peut reformuler cette équation en :

$$I_{\alpha\beta s_c}^s = I_{cp} e^{j\left(\omega_c t - \frac{\pi}{2} + \varphi_{cp}\right)} + I_{cn} e^{j\left(h\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2} + \varphi\right)} \quad \text{Eq. 16}$$

$$I_{cp} = \frac{V_c}{\omega_c} \frac{\sum L_{\sigma s}^e}{\sum L_{\sigma s}^{e\ 2} - \Delta L_{\sigma s}^{e\ 2}} \quad \text{Eq. 17}$$

$$I_{cn} = \frac{V_c}{\omega_c} \frac{\Delta L_{\sigma s}^e}{\sum L_{\sigma s}^{e\ 2} - \Delta L_{\sigma s}^{e\ 2}} \quad \text{Eq. 18}$$

Les déphasages φ et φ_{cp} sont introduits pour tenir compte du déphasage dû aux filtres mais également de celui entre la tension injectée et le fondamental.

L'exposant s désigne le repère statorique, tandis que les indices $\alpha\beta s$ indiquent la représentation complexe statorique. Le dernier indice $_c$ montre que c'est la composante qui est due uniquement au signal de la porteuse injecté de fréquence angulaire ω_c .

La Figure 41 représente ces vecteurs ainsi que le vecteur de tension de la porteuse dans le référentiel statorique.

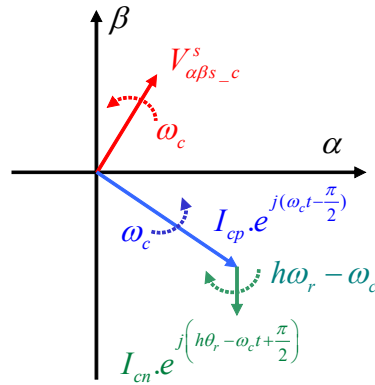


Figure 42. Vecteur de tension statorique et composants de courant statorique par rapport à leur vitesse de rotation dans un cas d'une seule saillance

On distingue la composante directe du courant (en bleu sur la Figure 42) dont l'amplitude est proportionnelle à la moyenne des inductances statoriques transitoires, à l'amplitude du signal injecté et inversement proportionnelle à la fréquence du signal injecté. Cette composante est constante et ne contient pas d'information sur la position du rotor.

Il y a également la composante inverse (en vert sur la Figure 42) dont l'amplitude est proportionnelle à la différence des inductances statoriques transitoires, à l'amplitude du signal injecté et inversement proportionnelle à la fréquence du signal injecté. Cette composante, qui est bien plus faible, est un vecteur tournant dans le sens inverse de celui de la tension injectée. C'est cette composante qui nous intéresse puisqu'elle est modulée par la position du rotor.

Cette composante inverse serait nulle si la machine ne présente pas de saillances, puisque, dans ce cas $\Delta L_{\sigma s}^e = 0$. Cette méthode d'estimation ne serait donc pas applicable.

Notons, qu'en plus des deux composantes du courant de la porteuse, le courant de la machine contient la composante fondamentale du courant de la machine. L'amplitude du fondamental du courant est naturellement nettement plus grande que la composante directe I_{cp} et cette dernière est aussi plus grande que la composante inverse I_{cn} .

Par conséquent, il est difficile d'extraire le signal de la composante inverse, qui est la seule composante porteuse d'information.

Pour une position constante du rotor, le vecteur de la composante directe de la porteuse trace un cercle dans un référentiel lié au stator tandis que le vecteur résultant des deux vecteurs des composantes directe et inverse du courant de la porteuse trace une ellipse (Figure 43). Cette ellipse tourne dans ce référentiel quand la position du rotor évolue. Le nombre de rotations de l'ellipse est un multiple h du nombre de rotations du rotor.

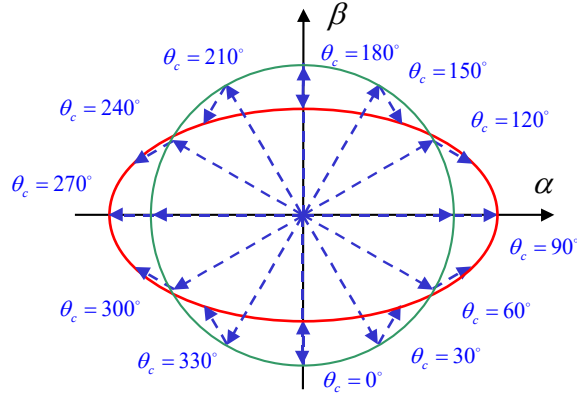


Figure 43. Ellipse tracée par le vecteur courant de la porteuse pour $h=2$, $\varphi=0^\circ$ et $\theta_r=0^\circ$ (angle électrique du rotor)

Avec plusieurs saillances, nous obtiendrons la somme de plusieurs composants de courant (Eq. 19).

$$I_{\alpha\beta s_c}^S = I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2} + \varphi_{cp})} + \sum_i I_{cni} e^{j(h_i \theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2} + \varphi_i)} \quad \text{Eq. 19}$$

h_i est le rang d'harmonique de la $i^{\text{ème}}$ configuration de saillance. La phase supplémentaire prend en compte le retard de filtrage et la position de la saillance par rapport au rotor.

Dans le référentiel $-\omega_c$, les composantes négatives sont données par :

$$I_{\alpha\beta s_{cn}}^{-\omega_c} = \sum_i I_{cni} e^{j(h_i \theta_r + \frac{\pi}{2} + \varphi_i)} \quad \text{Eq. 20}$$

En fait, de nombreuses composantes inverses peuvent être trouvées comme conséquence de l'injection de la porteuse (Holtz, 2002) :

- Les composantes de fréquence $-\omega_c + h_i \omega_r$ (avec ω_r la vitesse électrique du rotor) sont celles qui nous intéressent car elles sont directement liées à la saillance du moteur du rotor. Malheureusement, ces composantes sont de très faible amplitude et nécessitent une attention particulière pour les séparer des autres composantes du courant. Notons qu'avec plusieurs saillances, nous obtiendrons plusieurs termes et composantes de fréquence liés à h_i . Nous devons nous concentrer sur la saillance dominante afin d'extraire la position et la vitesse du rotor (Al-Rouh, 2004), (Baghli et al., 2006).
- Les composantes de fréquence $-\omega_c + h_i \omega_s$, pour notre application, sont des composantes parasites liées au flux principal. Leur amplitude est fonction de la saturation du flux principal et de la charge (Degner and Lorenz, 1997). Ces composantes partagent les mêmes intervalles de fréquence que les $-\omega_c + h_i \omega_r$ et rendent l'extraction et le filtrage difficiles (Teske et al., 2000a).
- La composante de fréquence $-\omega_c$: est principalement due aux asymétries d'enroulement ou aux décalages dans les mesures de courant $\alpha\beta$. Cette composante a une fréquence fixe mais, lorsque la vitesse devient nulle, la composante $-\omega_c + h_i \omega_r$ se déplace à travers celle de $-\omega_c$. Cette composante perturbatrice doit donc être prise en compte.

- La composante de fréquence $-\omega_c + \frac{N_r}{p}\omega_r$ est due aux (N_r) encoches du rotor. L'amplitude de cette composante du courant peut être minimisée en inclinant les encoches du rotor. Elle peut également être utilisée pour obtenir la vitesse du moteur. Cependant, si le nombre de barres du rotor est élevé, la gamme de fréquences de la composante est large, ce qui rend le filtrage difficile.

Il est possible d'augmenter ou de réduire l'amplitude de la composante en envisageant une conception spéciale des encoches rotoriques (Wolbank et al., 2002). Cependant, la généralisation est difficile car elle dépend étroitement de nombreux paramètres géométriques de la machine.

Nous ne négligeons pas, dans notre étude, la présence possible de saturation en tenant compte de la présence des composantes $-\omega_c + h_i\omega_s$. En effet, nous étudions la machine asynchrone en commande vectorielle et, par conséquent, il y a un flux principal. Cette approche élimine des méthodes qui n'en tiennent pas compte dans d'autres études (Degner and Lorenz, 1997) et (Jansen, 1993).

Tracer le lieu des composantes du courant dans le repère tournant de référence $-\omega_c$ donne une idée de la configuration de la saillance multiple. Un cas courant est celui représenté sur la Figure 44.a.

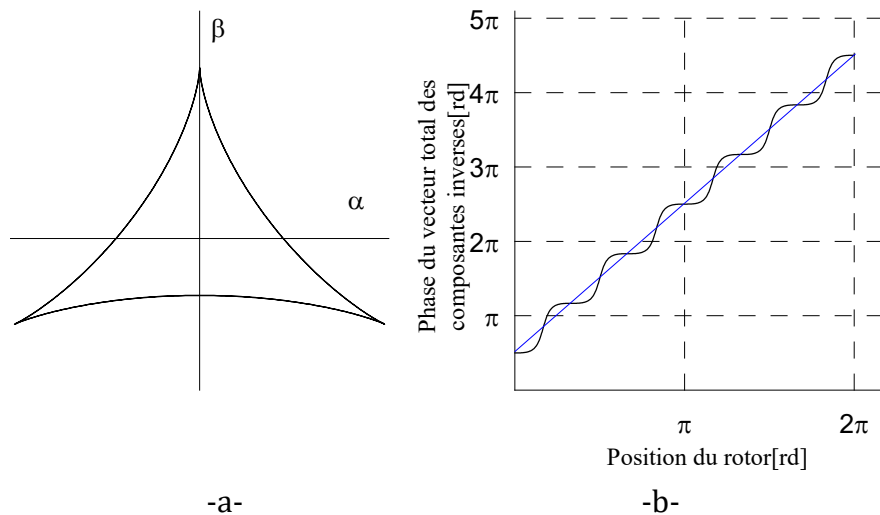


Figure 44.a. Trajectoire tracée par les composantes inverses dans le repère tournant de référence $-\omega_c$, dans le cas de deux saillances ($h_1=2, h_2=-4, \varphi_1=\varphi_2=0^\circ, I_{cn2}/I_{cn1}=0.5$)

Figure 44.b. Phase du vecteur total des composantes inverses en fonction de la position du rotor

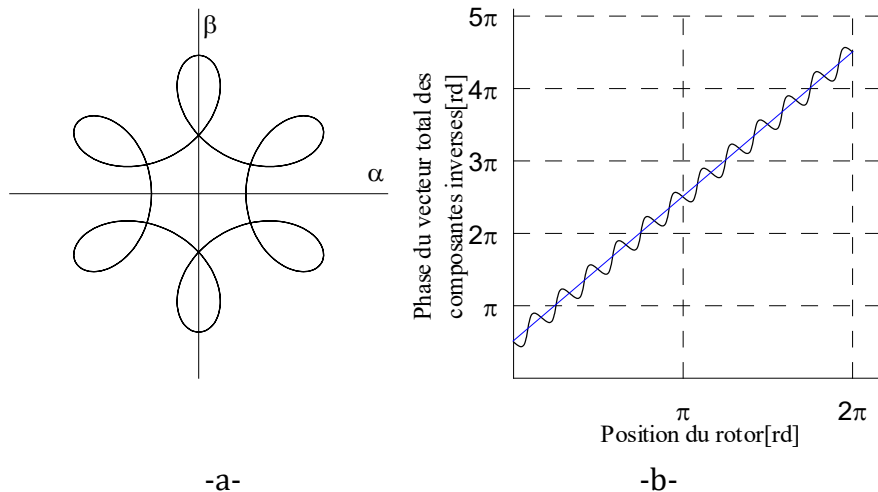


Figure 45.a. Trajectoire tracée par les composantes inverses dans le repère tournant de référence $-\omega_c$, dans le cas de deux saillances ($h_1=2, h_2=-10, \varphi_1=\varphi_2=0^\circ, I_{cn2}/I_{cn1}=0.5$)

Figure 45.b. Phase du vecteur total des composantes inverses en fonction de la position du rotor

Si nous examinons de plus près les Figure 44.b et Figure 45.b, on remarque que la relation entre la position du rotor et la phase du vecteur total n'est pas une fonction au sens mathématique. Ainsi, pour une même phase, on peut avoir plusieurs positions. Cela dépend de la configuration de la saillance. Ces figures sont un moyen nécessaire pour vérifier quels harmoniques sont présents dans le courant inverse de la machine expérimentale.

Filtrage synchrone

Si l'on examine le spectre de courant pendant l'injection de la porteuse de tension (Figure 46), on remarque des composantes inverses proches de $-\omega_c$ dans le cas de deux saillances dépendant de la vitesse du rotor.

Il s'agit là d'un résultat idéal par rapport à ce que nous avons mentionné plus haut concernant la présence d'asymétries et de composantes de saturation.

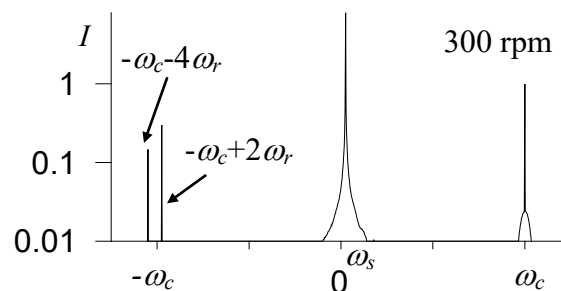


Figure 46. Analyse spectrale du courant statorique $\alpha\beta$ quand une tension porteuse de 400 Hz est injectée (résultat de simulation)

Pour se débarrasser des composantes indésirables et puisque nous imposons une porteuse rotative, nous utiliserons des filtres pour extraire les composantes inverses. L'étude peut être traitée dans le domaine des fréquences. De multiples possibilités s'offrent à nous :

Filtres analogiques et filtres synchrones

Nous pouvons, par exemple, utiliser un filtre passe-bande analogique centré sur la fréquence de la porteuse. Cela permettra d'éliminer la composante fondamentale du courant, la PWM et les hautes fréquences, tout en conservant toutes les composantes proches de ω_c ou $-\omega_c$. Ceci présente l'avantage de permettre l'utilisation de la pleine échelle de l'ADC pour les composantes du courant de la porteuse. De plus, il ne nécessite pas de temps de calcul supplémentaire comme les filtres numériques. Le problème est qu'un tel filtre peut introduire une asymétrie qui provoque une composante inverse qui n'est pas modulée par la position du rotor et d'autres composantes directes.

Les composantes restantes seront alors éliminées grâce à un filtre synchrone passe-haut (Figure 47) (Teske et al., 2000a). Ce filtre particulier transforme les deux courants $\alpha\beta$ vers un référentiel tournant à ω_c et un filtre passe-haut est ensuite appliqué. Ensuite, le signal est ramené au référentiel d'origine. Ce filtre synchrone élimine les composantes proches de ω_c .

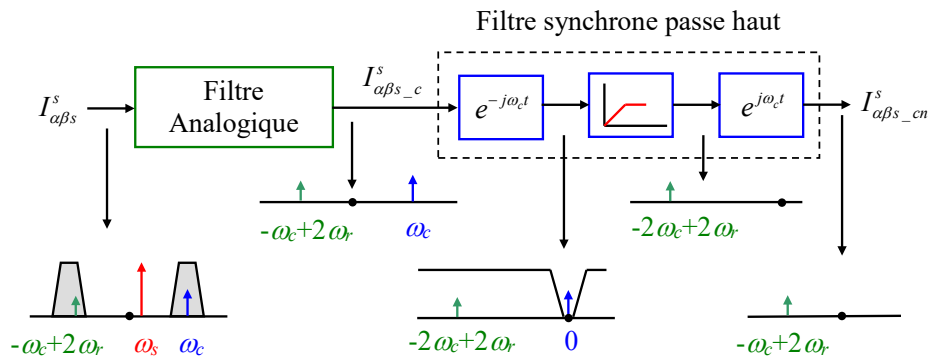


Figure 47. Extraction des composantes inverses par un filtre analogique et d'un filtre synchrone passe haut

Deux filtres synchrones successifs

On peut aussi n'utiliser que des filtres synchrones pour obtenir les composantes inverses. Cette structure utilise la caractéristique des filtres synchrones présentée précédemment pour éliminer le fondamental et la composante directe en deux étapes distinctes (Figure 48).

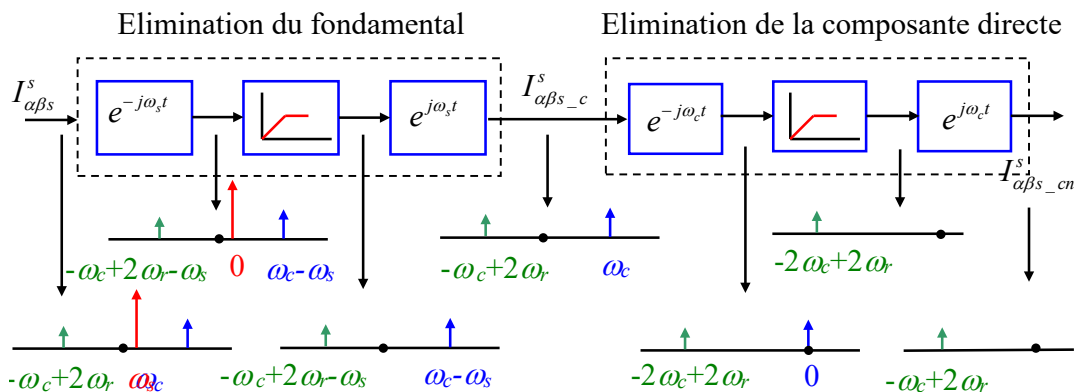


Figure 48. Extraction de la composante inverse à l'aide de deux filtres synchrones successifs

Le diagramme de Bode de ce filtre (Al-Rouh et al., 2003b) montre que le gain de la fonction de transfert du filtre est nul pour les fréquences à éliminer (ω_s et ω_c) et égal à un pour les composantes inverses. Le déphasage est également quasi nul pour ces composantes. Ce qui laisse entendre que c'est un filtre sélectif idéal.

Cependant, il a des inconvénients : La réponse temporelle de cette structure est lente en raison de l'utilisation de filtres du premier ordre et de l'impossibilité d'éliminer les perturbations proches des composantes $-\omega_c$ (Figure 46). Ce dernier inconvénient est commun à de nombreuses structures de filtrage étudiées en raison de la position spectrale proche de la composante recherchée. Des schémas de compensation sont alors utilisés pour extraire la seule composante inverse qui nous intéresse.

Notons également la nécessité d'utiliser ω_s pour effectuer la première transformation. Dans un contrôle vectoriel indirect du flux rotorique (IRFO) sans capteur, ω_s sera généré grâce à la vitesse estimée, elle-même générée à l'aide du filtre. Cette boucle peut conduire à l'instabilité du système.

Filtre synchrone passe-bas unique

Dans cette structure (Figure 49), nous n'utilisons qu'un seul filtre synchrone pour obtenir les composantes inverses (Al-Rouh et al., 2003b, 2003a). Nous transformons d'abord les courants $\alpha\beta$ dans un cadre de référence tournant à $-\omega_c$, puis nous ne conservons que les composantes basse fréquence et nous revenons au référentiel fixe statorique.

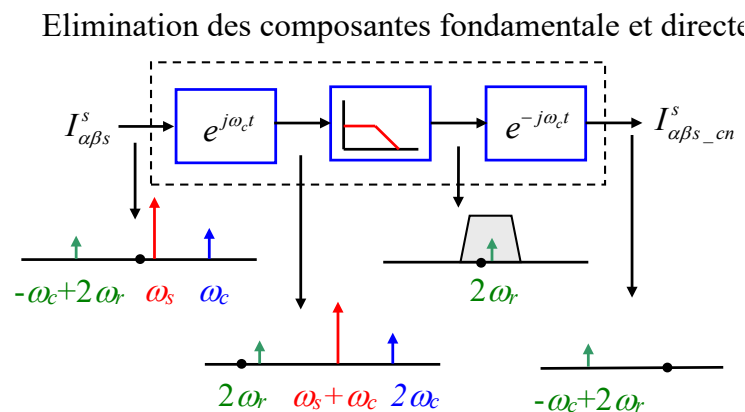


Figure 49. Extraction de la composante inverse à l'aide d'un filtre passe-bas synchrone unique

La simulation (Figure 50 et Figure 51) et l'expérimentation (Figure 52 et Figure 53) sont obtenus en utilisant la machine 1 [A4](Baghli et al., 2006). Ce filtre élimine, en une seule opération, le fondamental et la composante directe. Il ne dépend pas de la connaissance de ω_s , il est donc indépendant de la commande. Cependant, ce filtre introduit un déphasage dans sa bande passante. Ce déphasage peut être évalué et n'affecte pas l'estimation de la vitesse. Le coefficient de ce filtre numérique d'ordre élevé doit être choisi avec soin afin de garantir la stabilité du système.

Sur la Figure 52 issue des résultats expérimentaux, nous distinguons grossièrement les résultats précédemment simulés (Figure 44.a. et Figure 50).

La Figure 53 indique l'amplitude des composantes du courant et montre l'efficacité du

filtre synchrone.

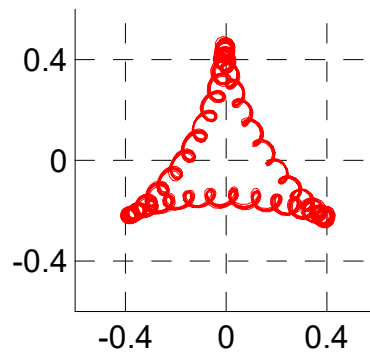


Figure 50. Trajectoire tracée par les composantes inverses dans le repère tournant de référence $-\omega_c$, dans le cas de deux saillances ($h_1=2, h_2=-4, \varphi_1=\varphi_2=0^\circ, I_{cn2}/I_{cn1}=0.5$), résultats de simulation

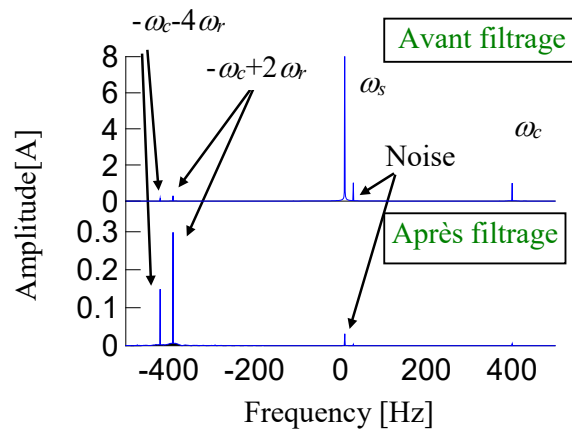


Figure 51. Analyse spectrale du courant statorique $\alpha\beta$ bruité avant et après le filtrage par un filtre synchrone passe bas, résultats de simulation

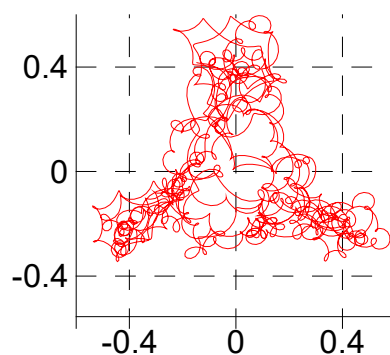


Figure 52. Trajectoire tracée par les composantes inverses dans le repère tournant de référence $-\omega_c$, dans le cas de deux saillances ($h_1=2, h_2=-4, \varphi_1=\varphi_2=0^\circ, I_{cn2}/I_{cn1}=0.5$), résultats expérimentaux

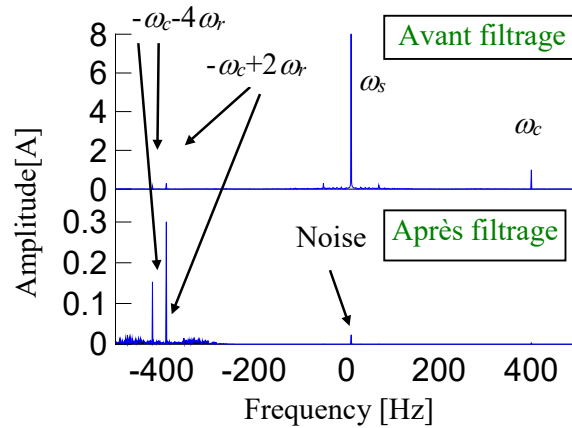


Figure 53. Analyse spectrale du courant statorique $\alpha\beta$ expérimental avant et après le filtrage par un filtre synchrone passe bas, résultats expérimentaux

Filtrage par la Transformée de Fourier Discrète (DFT) glissante

Nous présentons la formulation de la Transformée de Fourier Discrète (DFT) glissante (sliding discrete Fourier transform; SDFT) puis nous l'appliquons pour filtrer les composantes perturbatrices du courant, mais aussi comme moyen d'identifier les caractéristiques de saillance.

Principe de la DFT

Il est courant d'utiliser, dans de telles études, la forme complexe de la Transformée de Fourier Discrète. En effet, elle différencie les fréquences négatives et positives, qui représentent les composantes inverses et directes. On a alors :

$$x[n] = \Re x[n] + j \Im x[n] \quad \text{Eq. 21}$$

pour représenter le $n^{\text{ème}}$ échantillon du signal x , avec :

$$\Re x[n] = x_\alpha[n] \quad \text{et} \quad \Im x[n] = x_\beta[n] \quad \text{Eq. 22}$$

La formule de la DFT :

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} = \Re X[k] + j \Im X[k] \quad \text{Eq. 23}$$

Avec : $-\frac{N}{2} \leq k \leq \frac{N}{2}$. On utilise N échantillons du signal x pour calculer sa transformée de Fourier discrète.

Montrons un exemple avec le signal :

$$x(t) = A_m e^{2\pi \frac{m}{NT_s} t} \quad \text{Eq. 24}$$

avec T_s la période d'échantillonnage, N le nombre d'échantillons. La fréquence du signal est donc : $\frac{m}{NT_s}$

Le $n^{\text{ième}}$ échantillon est :

$$x[n] = A_m e^{\frac{2\pi mn}{N}} \quad \text{Eq. 25}$$

$X[k]$ désigne la corrélation croisée du signal $x(t)$ avec un vecteur tournant à une fréquence $k \frac{F_s}{N}$ avec une fréquence d'échantillonnage $F_s = \frac{1}{T_s}$.

$$\begin{aligned} X[k] &= Nx[0] && \text{pour } k=m, \quad x[0] = A_m \text{ l'amplitude du signal.} \\ X[k] &= 0 && \text{pour } k \neq m \end{aligned} \quad \text{Eq. 26}$$

La DFT nous permet d'obtenir l'amplitude et la phase du vecteur à une fréquence particulière.

Principe de la DFT

Pour les applications temps réel, où les signaux sont échantillonnés et acquis de manière synchrone à chaque instant, il est plutôt intéressant d'utiliser la version glissante de la DFT.

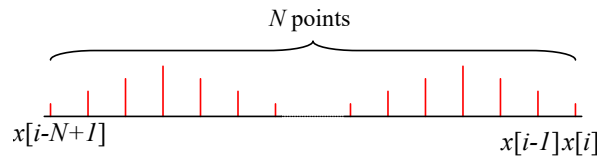


Figure 54. N échantillons du signal $x(t)$

Nous notons $x[i]$, le signal au temps iT_s (c'est-à-dire au $i^{\text{ème}}$ échantillon). A cet instant, nous disposons de N échantillons allant du plus récent $x[i]$ au plus ancien $x[i-N+1]$. Nous calculons $X_i[k]$ comme défini ci-dessus mais pour une composante de fréquence k au $i^{\text{ème}}$ échantillon.

$$X_i[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[i-n] e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad \text{Eq. 27}$$

Nous calculons également :

$$X_{i-1}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[i-1-n] e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad \text{Eq. 28}$$

Avec un peu d'arrangement, nous obtenons :

$$X_i[k] - X_{i-1}[k] e^{j \frac{2\pi k}{N}} = \frac{1}{N} (x[i] - x[i-N]) \quad \text{Eq. 29}$$

Le calcul de la DFT de n'importe quel signal prend moins de temps, mais il faut un délai d'"initialisation" (N échantillons) pour calculer correctement la DFT. Nous examinerons plus loin l'impact de cet inconvénient.

Filtrage et reconstruction du signal

Si nous voulons observer le signal dans une fenêtre de fréquence limitée, il n'est pas

nécessaire de calculer $X_i[k]$ pour toutes les fréquences $f = k \frac{F_s}{N}$, mais seulement dans la fenêtre $[k_1, k_2]$ située à l'intérieur de $\left[-\frac{N}{2}, \frac{N}{2}\right]$.

Appliquons la SDFT au signal de courant $I_{\alpha\beta s}^s$ dans le référentiel statorique. En choisissant une fenêtre particulière autour de la composante considérée $-\omega_c + 2\omega_r$ et en reconstruisant le signal dans le domaine temporel, nous obtenons un courant filtré dans le référentiel statorique et qui ne comporte ni fondamental ni composante directe.

La DFT inverse conduit à :

$$x[i - n] = \frac{1}{N} \sum_{k=k_1}^{k_2} X_i[k] e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad \text{Eq. 30}$$

Pour le $i^{\text{ème}}$ échantillon, l'équation devient simplement une somme des amplitudes des composantes :

$$x[i] = \sum_{k=k_1}^{k_2} X_i[k] \quad \text{Eq. 31}$$

La reconstruction prend donc moins de temps qu'on pourrait le penser.

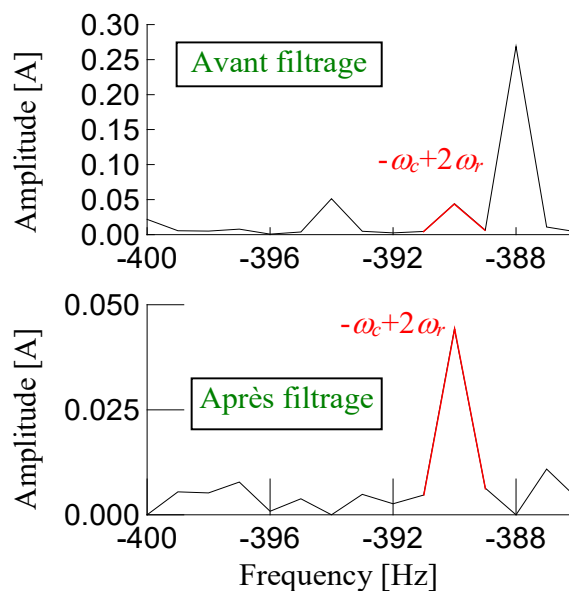


Figure 55. Analyse spectrale du courant statorique $\alpha\beta$ expérimental avant et après filtrage avec la SDFT

La Figure 55 montre les résultats de l'utilisation de ce filtre pour le courant d'un moteur asynchrone en charge commandé en vitesse sous IRFO. Nous utilisons la SDFT pour filtrer non seulement les fréquences hors bande mais aussi les fréquences spécifiques dans la bande, par exemple, la composante $-\omega_c + 2\omega_s$. Comme nous connaissons sa fréquence exacte, puisque nous imposons ω_s grâce au contrôle vectoriel, nous pouvons facilement l'éliminer avant de reconstruire le signal de courant dans le domaine temporel.

L'avantage de ce filtre est le filtrage parfait ; il n'introduit aucun déphasage et donne accès aux composantes de fréquence individuellement. On peut considérer une machine avec plusieurs saillances comme si elle n'en avait qu'une seule, les autres étant éliminées.

L'inconvénient majeur de ce filtre est le délai d'initialisation. Pour $k_1=380$, $k_2=420$, $N=5000$, $F_s=5$ kHz, le délai d'initialisation est de 1 s. Ce délai peut être raccourci, en minimisant le nombre d'échantillons N , mais cela induit une perte de résolution. Il faut donc trouver un compromis en fonction de l'application. Cela a un impact important sur la dynamique de la commande. Le contrôleur de vitesse doit être ralenti afin d'assurer la stabilité du système.

Le filtrage des composantes du signal actuel, fréquence par fréquence, est possible grâce au filtre SDFT si l'on connaît l'amplitude à soustraire de la table de données du spectre. Si deux composantes se chevauchent sur un point de fonctionnement particulier, nous ne pouvons pas forcer sa magnitude à zéro pour la filtrer. Nous devons avoir identifié l'amplitude des composantes perturbatrices pour pouvoir les soustraire. C'est le cas de $-\omega_c + 2\omega_s$ et $-\omega_c + 2\omega_r$, des composantes qui ne peuvent être distinguées à des fréquences de glissement très basses.

Une solution possible consiste à suivre la composante $-\omega_c - 4\omega_r$ au lieu de $-\omega_c + 2\omega_r$ afin d'éviter le problème de $-\omega_c + 2\omega_s$ à vide.

Suivi de la position du rotor

Cette étape de la commande sans capteur n'est possible que lorsqu'une séparation complète des composantes inverses est réalisée. Deux techniques principales sont examinées : La fonction Arctan (Teske et al., 2000b) et la boucle à verrouillage de phase (PLL) (Degner and Lorenz, 1997), (Cilia et al., 1997) et (Kim et al., 2002).

Fonction Arctan

Dans le référentiel $-\omega_c$ et avec une seule saillance, la composante inverse est :

$$I_{\alpha\beta s_cn}^{-\omega_c} = I_{cn} e^{j(h\theta_r + \frac{\pi}{2} + \varphi)} \quad \text{Eq. 32}$$

Nous pouvons extraire la position en utilisant :

$$h\hat{\theta}_r + \varphi = \text{Arctan} \left(\frac{I_{\beta s_cn}^{-\omega_c}}{I_{\alpha s_cn}^{-\omega_c}} \right) - \frac{\pi}{2} \quad \text{Eq. 33}$$

Cette méthode peut être appliquée s'il n'y a qu'une seule saillance ou si les autres saillances perturbatrices engendrent des composantes de très faible amplitude. Les saillances perturbatrices peuvent également être filtrées à l'aide d'un filtre SDFT, par exemple. La condition importante est que le rapport signal/bruit soit élevé.

L'avantage d'un tel estimateur est sa réponse instantanée puisqu'il ne dépend pas d'un contrôleur ou d'une contre-réaction. Bien entendu, la mise en œuvre doit tenir compte du remplacement de la fonction traditionnelle "atan2" par une variante qui utilise l'incrément de "arctan" pour calculer la position du rotor :

$$\Delta \hat{\theta}_r = \frac{1}{h} \Delta \text{Arctan} \left(\frac{I_{\beta s_cn}^{-\omega_c}}{I_{\alpha s_cn}^{-\omega_c}} \right) \quad \text{Eq. 34}$$

$$\hat{\theta}_r[i] = \sum_{n=1}^{n=i} \Delta \hat{\theta}_r[n] \quad \text{Eq. 35}$$

Cela conduira à l'angle correct en raison du facteur $1/h$. La position obtenue doit être maintenue dans l'intervalle $[-\pi, \pi]$ par une fonction modulo correcte. Les résultats (Figure 56) d'une estimation de la vitesse et de la position montrent que l'algorithme donne des résultats corrects sur une large plage de vitesse.

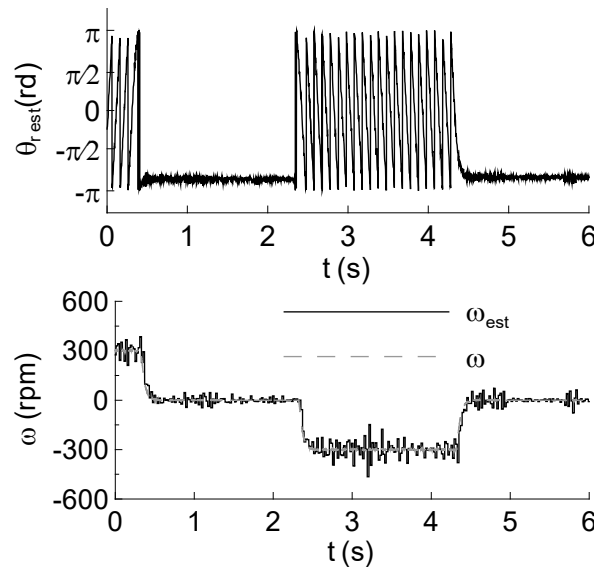


Figure 56. Estimation de la vitesse et de la position du rotor à l'aide de la fonction Arctan, résultats expérimentaux

Boucle à verrouillage de phase ou (PLL) Phase Locked Loop

Le principe de la PLL consiste à utiliser les composantes du courant expérimental $I_{\alpha\beta s_cn}^{-\omega_c}$ et celles issues d'un modèle de saillance, pour calculer une variation (ou des incréments) de $\hat{\theta}_r$ et ensuite l'angle lui-même. Il constitue un observateur de suivi de la position rotorique.

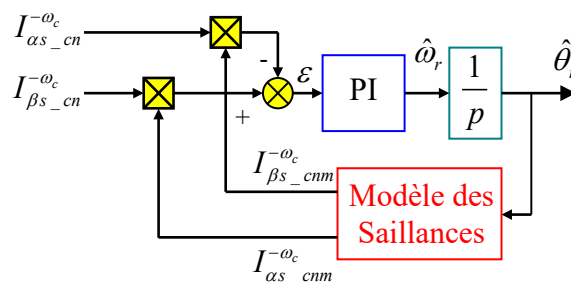


Figure 57. Estimation de la vitesse et de la position du rotor à l'aide d'une PLL.

Le modèle de saillance est plus ou moins complexe afin de prendre en compte les composantes perturbatrices du courant ($-\omega_c + 2\omega_r$, $-\omega_c + 2\omega_s$, $-\omega_c$, $-\omega_c + \frac{N}{p}\omega_r$) impliquant la saturation et la géométrie du rotor. L'erreur est :

$$\varepsilon = I_{\alpha s_{-cnm}}^{-\omega_c} I_{\beta s_{-cn}}^{-\omega_c} - I_{\alpha s_{-cn}}^{-\omega_c} I_{\beta s_{-cnm}}^{-\omega_c} \quad \text{Eq. 36}$$

$\varepsilon \rightarrow 0$ lorsque $\hat{\theta}_r \rightarrow \theta_r + \frac{\varphi - \hat{\varphi}}{h}$ les derniers termes sont indépendants du temps.

Dans le cas d'une multi-saillance non modélisée, l'algorithme estimera la position du vecteur résultant $\bar{I}_{cn1} + \bar{I}_{cn2}$ (Figure 58).

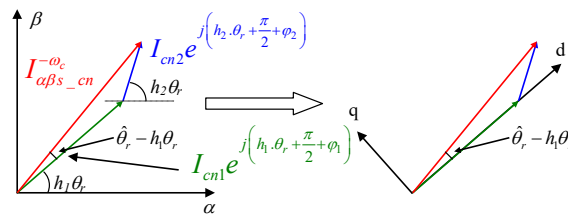


Figure 58. Erreur d'estimation de la position due à une saillance non modélisée

L'erreur maximale est atteinte si les composantes sont de même amplitude.

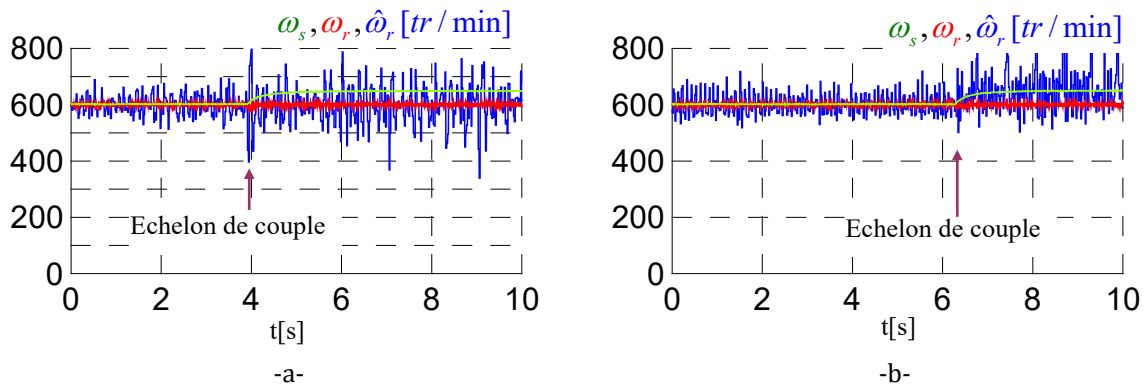


Figure 59. Estimation de la vitesse du rotor à l'aide d'une PLL, résultats expérimentaux

La Figure 59.a correspond à un modèle de saillance où l'amplitude de la première composante inverse est supérieure aux autres composantes dépendantes et indépendantes de la position du rotor, tandis que la Figure 59.b correspond à celui où l'amplitude de la première composante inverse est inférieure à celle de la composante due à la saturation (Al-Rouh, 2004).

Nous remarquons, sur la Figure 59 a et b, que lorsqu'une charge de 20 Nm est appliquée à $t = 4$ s, ω_s augmente, ce qui est tout à fait normal puisque le glissement augmente. La vitesse réelle ω_r et la vitesse estimée $\hat{\omega}_r$ restent constantes en raison de la régulation de la vitesse de notre commande par IRFO. Nous notons également des oscillations à haute fréquence autour de la valeur moyenne de $\hat{\omega}_r$ dues au bruit sur la composante inverse des entrées de la PLL.

Identification des paramètres du modèle

Comme nous l'avons déjà vu, la PLL nécessite la connaissance de l'amplitude et de la phase des composantes inverses afin de réaliser le suivi de la position du rotor. Nous devons également identifier d'autres composantes, si elles existent, pour introduire un modèle de compensation. Nous avons étudié deux méthodes que nous allons discuter : L'algorithme des moindres carrés, qui peut être exécuté hors ligne, et une méthode originale, que nous avons appelée "algorithme de synchronisation". Son processus d'identification est basé sur la DFT et peut être réalisé en ligne.

Algorithme des moindres carrés (LSA)

La formulation que nous proposons est la suivante. Prenons un modèle multi-saillances où :

$$I_{\alpha\beta s_cn}^{-\omega_c} = \sum_{i=1}^{N_C} I_{cni} e^{j(h_i\theta_r + \frac{\pi}{2} + \varphi_i)} \quad \text{Eq. 37}$$

Avec N_C , le nombre de composantes à identifier.

Comme la fonction est non linéaire, en raison de la présence des fonctions trigonométriques, nous devons trouver des paramètres auxiliaires ξ_i pour identifier l'Eq. 38.

Après l'identification, nous calculons les paramètres originaux I_{cni} .

$$I_{\alpha\beta s_cn}^{-\omega_c} = \sum_{i=1}^{N_C} \xi_i e^{jh_i\theta_r} \quad \text{avec} \quad \xi_i = I_{cni} \cdot e^{j(\varphi_i + \frac{\pi}{2})} \quad \text{Eq. 38}$$

Nous formons les vecteurs d'entrée "X" et de sortie "Y" de N échantillons :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_1(x_1) & \cdots & \psi_{N_C}(x_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \psi_1(x_N) & \cdots & \psi_{N_C}(x_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \vdots \\ \xi_{N_C} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 39}$$

Le critère de coût est :

$$J = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \left(y_n - \sum_{i=1}^{N_C} \psi_i(x_n) \cdot \hat{\xi}_i \right)^2 \quad \text{Eq. 40}$$

Le LSA donne les paramètres suivants :

$$\hat{\Xi} = [\xi_1 \quad \cdots \quad \xi_{N_C}]^t = (\psi^t \psi)^{-1} \psi^t Y \quad \text{Eq. 41}$$

Dans notre cas :

$$X = [\theta_1 \quad \cdots \quad \theta_N]^t \quad \text{Eq. 42}$$

$$Y = [I_{\alpha\beta s_{cn1}}^{-\omega_c} \quad \dots \quad I_{\alpha\beta s_{cnN}}^{-\omega_c}]^t \quad \text{Eq. 43}$$

Donc

$x_n = \theta_{rn}$ est la position au $n^{\text{ème}}$ échantillonnage

$y_n = I_{\alpha\beta s_{cn_n}}^{-\omega_c}$ est la composante du courant, dans le référentiel tournant de la porteuse, au même échantillonnage

La matrice Ψ est donnée par :

$$\Psi = [e^{jh_i\theta_{rn}}] \text{ pour } i = \overline{1, N_c} \text{ et } n = \overline{1, N}$$

Après avoir calculé les paramètres optimaux $\hat{\xi}_i$, nous en déduisons :

$$\hat{I}_{cni} = \sqrt{\hat{\xi}_{ai}^2 + \hat{\xi}_{\beta i}^2} \quad \text{Eq. 44}$$

$$\hat{\varphi}_i = \text{Arc tan} \left(\frac{\hat{\xi}_{\beta i}}{\hat{\xi}_{ai}} \right) - \frac{\pi}{2} \quad \text{Eq. 45}$$

Le processus de calcul est lourd et doit être effectué hors ligne. Nous devons disposer de l'ensemble des données, y compris les positions du rotor, pour utiliser le LSA. Les résultats expérimentaux sont présentés sur la Figure 60. $\hat{I}_{\alpha s_{cn}}^{-\omega_c}$ et $\hat{I}_{\beta s_{cn}}^{-\omega_c}$ sont calculés après le processus d'identification des paramètres du modèle et sont comparés aux composantes réelles du courant. Ils démontrent l'efficacité du LSA dans l'identification des paramètres du modèle de saillance.

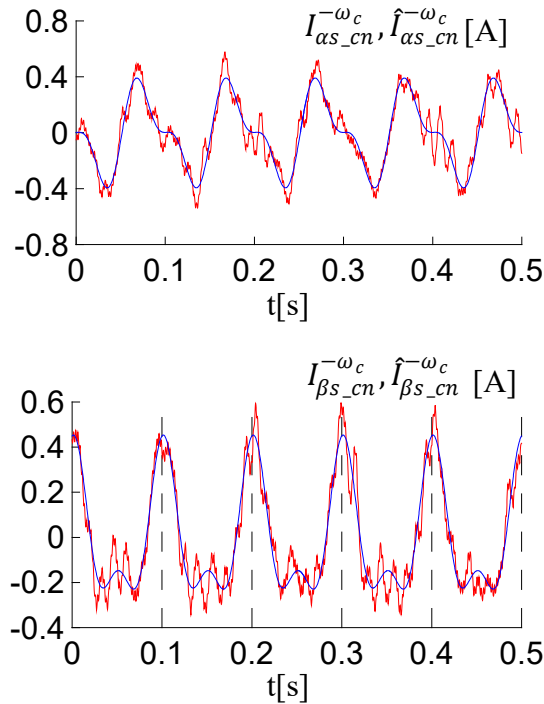


Figure 60. Composantes inverses après estimation

Algorithme de synchronisation

Nous avons nommé la méthode ainsi en raison de l'utilisation d'une transformation vers un référentiel particulier "synchronisé" avec celui de la composante harmonique que nous voulons identifier.

Supposons que nous ayons le même modèle que l'Eq. 37. I_{cni} et φ_i sont les paramètres que nous recherchons. Lorsque nous transformons le courant mesuré à partir du référentiel tournant de la porteuse vers le référentiel synchronisé avec l'harmonique h_m , l'expression devient :

$$I_{\alpha\beta s_{cn}}^{-\omega_c} e^{-jh_m\theta_r} = \sum_{i=1}^{N_c} I_{cni} e^{j(\varphi_i + \frac{\pi}{2})} e^{j(h_i\theta_r - h_m\theta_r)} \quad \text{Eq. 46}$$

Ensuite, nous intégrons sur une période de révolution :

$$Sum = \int_0^{2\pi} I_{\alpha\beta s_{cn}}^{-\omega_c} e^{-jh_m\theta_r} d\theta_r \quad \text{Eq. 47}$$

seul le terme avec $h_i=h_m$ restera :

$$Sum = 2\pi I_{cnm} e^{j(\varphi_m + \frac{\pi}{2})} \quad \text{Eq. 48}$$

La même considération s'applique à une version discrète de l'algorithme où l'on doit diviser par le nombre d'échantillons, répondant ainsi à la définition de la DFT.

Trois conditions doivent être remplies pour garantir l'exactitude des résultats : Le respect du théorème de Shannon, la différence spectrale entre deux composantes doit être plus grande que la résolution de la DFT et, sur les échantillons, nous devons avoir un nombre entier de tours de rotor.

Un exemple d'identification est présenté sur la Figure 61. Le processus est réalisé en temps réel sur la carte DSP. La grandeur est bien identifiée après le délai d'initialisation de l'algorithme. La variation de cette grandeur peut également être suivie pour l'adaptation des paramètres ou à des fins de diagnostic.

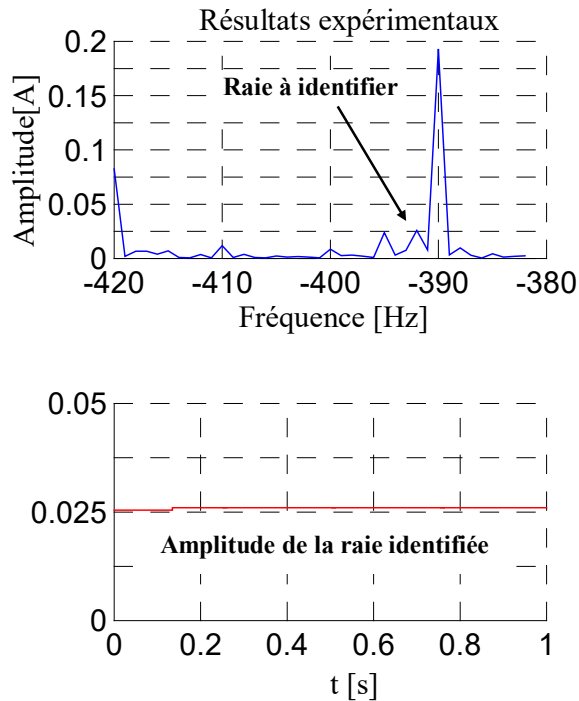
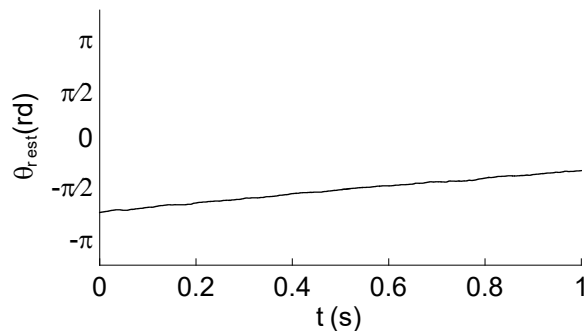


Figure 61. Analyse spectrale du courant de la composante inverse, montrant les composantes identifiées et son amplitude après le processus

Estimation et commande

Nous présentons ces résultats dans le cas d'une commande vectorielle par IRFO. La vitesse estimée est utilisée dans le schéma de commande, à la fois pour calculer l'angle de la transformation de Park et pour la régulation de vitesse. Les cas de saillance simple et multiple sont montrés sur la Figure 62 et Figure 63 avec la méthode de la PLL. Nous observons que l'estimateur est stable avec un bruit numérique d'amplitude relative.

Le décalage introduit dans le signal d'estimation de la vitesse est dû à un filtre numérique que nous avons été obligés d'appliquer afin d'obtenir une estimation plus lisse de la vitesse. Comme on peut le constater, il y a beaucoup de bruit sur l'estimation de la vitesse, à la sortie du contrôleur PI (méthode PLL) ou sur la dérivée de la position angulaire (méthode Arctg).



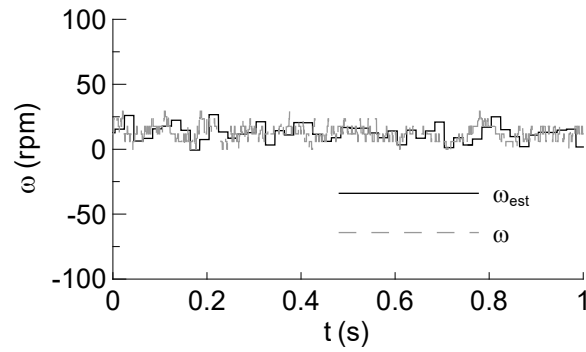


Figure 62. Estimation de la vitesse et de la position par la PLL pour une machine à une saillance à 6 tr/min en contrôle vectoriel

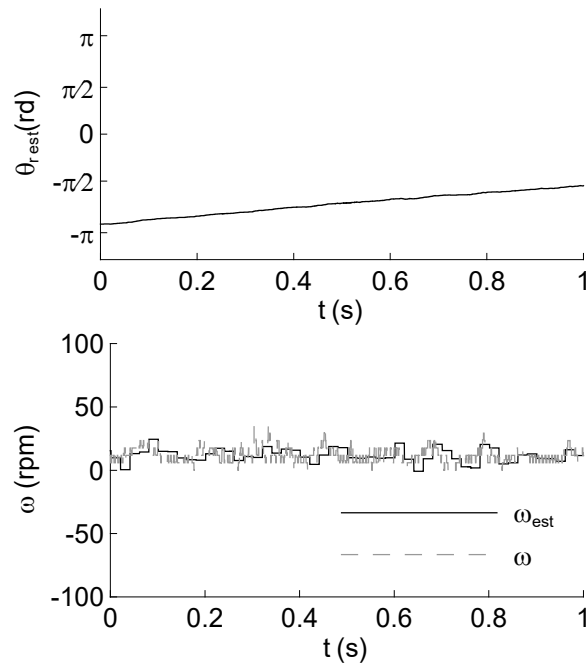


Figure 63. Estimation de la vitesse et de la position par PLL pour une machine à plusieurs saillances à 6 tr/min en contrôle vectoriel.

La Figure 64 et Figure 65 montrent les résultats expérimentaux lorsque la commande sans capteur en boucle fermée est appliquée pour l'estimation de la vitesse pour le contrôle vectoriel et pour l'entrée du régulateur de vitesse. Seuls les résultats de la PLL sont présentés car l'estimateur SDFT a un temps d'initialisation relativement long et n'a pas donné de résultats satisfaisants en boucle fermée.

Les fonctionnements à l'arrêt (Figure 64) et à faible vitesse avec échelon de charge (Figure 65 et Figure 66) sont présentés. Le contrôle vectoriel est réalisé correctement et les courants I_{ds} et I_{qs} ne se perturbent pas l'un l'autre pendant les transitoires. La charge à l'arrêt (Figure 64) est faible en raison des moyens utilisés (charge manuelle appliquée).

Lorsqu'un couple de charge de 20 Nm est appliqué à 6 tr/min (Figure 65 et Figure 66), la vitesse diminue, puis retrouve sa valeur de référence. Nous avons observé que le rejet de la perturbation est plus rapide lorsque l'estimateur Arctan est utilisé en raison de sa

réponse instantanée par rapport à l'estimateur à PLL. La vitesse estimée est cependant bruyante et entraîne un certain bruit sur la référence du courant de I_{qs} en raison de la pulsation de glissement calculée en IRFO.

Le bruit est dû à la manière dont la vitesse estimée est calculée grâce au contrôleur PI de la structure PLL. Nous pouvons remarquer que l'angle estimé $\theta_{r\ est}$ ne change pas entre -0.5 et 1.5 s, et est presque égal à π . Pendant cette période, la machine s'arrête à cause de la charge soudaine, puis la perturbation est rejetée et la machine tourne à nouveau à 6 tr/min.

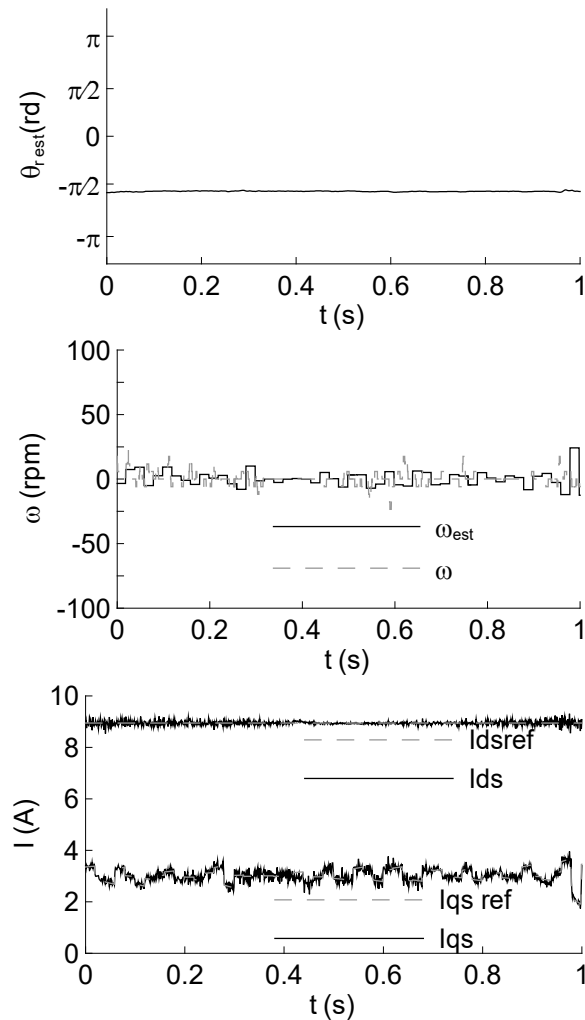


Figure 64. Estimation de la vitesse et de la position par PLL pour une machine à une saillance en contrôle vectoriel sans capteur à l'arrêt, sous charge.

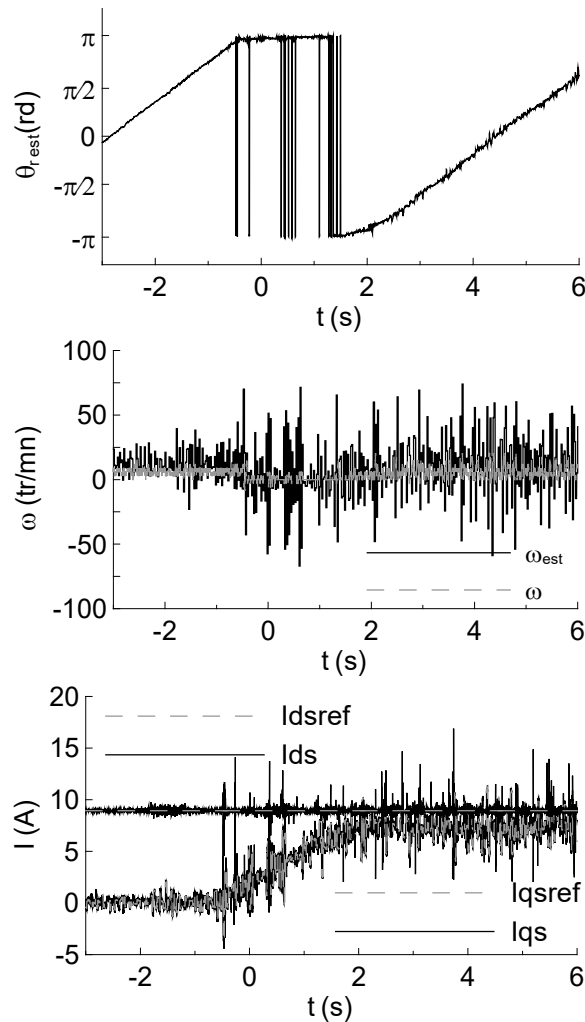


Figure 65. Estimation de la vitesse et de la position par PLL pour une machine à une saillance à 6 tr/min en contrôle vectoriel sans capteur, application d'un échelon de charge de 20 Nm

Nous avons ajouté (Figure 66) une comparaison avec un contrôle vectoriel avec capteur lors de l'application d'une charge soudaine de 20 Nm, lorsque la machine est à faible vitesse (6 tr/min). Le temps de réponse de la vitesse est de 2 s dans les deux cas en raison des paramètres du régulateur de vitesse. En fait, nous avons été obligés de ralentir le régulateur pour éviter des oscillations désagréables dues à un bruit important sur la vitesse estimée et au retard interne.

Si nous affinons le régulateur de vitesse avec un contrôle vectoriel avec capteur sur la même machine, le rejet de la perturbation de la charge est effectué en moins de 0.8 s.

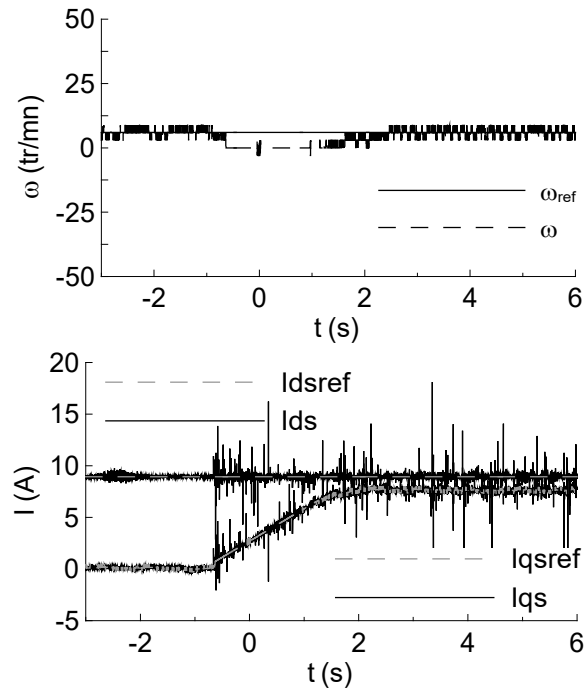


Figure 66. Comparaison avec une commande vectorielle avec capteur, à 6 tr/min, application d'un échelon de charge de 20 Nm

Conclusion sur les méthodes à base d'injection d'un signal d'excitation

Nous avons présenté les méthodes nécessaires à l'estimation de la vitesse dans un schéma de contrôle vectoriel sans capteur (IRFO). De nombreux aspects liés au filtrage et à l'identification des paramètres sont abordés. Les résultats ont été obtenus sur une machine particulière qui nous a permis de modéliser les saillances afin d'étudier le comportement des filtres et des estimateurs.

Nous avons également mis en œuvre ces méthodes sur des machines présentant des défauts particuliers au niveau du rotor (petit aimant permanent collé sur l'anneau de la cage, moteur avec une barre cassée, fraisage périphérique sur les tôles du rotor). Malheureusement, le niveau de saillance était faible au regard de la géométrie de la machine.

L'objectif d'une estimation sans capteur mécanique par ces méthodes d'injection de porteuse, serait de concevoir une machine présentant un schéma de saillance particulier afin d'obtenir un rapport signal sur bruit assez élevé tout en minimisant les perturbations du couple dans le cadre de la commande vectorielle.

Cet objectif ne peut être atteint qu'avec des rotors spécialement conçus avec une configuration de saillance particulière.

Un autre aspect est le type d'utilisation et qui est propre à chaque moteur. Il existe des perturbations importantes dues à la saturation et à l'influence de la charge sur les composantes de courant inverses. Un algorithme d'auto-identification et de diagnostic pourrait permettre la portabilité de la commande sans capteur sur différentes machines avec un minimum de réglages.

2. Réduction de capteurs

Introduction

Nous avons par ailleurs étudié deux aspects importants des éléments du schéma de commande de moteur que sont la réduction des capteurs de courant [A15], [A16], [A17], la détection des défauts des capteurs et la reconfiguration de la commande en cas de défaut de capteurs [C18], [C62].

La commande DTC (Contrôle Direct du Couple) introduite par (Depenbrock, 1988; Takahashi and Noguchi, 1986) présente plusieurs avantages en termes de robustesse et de contrôle précis du couple, même si les courants ne sont pas directement contrôlés. De nombreuses équipes ont travaillé sur cette technique en explorant différentes approches (El Ouanjli et al., 2019) [A15], [C51], [L1] et presque toutes les équipes travaillant sur la commande des machines asynchrones, y compris en France, se sont penchées sur le sujet de la DTC après avoir maîtrisé la commande vectorielle classique.

Certaines se sont intéressées à la limitation de l'appel de courant lors de la phase de magnétisation (Chapuis and Roye, 1998), d'autres à la double alimentation stator et rotor en DTC (BonnetFrancois et al., 2007), à la réduction d'ondulation de couple (Zidani et al., 2006), avec onduleur multiniveaux (Martins et al., 2002) et à la commande sans capteurs (Khoucha et al., 2006). Enfin, certaines appliquent la DTC à la commande de MS (Oukkacha et al., 2017; Retif et al., 2004).

Nous allons présenter une étude de réduction du nombre de capteurs et de coût des dispositifs de mesure intégrés dans un schéma de Contrôle Direct du Couple.

Nous présentons un nouvel algorithme de reconstruction de courant de phase à faible coût et simple pour moteur asynchrone triphasé sous DTC, en utilisant les mesures à partir d'une seule résistance shunt au lieu des traditionnels capteurs à effet Hall par phase. L'objectif est de développer un entraînement de MAS haute performance à faible coût. L'algorithme proposé est robuste et simple. Il utilise le courant continu pour reconstruire les courants statoriques nécessaires pour estimer le flux du moteur et le couple électromagnétique. Nous présentons le concept théorique puis une version modifiée de la DTC avec des secteurs et des vecteurs de tension qui nous permettront la reconstruction effective des courants de phase. Les limitations sont également étudiées et présentées.

Des résultats de simulation et expérimentaux montrent que le contrôle proposé permet de reproduire les performances d'un entraînement traditionnel de MAS en DTC.

La commande DTC nécessite des informations sur les courants statoriques et la tension du bus DC, qui est utilisée avec les états des interrupteurs de l'onduleur, pour estimer les valeurs du flux statorique et du couple électromagnétique.

Le retour courant pour le contrôle en boucle fermée est généralement obtenu en mesurant les courants de phase instantanés à l'aide de capteurs de courant. Le plus souvent ce sont des capteurs de courant isolés galvaniquement tels que les capteurs à effet Hall qui sont utilisés dans de nombreuses applications (Foo and Rahman, 2009; Haque and Rahman, 2009).

Ils sont généralement utilisés sur au moins deux sorties de l'onduleur de puissance pour fournir des signaux de retour courant. Ce type de capteurs offre de bonnes performances mais présente des inconvénients pour l'ensemble du système d'entraînement en termes de coût, d'encombrement et d'une certaine non-linéarité. Le fonctionnement avec un seul capteur de courant a été proposé pour reconstruire les courants de phase à partir du capteur de courant du bus DC (Green and Williams, 1989).

Diverses approches ont été proposées dans la littérature. Certaines méthodes ajustent les signaux PWM pour garantir que deux courants de phase peuvent être échantillonnés à chaque période de contrôle (Blaabjerg et al., 1997; Blaabjerg and Pedersen, 1994; Boys, 1988; Lee et al., 2001; Petruzzello et al., 1990).

D'autres stratégies introduisent des modifications de l'algorithme de modulation afin de garantir la fiabilité des mesures provenant des capteurs de courant du bus DC dans toutes les conditions de fonctionnement (Joo, 2000; Moynihan et al., 1993). D'autres approches intéressantes sont basées sur l'estimation des courants de phase du moteur à l'aide d'algorithmes de prédiction-correction, ce qui introduit une charge de calcul supplémentaire pour le système d'entraînement (Kim and Jahns, 2006; T.M. Wolbank and Macheiner, 2002; T. M. Wolbank and Macheiner, 2002; Wolbank and Macheiner, 2004).

Seuls quelques articles traitent de la technique DTC pour le moteur asynchrone et PMSM dans ce contexte (Bertoluzzo et al., 2006; Farrokhhabadi et al., 2020; Peralta-Sanchez et al., 2009). L'algorithme utilisé dans ces travaux fonctionne en deux étapes. Premièrement, il prédit les courants statoriques d'un modèle du moteur puis ajuste la prédiction sur la base du courant mesuré sur le bus DC. Cet algorithme nécessite une charge de calcul supplémentaire et connaissance de l'inductance statorique.

Dans cette étude, nous proposons une commande DTC de moteur asynchrone, à faible coût, avec un seul capteur de courant. Le vecteur flux statorique et le couple électromagnétique sont calculés directement à partir de la tension et du courant issus d'un seul capteur de tension du bus DC (diviseur de tension simple) et d'un seul capteur de courant du bus DC (résistance shunt simple). Les courants de phase sont estimés par deux processus de mesure du courant de liaison DC. Cet algorithme ne nécessite pas de charge de calcul supplémentaire, ni de connaissance d'autres paramètres du moteur.

Commande DTC classique

Cette commande a déjà été introduite précédemment mais nous allons présenter la manière dont on l'implémente afin de pouvoir convenablement montrer la différence par rapport à la DTC qu'on propose pour la réduction des capteurs de courant.

Par le biais de mesures de courant et de tension, il est possible de calculer approximativement le flux statorique instantané φ_s et le couple moteur de sortie C_e , (Eq. 49, Eq. 50). Ces équations nécessitent uniquement la connaissance du vecteur de tension précédemment appliqué V_s , du courant statorique mesuré I_s , de la résistance statorique R_s et du nombre de paires de pôles du moteur p .

L'algorithme de contrôle, basé sur des contrôleurs d'hystérésis de flux et de couple, détermine la tension nécessaire pour amener le flux et le couple aux valeurs souhaitées dans une période de temps fixe. Les blocs fonctionnels fondamentaux utilisés pour mettre en œuvre le schéma DTC sont représentés dans la Figure 67.

$$\begin{aligned}\varphi_{\alpha s} &= \int (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{\beta s} &= \int (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt\end{aligned}\tag{Eq. 49}$$

$$C_e = \frac{3}{2} p (\varphi_{\alpha s} I_{\beta s} - \varphi_{\beta s} I_{\alpha s})\tag{Eq. 50}$$

Une fois que le couple électromagnétique et l'amplitude du flux statorique sont estimés, un contrôle par hystérésis est effectué et les vecteurs de tension à appliquer sont obtenus à partir d'une table de commutation. Les composantes ($V_{\alpha s}$, $V_{\beta s}$) de la tension statorique dans un référentiel fixe (α , β) résultent de la tension mesurée du bus continu (U_{dc}) et des états logiques des commandes de commutation S_a, S_b, S_c (Eq. 51). Les composantes ($I_{\alpha s}$, $I_{\beta s}$) du courant statorique sont données par l'Eq. 52.

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = \frac{2}{3} U_{dc} (S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)) \\ V_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases}\tag{Eq. 51}$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = I_a \\ I_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}} (I_b - I_c) \end{cases}\tag{Eq. 52}$$

La résistance du stator peut être supposée constante. Pendant une période de commutation, le vecteur de tension appliqué au moteur est constant. En intégrant la force électromotrice (f.e.m.), le flux statorique peut être estimé en utilisant l'Eq. 49.

Pendant la période de commutation, chaque vecteur de tension est constant et on peut réécrire l'équation du flux :

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha s}[k+1] = \varphi_{\alpha s}[k] + (V_{\alpha s}[k] - R_s I_{\alpha s}[k]) T_s \\ \varphi_{\beta s}[k+1] = \varphi_{\beta s}[k] + (V_{\beta s}[k] - R_s I_{\beta s}[k]) T_s \end{cases}\tag{Eq. 53}$$

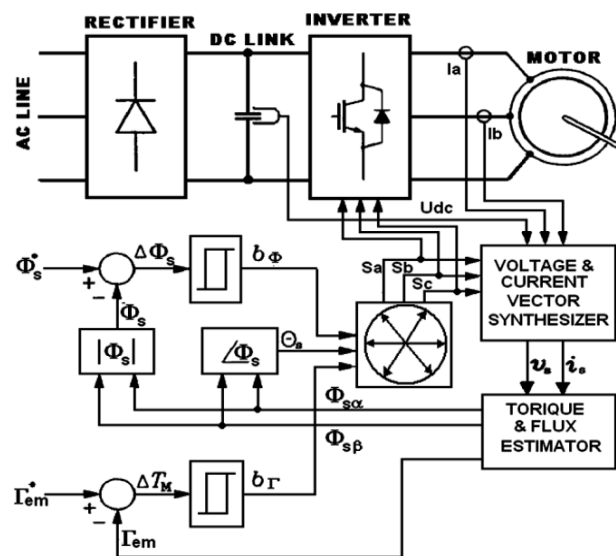


Figure 67. Schéma de DTC classique

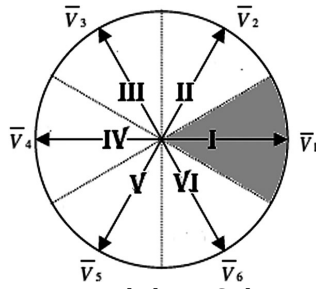


Figure 68. Découpage en secteurs de la DTC classique et vecteurs de tension

Comme le montre la Figure 68, six vecteurs de tension également espacés ayant la même amplitude et deux vecteurs de tension nulle sont les seules combinaisons de commutation pouvant être choisies pour le fonctionnement d'un onduleur. La sélection d'un vecteur de tension est faite pour maintenir le couple et le flux statorique à l'intérieur des limites de la bande d'hystérésis. La table de commutation est donnée par le Tableau 1.

Tableau 1. Table de commutation classique de la DTC

b_Φ	b_Γ	Sector I	Sect II	Sect I II	Sect IV	Sect V	Sect VI
1	1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
	0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
0	1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	0	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1

Commande DTC modifiée à un seul capteur de courant

Contrairement à la commande précédente, nous proposons une commande qui n'utilise qu'un seul capteur de courant simple et peu onéreux à base d'une résistance shunt dans le chemin de retour du bus DC (Figure 69). Une méthode appropriée pour reconstruire les courants et tensions de phase est mise au point avec une simple modification du schéma de base de la DTC en utilisant une stratégie de décalage de zones.

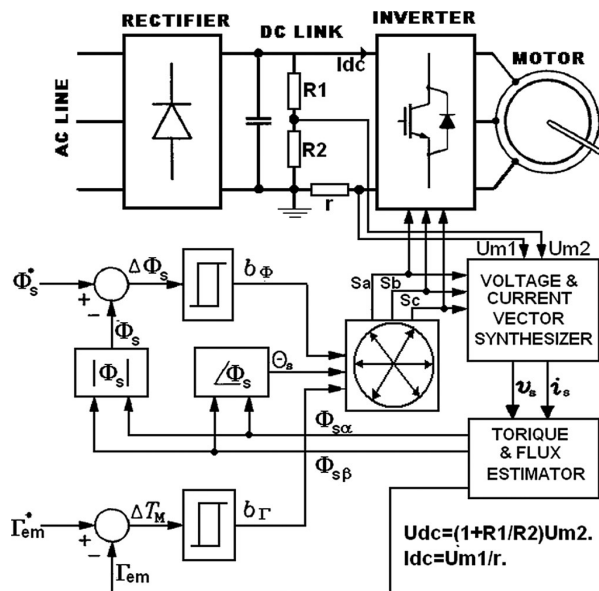


Figure 69. Schéma de DTC proposé

Tout d'abord, le système de contrôle doit être capable de générer plus de vecteurs de tension. Cet objectif peut être atteint approximativement en appliquant, à chaque période de cycle, différents vecteurs de tension pour des intervalles de temps prédéfinis, menant à une technique de modulation de vecteurs spatiaux discrets (DSVM) (Casadei et al., 2000; Habetler and Divan, 1991).

En utilisant cette stratégie de modulation, de nouveaux vecteurs de tension peuvent être synthétisés par rapport à ceux utilisés dans la technique DTC de base. Il a été vérifié que la subdivision de la période de cycle en deux intervalles de temps égaux conduit à une réduction substantielle des capteurs de courant sans nécessiter des tables de commutation trop complexes. En utilisant la technique DSVM, avec deux intervalles de temps égaux, 12 nouveaux vecteurs de tension peuvent être générés ; nous utilisons seulement 6 vecteurs de tension actifs dans notre schéma DTC proposé comme représenté dans la Figure 70. Les vecteurs rouges représentent les vecteurs de tension synthétisés.

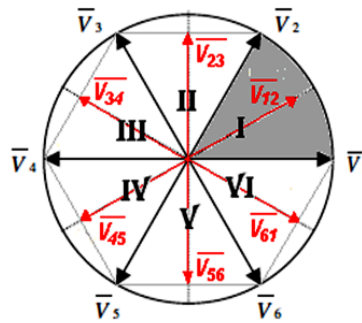


Figure 70. Découpage en secteurs de la DTC et vecteurs de tension utilisés

Comme la stratégie de décalage de zone, une autre modification permet d'améliorer la DTC en utilisant une nouvelle table de commutation (Tableau 2) et en ajustant les six secteurs de flux statorique de la DTC conventionnelle (Figure 68). Le premier secteur est pris de 0° à 60° (Figure 70), au lieu de -30° à 30° .

Tableau 2. Table de commutation proposée de la DTC

b_Φ	b_Γ	Sect I	Sect II	Sect III	Sect IV	Sect V	Sect VI
1	1	V ₅₆	V ₆₁	V ₁₂	V ₂₃	V ₃₄	V ₄₅
	0	V ₃₄	V ₄₅	V ₅₆	V ₆₁	V ₁₂	V ₂₃
0	1	V ₆₁	V ₁₂	V ₂₃	V ₃₄	V ₄₅	V ₅₆
	0	V ₂₃	V ₃₄	V ₄₅	V ₅₆	V ₆₁	V ₁₂

Échantillonnage du courant du bus DC et reconstruction du courant statorique

L'un des objectifs les plus importants de la reconstruction triphasée à shunt unique est de réduire le coût. Cela simplifie le circuit d'échantillonnage à un seule résistance shunt et quelques autres composants électroniques. De plus, l'algorithme à shunt unique permet l'utilisation de modules de puissance qui ne comportent pas, pour chaque phase, un retour indépendant vers la masse commune (Figure 71).

Un autre avantage de la mesure à shunt unique est que le même circuit est utilisé pour détecter les trois phases. Pour toutes les mesures, les gains et les décalages seront les

mêmes, ce qui élimine la nécessité de calibrer chaque structure de mesure de phase par voie logicielle.

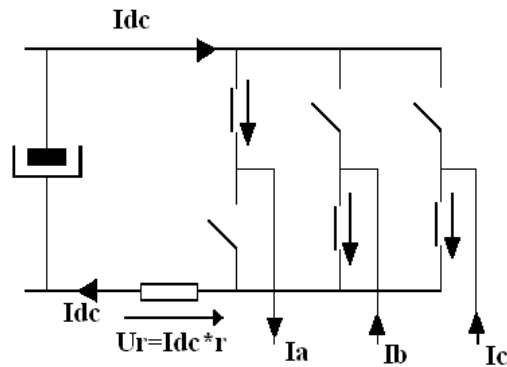


Figure 71. Courant de phase et courant continu du bus DC

Mesure du courant DC

Le circuit d'échantillonnage du courant du bus continu utilisant une seule résistance shunt dans un onduleur de tension triphasé classique est illustré dans la Figure 71. Une résistance shunt de mesure est placée entre les bornes d'émetteur des interrupteurs de puissance du côté inférieur et le rail négatif du bus continu connecté à la masse. La chute de tension à travers la résistance shunt est amplifiée et ajustée en niveau (Figure 72). En cas de masses non isolées entre le circuit de contrôle et le circuit de puissance, le signal est envoyé directement aux entrées du convertisseur analogique-numérique (ADC) d'un contrôleur de signal numérique (DSC) où l'algorithme de contrôle du moteur est implémenté et exécuté en temps réel Figure 72.a). Pour plus de protection, un amplificateur photo-isolateur linéaire est utilisé pour isoler le circuit de contrôle du circuit de puissance Figure 72.b).

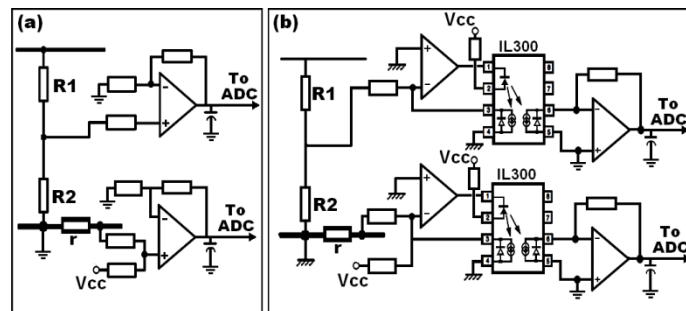


Figure 72. Amplificateur de mesure du courant continu et de la tension continue, (a) amplificateur non isolé, (b) amplificateur photo-isolé linéaire

Temps d'échantillonnage

Les instants d'échantillonnage du courant du bus continu doivent être choisis pour l'application du concept de reconstruction des courants triphasés. Conformément à la Figure 73, les instants d'échantillonnage optimaux doivent être calculés par rapport aux instants de transition des vecteurs actifs.

Pour une valeur cohérente du courant du bus continu, l'échantillonnage du signal doit avoir lieu après un délai supplémentaire (Eq. 54).

$$T_{sample} \geq T_{on} + T_{sr} + T_{ss} \quad \text{Eq. 54}$$

Le temps d'échantillonnage inclut le temps de retard total d'activation de l'interrupteur (T_{on}), le temps de montée du signal du courant du bus continu (T_{sr}) et le temps de stabilisation du signal (T_{ss}). Le paramètre T_{on} inclut le temps mort, le temps de traitement du signal du driver IGBT et le temps de retard d'activation de l'IGBT dans le pire des cas. Le paramètre T_{ss} est lié aux amplificateurs de signal et au circuit d'isolation.

Une fois l'échantillonnage démarré, le processus nécessite un délai supplémentaire de maintien et d'échantillonnage (T_{ADC}). Ce dernier peut être important, en particulier dans le cas d'un ADC de DSC à faible coût. Cependant, tous ces délais peuvent être négligés par rapport à la période de contrôle DTC. L'instant d'échantillonnage choisi dans la reconstruction proposée du courant de phase est à la fin de chaque demi-période lorsque le signal de courant continu est stabilisé.

La plus petite période de contrôle DTC est donnée par (Eq. 55):

$$T_s \geq 2(T_{on} + T_{sr} + T_{ss} + T_{ADC}) \quad \text{Eq. 55}$$

En réalité, la somme de tous ces délais est d'environ quelques microsecondes, même avec le système d'isolation. Ce qui est bien plus petit comparé aux 50µs utilisés dans notre système.

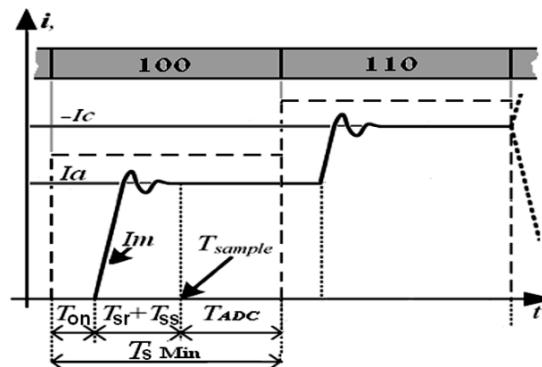


Figure 73. Temps d'échantillonnage récurrent

Reconstruction du courant de phase

Dans la DTC classique, pour chaque vecteur de tension actif, il n'y a qu'un seul courant circulant dans le bus continu qui pourrait être mesuré. Le Tableau 3 illustre, selon les états des interrupteurs, la relation entre le courant du bus continu et les courants de phase.

Tableau 3. Courant de phase mesuré durant chaque application de vecteur de tension DTC classique

Vecteur de tension actif	Courant DC
V ₁	I _a
V ₂	-I _c
V ₃	I _b
V ₄	-I _a
V ₅	I _c
V ₆	-I _b

En utilisant la modulation de vecteur spatiale discrète à deux intervalles, pour chacun des six nouveaux vecteurs actifs, nous pouvons reconstruire les courants moteur triphasés (Tableau 4).

Tableau 4. Courant de phase durant dans chaque application de vecteur de tension DTC proposé

Vecteur de tension actif	Courant DC du 1 ^{er} intervalle	Courant DC du 2 ^{ème} intervalle
V_{12}	Ia	-Ic
V_{23}	-Ic	Ib
V_{34}	Ib	-Ia
V_{45}	-Ia	Ic
V_{56}	Ic	-Ib
V_{61}	-Ib	Ia

Tableau 5. Equations de reconstruction des courants de phase pour chaque vecteur de tension

Vecteur de tension	Ia	Ib	Ic
V_{12}	I_{dc1}	$I_{dc2}-I_{dc1}$	$-I_{dc2}$
V_{23}	$I_{dc1}-I_{dc2}$	I_{dc2}	$-I_{dc1}$
V_{34}	$-I_{dc2}$	I_{dc1}	$I_{dc2}-I_{dc1}$
V_{45}	$-I_{dc1}$	$I_{dc1}-I_{dc2}$	I_{dc2}
V_{56}	$I_{dc2}-I_{dc1}$	$-I_{dc2}$	I_{dc1}
V_{61}	I_{dc2}	$-I_{dc1}$	$I_{dc1}-I_{dc2}$

À partir du Tableau 5, il est clair qu'en connaissant la position des interrupteurs de l'onduleur dans deux intervalles de chaque période, les courants réels pour deux phases peuvent être obtenus sans processus de calcul supplémentaire. En supposant que I_{dc1} est le courant du bus DC mesuré à la fin du premier intervalle et I_{dc2} est celui mesuré à la fin du second intervalle, comme résumé dans le Tableau 5, les courants moteur triphasés Ia, Ib et Ic sont donnés en fonction du vecteur de tension et du courant du bus DC. Un exemple de séquence temporelle de reconstruction du courant de phase avec l'application du vecteur de tension V_{12} est présenté dans la Figure 74.

Plage de vitesse du moteur

Dans la DSVM à deux intervalles, une période d'échantillonnage est divisée en deux intervalles de temps égaux (Figure 74). L'un des vecteurs de tension de l'onduleur est appliqué dans chacun de ces intervalles. Le nombre de vecteurs de tension pouvant être générés est de 14 vecteurs. L'algorithme DTC à faible coût proposé n'utilise que six de ces vecteurs de tension pour la reconstruction des courants de phase.

L'amplitude du vecteur de tension généré V_1 en utilisant l'algorithme DTC classique peut être écrite comme (Eq. 56) :

$$|V_1| = \frac{2}{3} U_{dc} \quad \text{Eq. 56}$$

Le vecteur de tension généré V_{12} en utilisant l'algorithme DSVM DTC proposé est donné par (Eq. 57) :

$$|V_{12}| = \frac{2}{3} U_{dc} \cos \frac{\pi}{6} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{dc} \quad \text{Eq. 57}$$

Le rapport des amplitudes des vecteurs de tension est donné par (Eq. 58) :

$$r = \frac{|V_{12}|}{|V_1|} = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{Eq. 58}$$

Le contrôle de la vitesse est obtenu en variant la fréquence. Outre la fréquence, la tension appliquée doit être variée, car l'amplitude du flux statorique est maintenue constante par le contrôle DTC. En négligeant la chute de résistance du stator, nous pouvons considérer que l'amplitude de la tension, en régime permanent, est donnée par (Eq. 59) :

$$V_{sn} \approx \varphi_{sn} \omega_s \quad \text{Eq. 59}$$

La réduction de l'amplitude maximale de la tension réduira l'amplitude de fem, entraînant une réduction de la pulsation statorique maximale et donc de la plage de vitesse. La vitesse maximale du moteur avec l'algorithme proposé est limitée à 86% par rapport à l'algorithme de contrôle DTC original.

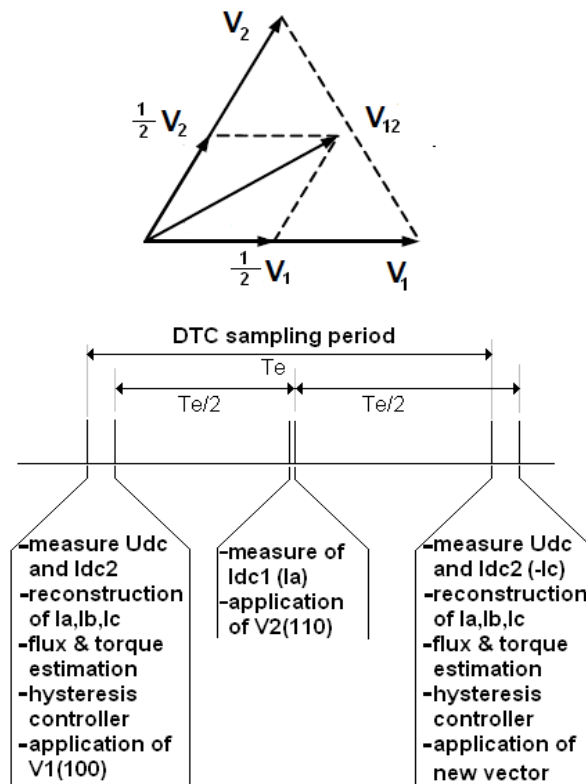


Figure 74. Exemple de reconstruction des courants de phase pour la DTC à deux intervalles DSVM lors de l'application du vecteur de tension V_{12}

Nous avons vérifié en simulation la bonne reconstitution des courants de phase et la commande DTC qui en résulte. La Figure 75 montre une inversion du couple électromagnétique. On remarque que le contrôle est rapide et efficace avec des

ondulations typiques de genre de contrôle DTC.

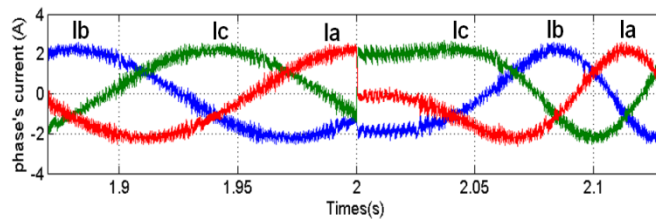


Figure 75. Simulation : Courants de phase lors d'une inversion de couple

Résultats expérimentaux

Pour vérifier les résultats de la simulation informatique, la méthode de contrôle proposée a été appliquée sur un banc d'essai expérimental commandé en DTC. Le banc d'essai expérimental, représenté sur la Figure 76, se compose d'un moteur asynchrone de 1.1 kW, d'un onduleur VSI à IGBT et d'un contrôleur basé sur un DSC dsPIC 33FJ256MC710. Le moteur asynchrone possède les mêmes paramètres que ceux du modèle de simulation. La tension et le courant du bus DC ont été interfacés au contrôleur via un convertisseur analogique-numérique (A/N) intégré dans la carte DSC. La fréquence d'échantillonnage est fixée à 9 kHz et la carte DSC était contrôlée grâce à un PC.

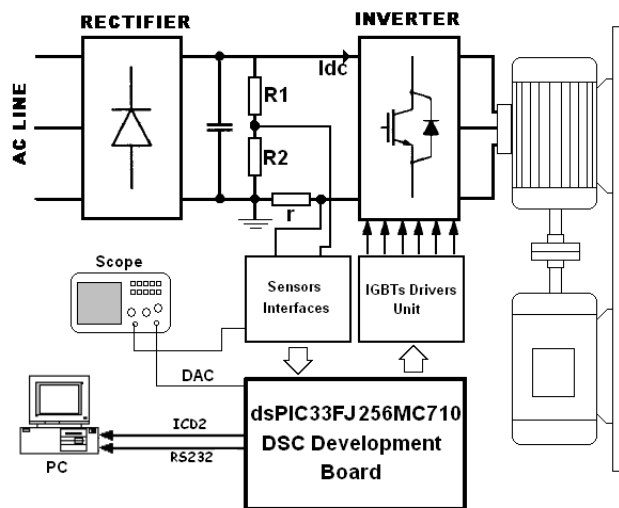


Figure 76. Schéma synoptique du banc expérimental

Lors de l'essai expérimental, la Figure 77.a montre la forme d'onde du couple et le courant du moteur statorique de la phase 'a' pour le changement de référence de couple entre 3 Nm et -3 Nm. La Figure 77.b présente la réponse transitoire de la vitesse du moteur lorsque le changement de référence de couple est appliqué. On peut voir que le contrôle du couple est réalisé comme prévu, et lorsque le couple est inversé, le moteur change de direction de rotation.

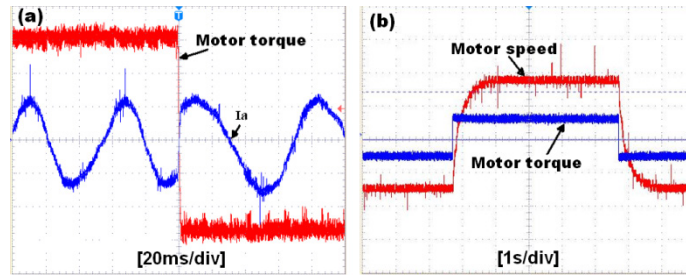


Figure 77. a. Couple and courant statorique (1 Nm/div, 1 A/div)
 b. Couple et vitesse (5 Nm/div, 100 tr/mn/div)

Les composantes du flux statorique et leur trajectoire pendant des opérations normales et d'inversion de couple sont présentées respectivement dans la Figure 78 et la Figure 79. On peut voir que le contrôle du flux est réalisé comme prévu et, lors de l'inversion du couple, le vecteur de flux statorique change de direction ($\varphi_{\alpha s}$ est en retard / en avance par rapport à $\varphi_{\beta s}$).

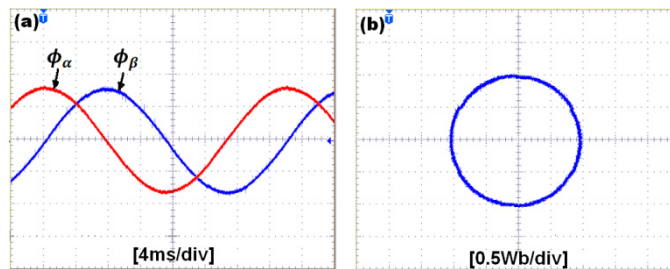


Figure 78. a. Composants du flux statorique
 b. Trajectoire circulaire en xy

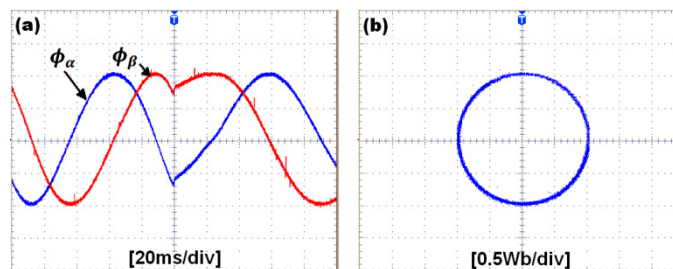


Figure 79. a. Composants du flux statorique
 b. Trajectoire circulaire en xy durant une inversion de couple

La Figure 80 illustre les résultats expérimentaux du secteur de flux statorique et de son vecteur de tension correspondant. Le vecteur de tension sélectionné dépend du secteur de flux statorique et de la sortie du contrôleur hystérésis de flux et de couple (Figure 80.a). En revanche, la Figure 80.b montre le secteur de flux statorique et son vecteur de tension correspondant sans contrôle de couple.

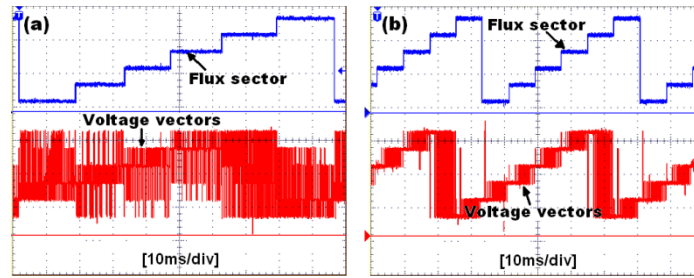


Figure 80. Index du secteur du vecteur flux (2/div) et index du vecteur tension correspondant (2/div)
 a. Contrôle du couple et du flux, b. Contrôle du flux

La Figure 81 montre les formes d'onde du courant moteur mesuré et reconstruit pour la méthode de contrôle modifiée. La mesure et la reconstruction du courant moteur de la phase 'a', présentées en détail sur la Figure 82, confirment l'efficacité de la méthode proposée pour réduire le coût du schéma DTC en remplaçant tous les capteurs galvaniques (capteurs de courant et de tension à effet Hall) par une seule résistance shunt et un seul diviseur de tension.

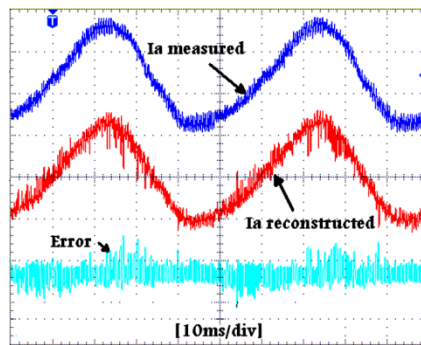


Figure 81. Courant mesuré et reconstitué de la phase a (2 A/div)

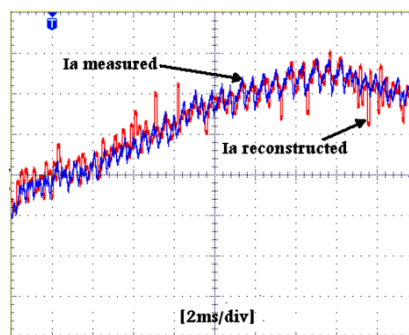


Figure 82. Zoom sur le courant mesuré et reconstitué de la phase a (1 A/div)

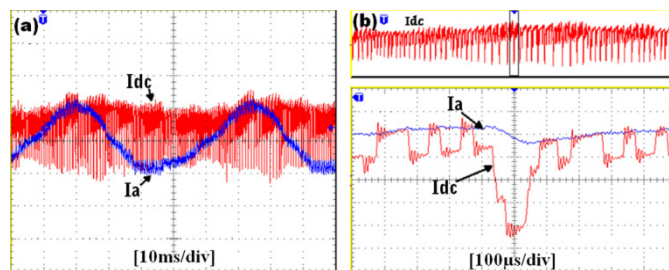


Figure 83. Courants DC et phase a mesurés (a) et leur zoom (b) (2 A/div)

La Figure 83.a illustre le courant du bus DC et le courant moteur de la phase 'a', avec un zoom présenté dans la Figure 83.b, où l'on peut clairement voir les intervalles utilisés pour mesurer directement le courant de la phase 'a'. Dans cet exemple, la séquence des vecteurs de tension appliqués au moteur est $V_{61}, V_{12}, V_{12}, V_{12}, V_{34}, V_{61}, V_{61}, V_{12}, V_{12}$ et V_{12} respectivement. En conséquence, le courant mesuré pour chaque période à partir du courant DC peut être écrit comme une séquence de paires de courants $(-I_b, I_a), (I_a, -I_c), (I_a, -I_c), (I_b, -I_a), (-I_b, I_a), (-I_b, I_a), (I_a, -I_c), (I_a, -I_c)$ et $(I_a, -I_c)$. Si le secteur de flux statorique ne change pas, nous pouvons déterminer à partir du tableau II qu'il n'y a que deux secteurs possibles (secteur II ou secteur V).

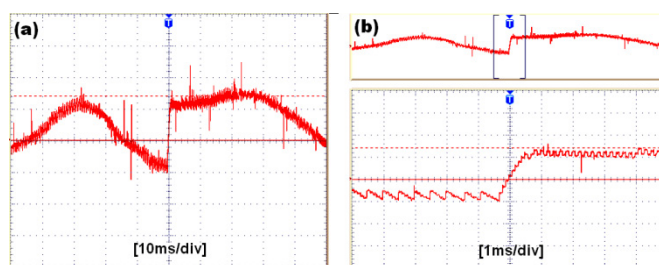


Figure 84. Courant statorique durant une inversion de couple (a) et son zoom (b) (2 A/div)

La Figure 84.a montre la dynamique du courant statorique lors de l'inversion du couple, et son agrandissement est présenté dans la Figure 84.b. On peut observer que la transition du courant statorique n'est pas instantanée, mais qu'il existe un délai dépendant de l'inductance de fuite du stator.

Conclusion

Un nouveau schéma DTC à faible coût pour les entraînements de moteurs asynchrones (IM) a été présenté, utilisant une seule résistance shunt insérée dans le chemin du bus DC pour la reconstruction du courant de phase.

La méthode proposée reconstruit les courants statoriques nécessaires pour estimer la magnitude du flux statorique et le couple électromagnétique du moteur, par une simple modification du schéma DTC de base ; une stratégie de décalage de zone de 30° est appliquée. Pour générer les six vecteurs de tension actifs nécessaires à la mesure du courant du bus DC sans changer la stratégie DTC, une technique de modulation de vecteur spatial discrète à deux intervalles est utilisée.

L'efficacité de l'algorithme DTC proposé utilisant une seule résistance shunt a été vérifiée par des simulations informatiques et expérimentalement sur un moteur asynchrone triphasé de 1.1 kW. Les résultats présentés ont démontré que, malgré une petite réduction de la plage de vitesse du moteur, les courants de phase reconstruits sont très proches des courants de phase mesurés, avec une performance du système d'entraînement presque identique à celle obtenue avec le schéma DTC traditionnel.

3. Microcentrales et énergies renouvelables

Ces dernières années, je me suis tourné vers les microcentrales (micro power plants ou MPP) de production d'énergie électrique à partir d'énergies renouvelables. J'ai encadré des thèses sur ces sujets et mis au point des bancs d'essais notamment, les émulateurs éoliens à base de GADA et de GS et les onduleurs assistés (Grid Tie Inverters) PV. Nous avons étudié la commande rapprochée de ces systèmes ainsi que l'apport des méthodes non linéaires (SMC, Super Twisting [A28]) par rapport aux régulateurs classiques. Nous nous sommes intéressés à l'influence du point de fonctionnement (saturation magnétique, régime hyper et hypo-synchrone, profil de vent) sur les paramètres impliqués dans le contrôle de ces systèmes. Nous allons présenter une partie de ces travaux dans ce qui suit.

La recherche sur les micro réseaux nécessite l'intégration d'émulateurs éoliens, de systèmes photovoltaïques et de batteries (Bennia et al., 2023). Les études expérimentales sur ces systèmes combinés nécessitent de disposer d'un banc d'émulateur éolien (WTE).

Le WTE permet de disposer d'un environnement de test contrôlé pour évaluer les stratégies de contrôle de puissance, les algorithmes MPPT, les limitations de l'angle d'inclinaison des pales, et d'autres aspects critiques des systèmes de conversion d'énergie éolienne (WECS). Contrairement aux vraies éoliennes, soumises à des conditions climatiques imprévisibles et à des coûts élevés, les WTE permettent des simulations précises des vitesses de vent, facilitant l'évaluation et l'amélioration des schémas de contrôle pour les WECS. Il se compose de deux machines électriques mécaniquement couplées : l'une agit comme un moteur reproduisant le comportement dynamique du couple éolien, basé sur la vitesse du vent, la vitesse de l'arbre et les paramètres de la turbine, tandis que l'autre fonctionne comme un générateur.

Plusieurs types de générateurs ont été étudiés pour l'émulation d'éoliennes, notamment les générateurs synchrones à aimants permanents (PMSG) et les générateurs asynchrones à double alimentation (GADA ou DFIG) (Rajendran et al., 2023).

La GADA est un très bon choix dans les WTE en raison de son prix et de sa capacité à fonctionner à des vitesses variables dans une plage allant de 0.75 à 1.25 autour de la vitesse de synchronisme, ce qui permet un contrôle flexible de la puissance active et réactive tout en réduisant les contraintes mécaniques (Hu et al., 2010).

Une GADA permet d'avoir le stator directement connecté au réseau et les courants rotoriques contrôlés par un convertisseur ne faisant transiter que 30 % de la puissance nominale. Les GADA réduisent significativement les coûts associés aux convertisseurs (Rodriguez-Amenedo et al., 2021).

En comparaison, les PMSG offrent un haut rendement et sont largement utilisés dans les WTE (Wollz et al., 2020). Ils éliminent le besoin d'excitation externe. Leur conception exclut des pièces mécaniques comme les bagues/balais et les multiplicateurs de vitesse, améliorant ainsi leur fiabilité et offrant un rapport puissance/poids élevé (Huang et al., 2022). Cependant, leur coût initial est élevé, sont compliqués à fabriquer et présentent des risques de démagnétisation dans des conditions extrêmes (Huang et al., 2022). De

plus, les PMSG nécessitent des convertisseurs de puissance pour se connecter au réseau (Khan et al., 2024), ce qui complique le contrôle du système et augmente son coût.

Pour maximiser la capture de l'énergie éolienne, les WTE implémentent souvent des algorithmes MPPT (Mousa et al., 2021). Ces algorithmes ajustent la vitesse de la turbine émulée pour maintenir un rapport de vitesse optimal [A26], optimisant l'extraction de puissance dans des conditions de vent fluctuantes. Les algorithmes MPPT dans le contrôle des éoliennes peuvent être divisés en deux catégories : le contrôle indirect de puissance (IPC) et le contrôle direct de puissance (DPC) (Kumar and Chatterjee, 2016).

Les algorithmes basés sur l'IPC incluent les méthodes du rapport de vitesse optimal (TSR) [A26], du couple optimal (OT) (Ghaffari et al., 2014), et du retour de signal de puissance (PSF) (Abdullah et al., 2012; Carriveau, 2011). Les algorithmes DPC comme Perturb & Observe (P&O) (Lahfaoui et al., 2017), l'incrément de conductance (INC) (Mei et al., 2010), et ceux basés sur des relations optimales (ORB) sont des méthodes également très utilisées (Abdullah et al., 2012). Les avancées récentes incluent des algorithmes MPPT hybrides combinant des éléments IPC et DPC pour combler les limites des méthodes prises individuellement, ainsi que des algorithmes basés sur l'IA comme la logique floue et les réseaux neuronaux, pour plus d'adaptabilité face aux incertitudes (Mousa et al., 2021).

De nombreuses études se sont concentrées sur l'amélioration des performances et de l'intégration des WTE. Typiquement, deux principaux types de moteurs primaires sont adoptés dans les WTE : les moteurs à courant continu (DCM) et les moteurs asynchrones (MAS). Plus rarement, on retrouve le moteur synchrone à aimants permanents comme moteur d'émulation dans certaines recherches (Chen et al., 2018).

L'utilisation des DCM dans les WTE est attrayante en raison de leur modèle linéaire et de leur simplicité de contrôler le couple avec le courant d'induit (Maheshwari et al., 2023). Cependant, cela nécessite une alimentation en courant continu et des composants tels que des redresseurs et des hacheurs, augmentant les coûts et la complexité du système. En revanche, les MAS, lorsqu'ils sont couplés à des variateurs de fréquence, sont intéressants en raison de leur contrôle plus simple, de leur faible coût et de leur absence de maintenance liée aux balais.

Nous avons dans nos études utilisé ces 2 moteurs d'entraînement pour les WTE que nous avons réalisés.

Nous avons également investigué les aspects de réduction de structure d'électronique de puissance et de commande. Principalement le passage d'une structure de convertisseur back to back (MSC-GSC) (Figure 85) vers une structure moins onéreuse (Figure 86) à base d'onduleur (6 IGBT) -redresseur à diodes (PD6). En effet, la puissance générée par le rotor via son onduleur sera absorbée par le hacheur du DCM dont il partage le même bus continu.

Ainsi, on a besoin d'un émulateur éolien (WTE), donc une machine commandée. Soit un DCM et un hacheur 1-Quadrant (Figure 86), soit un drive industriel à base de MAS et de contrôleur vectoriel ou V/f (Figure 105). Cet émulateur éolien va venir entraîner la GADA et imposer les profils de vent.

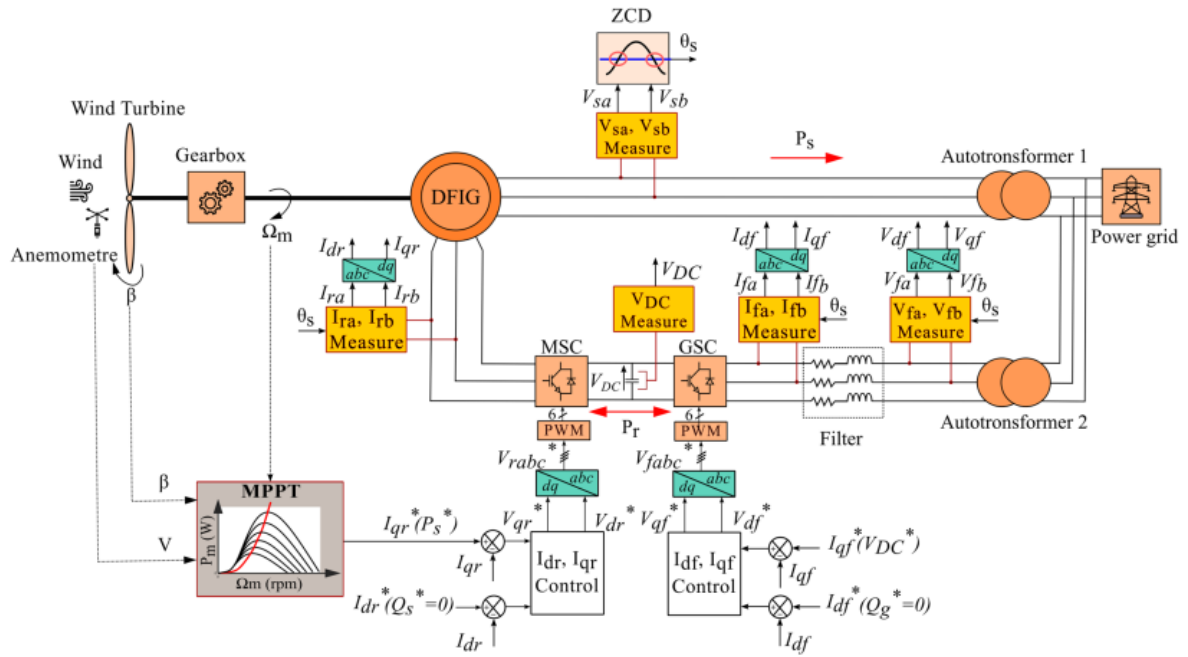


Figure 85. Schéma synoptique d'un banc de DFIG - WTE avec EP bidirectionnelle

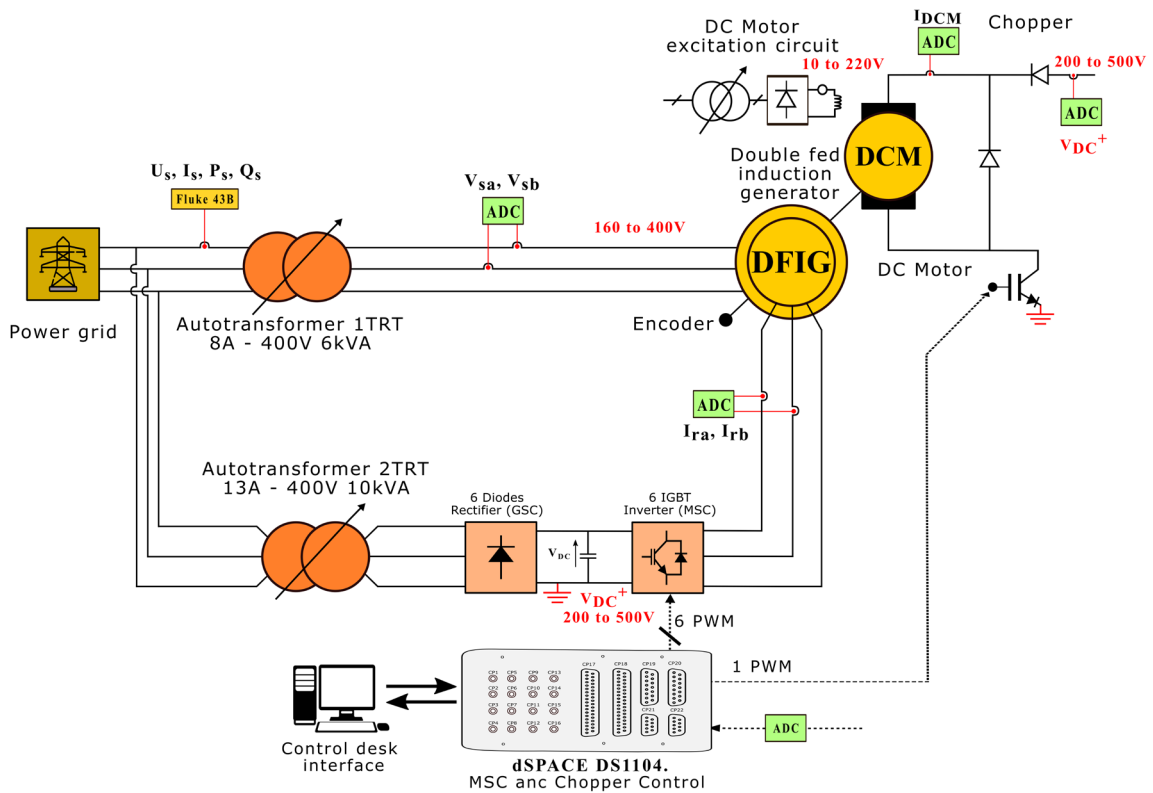


Figure 86. Schéma synoptique de notre banc de DFIG - WTE à Tlemcen

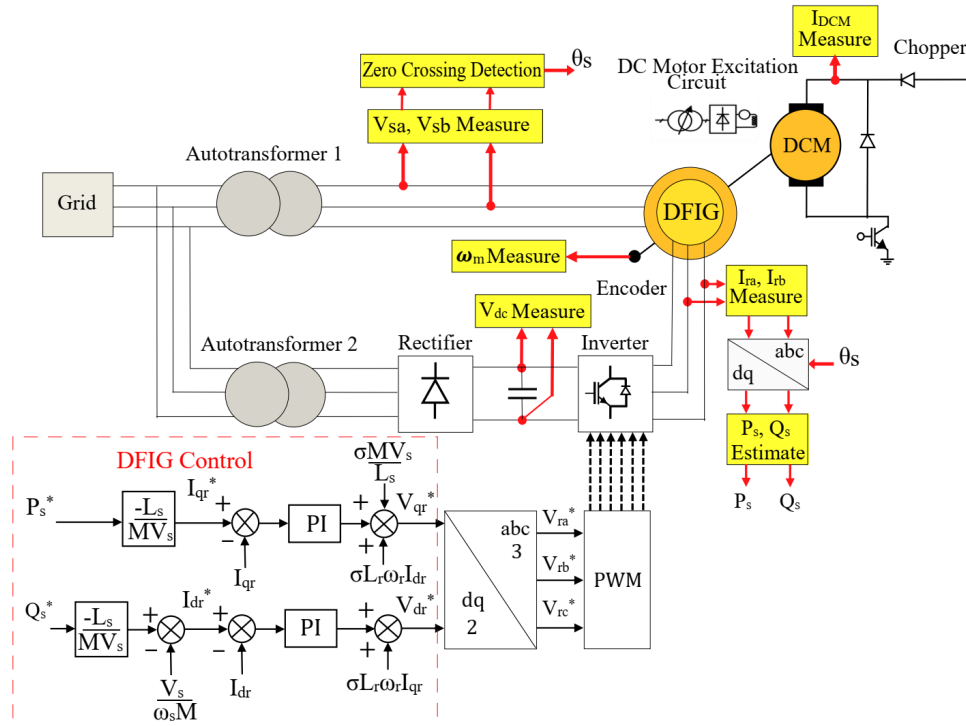


Figure 87. Schéma de commande vectorielle de la GADA (DFIG), régulation des courants rotoriques et des puissances statoriques

Le modèle simplifié de la GADA en contrôle vectoriel statorique permet d'écrire les équations de variation des courants rotoriques (Eq. 60) ainsi que l'expression des puissances actives et réactives absorbées (ou générées) au stator en fonction des courants rotoriques et de la tension du réseau (Eq. 61).

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_r \sigma L_r I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_r \sigma L_r I_{dr} + \omega_r \frac{MV_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad \text{Eq. 60}$$

$$\begin{cases} P_s = -\frac{MV_s}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = -\frac{MV_s}{L_s} I_{dr} + \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad \text{Eq. 61}$$

On voit là une forte dépendance aux paramètres magnétiques et particulièrement à l'état magnétique représenté par le rapport de la mutuelle cyclique stator-rotor sur l'inductance cyclique statorique.

Les équations rotoriques font intervenir les paramètres rotoriques et le coefficient de dispersion.

Il est donc important d'avoir une identification correcte des paramètres de la GADA. Notons deux méthodes qui permettent de retrouver la constante de temps rotorique d'une MAS.

La première consiste à relever le courant rotorique quand on connecte les phase b et c ensemble et qu'on impose un échelon de tension continue négatif au rotor de la MAS, sans

alimenter le stator. Ainsi, à partir d'un régime établi de courant continu, on court-circuite soudainement la phase a avec les phases b et c. Cette méthode n'est valable que pour les MAS à rotor bobiné comme la GADA.

On observe alors une décroissance du courant rotorique (Figure 88) avec une constante de temps τ_r (Eq. 62).

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{Eq. 62}$$

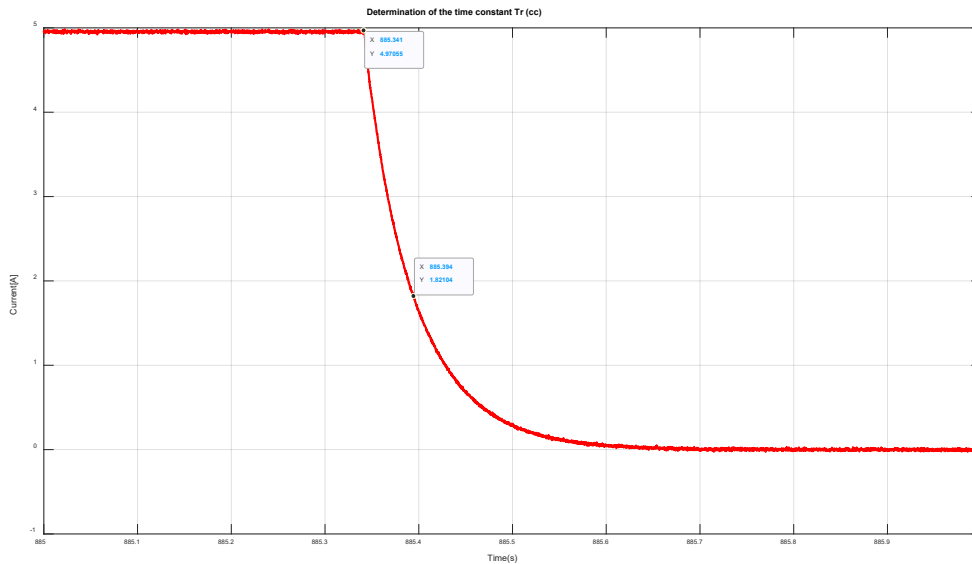


Figure 88. Réponse du courant rotorique sur un échelon négatif de tension

La deuxième méthode consiste à alimenter le stator et à faire tourner la machine à vide ou à l'entraîner à la vitesse de synchronisme. Soudainement, on ouvre les phases du stator tout en mesurant la tension d'une phase statorique par rapport au neutre. On observe une disparition instantanée du courant statorique et une décroissance exponentielle de l'enveloppe sinusoïdale de la tension statorique.

En effet, le flux rotorique va décroître à la constante de temps rotorique et le flux statorique aura également une décroissance similaire, par effet transformateur. Ces deux flux tournaient initialement au synchronisme. Si l'on néglige la chute de vitesse durant ce court laps de temps, on peut montrer que la tension statorique aura la forme de la courbe en bleu (Figure 89) suivant l'équation (Eq. 63).

$$V_{as}(t) = A \cos(\omega_s t + \xi) e^{-\frac{t}{\tau_r}} \quad \text{Eq. 63}$$

On en déduit alors la constante de temps rotorique en utilisant l'enveloppe de la courbe.

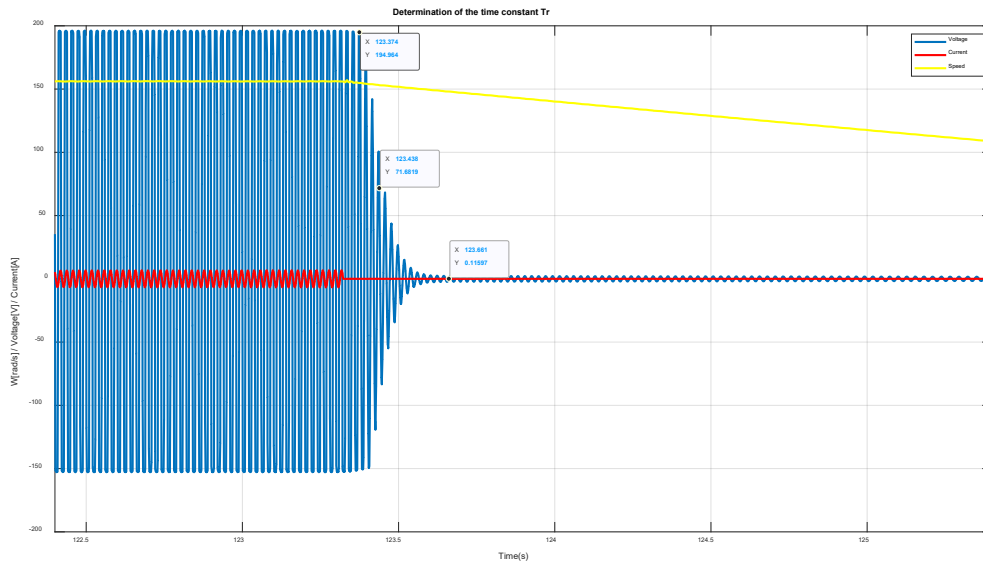


Figure 89. Décroissance de la tension statorique à la séparation du réseau³.

L'implémentation du contrôle vectoriel statorique de la GADA a permis de contrôler les courant rotoriques et indirectement les puissances statoriques active et réactive.

La Figure 90 présente les résultats d'un essai expérimental de la réponse dynamique de la GADA (DFIG) à la demande d'injection de puissance active au réseau de 500 W (convention moteur). C'est le courant I_{qr} qui est responsable du contrôle de la puissance active (Figure 87). Le courant I_{dr} n'est pas perturbé, ce qui prouve le découplage introduit par la commande vectorielle de la GADA et la bonne synchronisation sur le réseau. La puissance réactive n'est pas compensée dans cet essai mais elle ne varie pas, conformément à la commande.

On a donc bien un découplage entre le réglage de la puissance active et la puissance réactive de la GADA. La vitesse chute quand on demande de la puissance active car elle n'est pas régulée ; la MCC (WTE) est commandée en boucle ouverte.

³ Ne pas tenir compte de la partie avant la séparation du réseau car le capteur de tension était saturé pour mieux zoomer sur la partie qui nous intéresse.

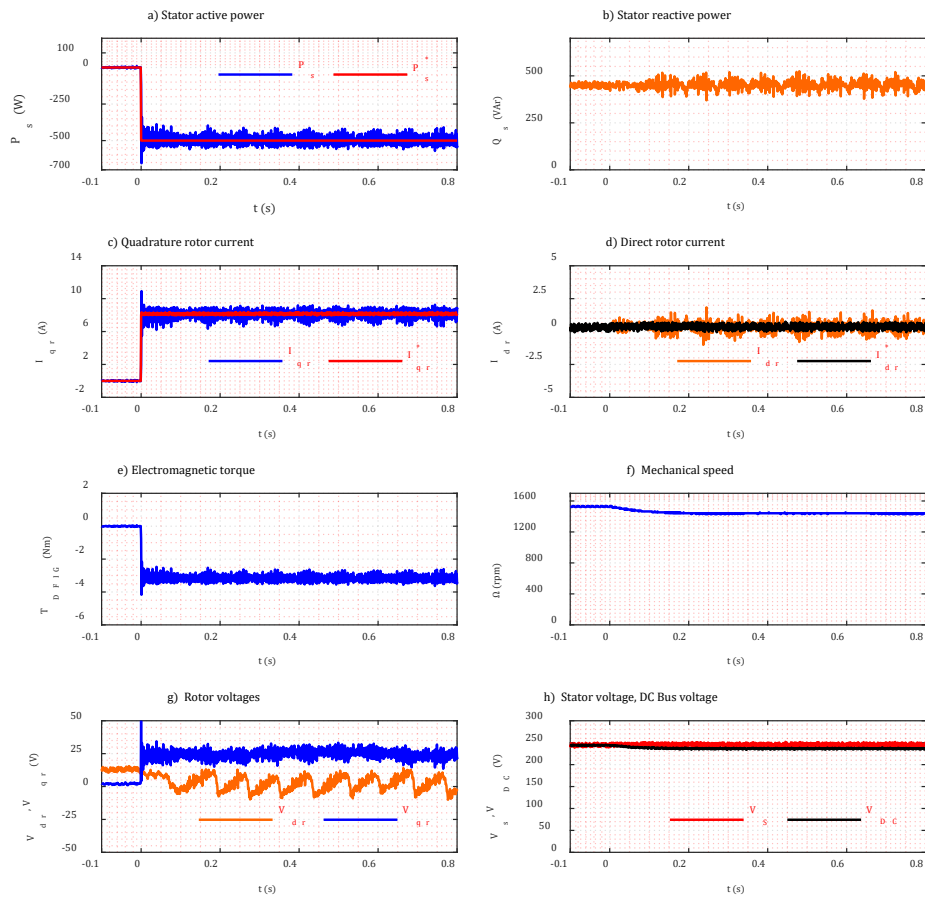


Figure 90. Echelon de puissance active (-500 W) de la GADA, injection de la puissance au réseau

L'essai expérimental représenté par la Figure 91, permet de montrer la compensation totale de la puissance réactive avec, en même temps, l'injection de la puissance active au réseau. On observe bien le découplage entre le contrôle des deux puissances active et réactive.

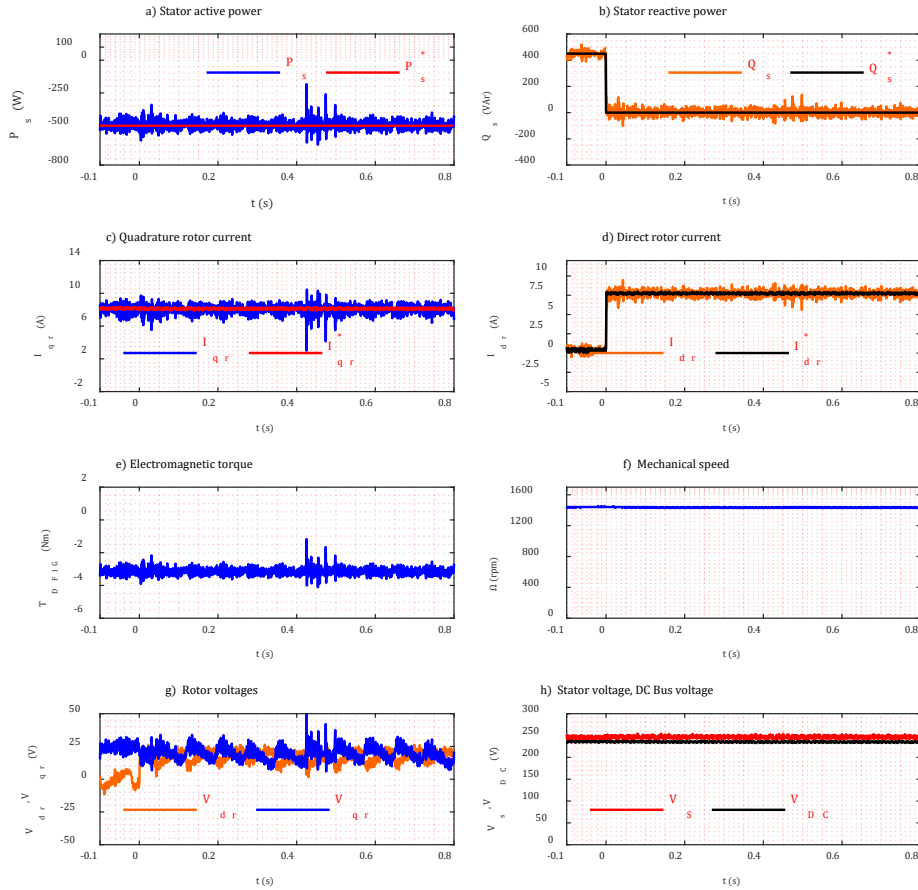


Figure 91. Echelon de puissance réactive (à 0 VAR) de la GADA, compensation totale de la puissance réactive absorbée du réseau en présence d'une injection de puissance active (-500 W)

Ainsi, on peut procéder à l'ajout d'une régulation de vitesse dont la référence sera pilotée par un algorithme MPPT qui permet de faire tourner le rotor à la vitesse optimale d'extraction de puissance maximale en fonction de la vitesse du vent.

Cet algorithme utilise la méthode de contrôle de puissance indirecte (IPC) basée sur le TSR (tip speed ratio), c'est-à-dire le rapport de la vitesse en bout de pale sur la vitesse du vent (Eq. 64). Pour chaque inclinaison de pale d'angle β , il y a une courbe de coefficient de puissance C_p en fonction λ (Figure 92). Quand la vitesse du vent change, on recherche alors le λ optimal qui permet de maximiser le coefficient de puissance C_p (Figure 93) qui permet d'extraire la puissance maximale [A25].

$$\lambda = \frac{R\Omega_t}{V} \tag{Eq. 64}$$

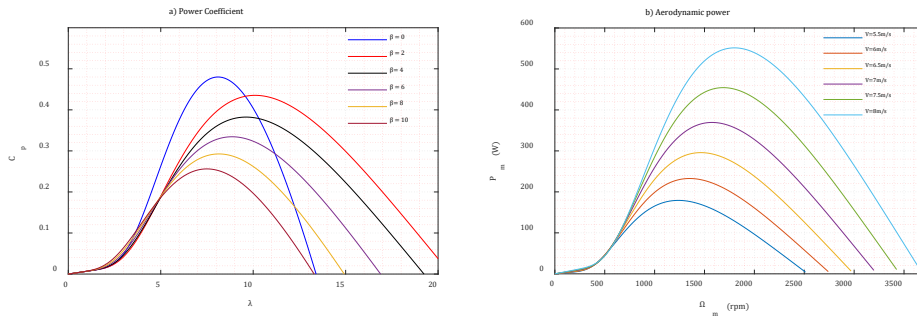


Figure 92. Caractéristiques de la turbine éolienne

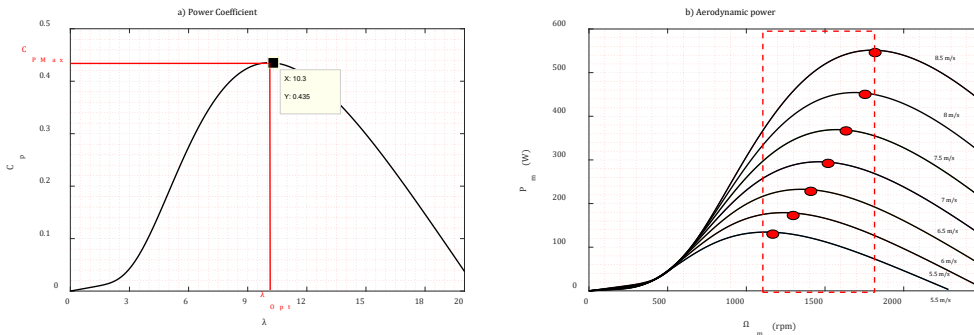


Figure 93. Principe de la MPPT basée sur le TSR

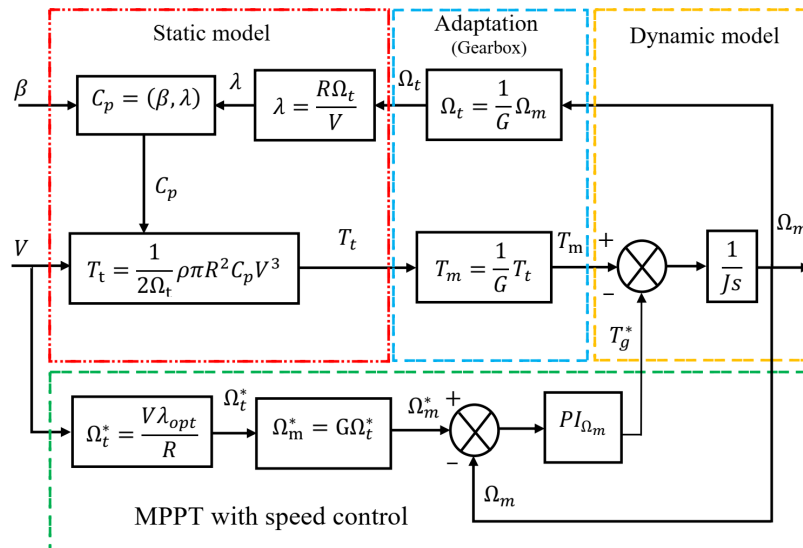


Figure 94. Schéma de commande de la vitesse avec une MPPT basée sur le TSR

La référence de la vitesse de rotation de la turbine ainsi obtenue est imposée par un régulateur de vitesse (PI, SMC,...) [C59] (Figure 94). La sortie de ce régulateur est le couple électromagnétique du générateur et donc la puissance qu'il doit produire.

Plusieurs limitations et saturations sont imposées pour la sécurité du système : La limitation de la tension de sortie du hacheur de la MCC, dont on verra l'impact sur l'essai représenté en Figure 95, les limitations des courants rotoriques et donc des puissances statoriques ainsi que la limitation de la vitesse maximale du banc (WTE / GADA).

On a choisi un profil de vent qui permet de fonctionner en hyper (>1500 tr/mn) et hypo-synchrone (<1500 tr/mn), pour cette GADA, afin de vérifier le transfert de la puissance active dans les deux sens au niveau du rotor.

L'essai expérimental représenté par la Figure 95 montre le contrôle de la MCC émulant la turbine éolienne (WTE) pour appliquer un certain profil de vent autour de la vitesse moyenne de 7.5 m/s correspondant à la vitesse de synchronisme du banc moteur. La régulation est parfaite, sauf quand le régulateur de courant de la MCC entre en saturation pour protéger son induit dont la tension est limitée à $220V$.

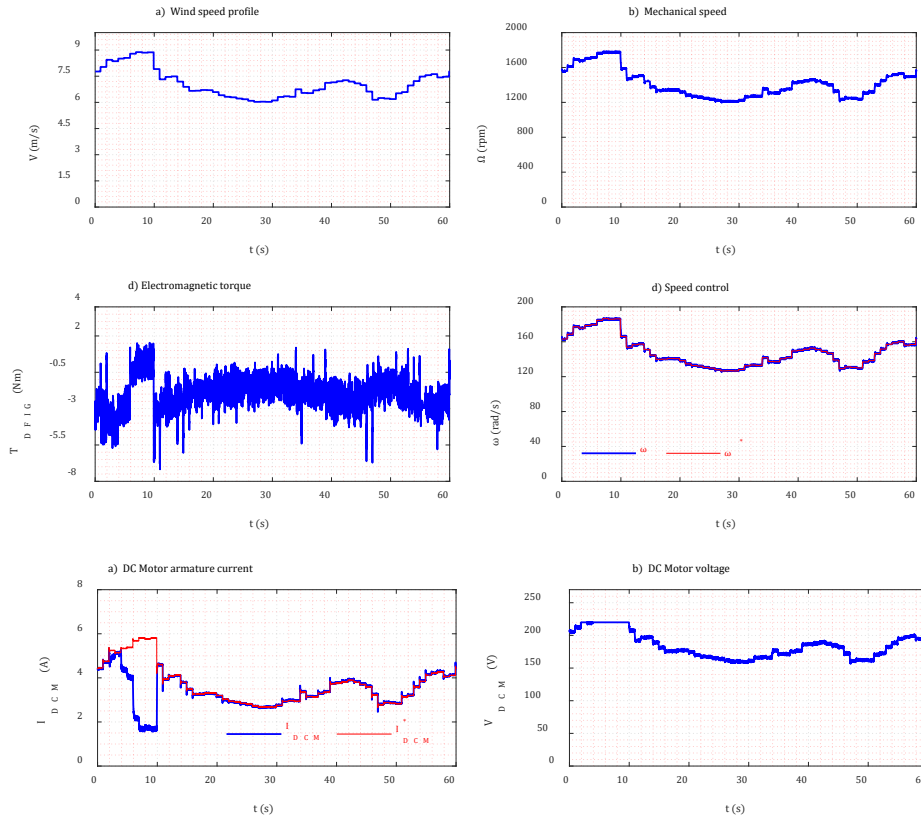


Figure 95. Profil de vent appliqué par le WTE, régulation du couple

La puissance produite lors de cet essai est représentée sur la Figure 96. Nous compensons la puissance réactive qui est naturellement absorbée par la GADA afin de fonctionner à facteur de puissance unitaire et nous injectons au réseau une puissance active ($P_s < 0$) qui correspond au maximum de puissance qui puisse être extraite à partir de cette éolienne pour cette vitesse de vent. On voit clairement que la puissance tombe à 0 lors de l'entrée en limitation.

Nous avons voulu montrer que notre démonstrateur est sécurisé et qu'il permet de retrouver son fonctionnement optimal lorsque la vitesse demandée à la MCC et donc la fem et la tension reviennent à des valeurs admissibles. On peut également agir sur l'excitation de la MCC pour accroître la plage de fonctionnement sans entrer en limitation de tension mais on perd en couple électromagnétique.

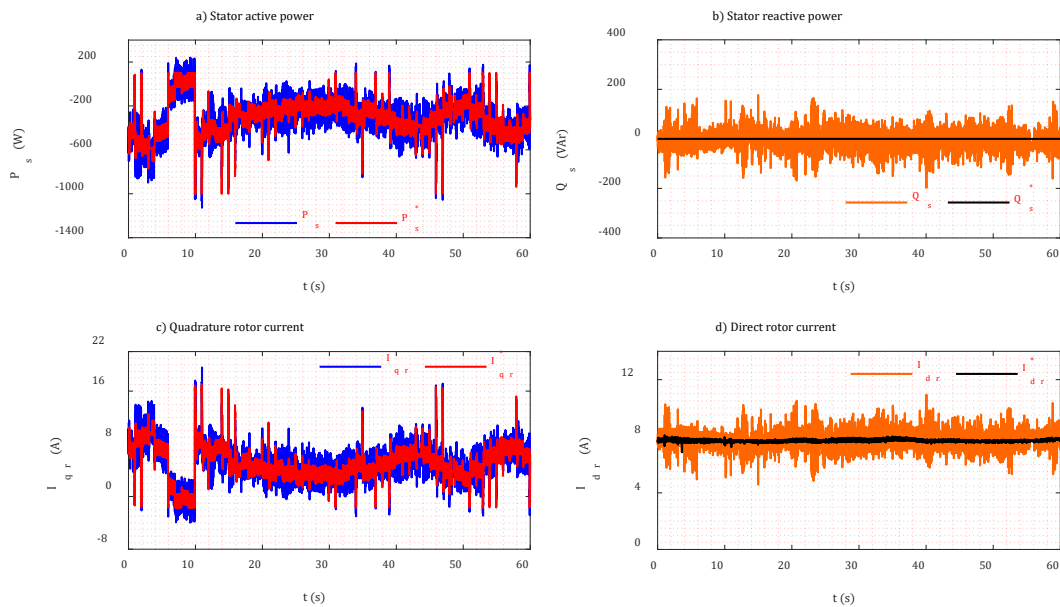


Figure 96. Puissances active et réactive statoriques et courants rotoriques

Nous nous intéressons également au contrôle des 2 convertisseurs côté réseau CCR et côté machine CCM d'un WTE à base de génératrice synchrone [A23]. Il s'agit de stabiliser la tension du bus continu, quel que soit la variation de la puissance fournie par la GS. Le contrôle du facteur de puissance côté réseau est aussi un point important de l'étude ainsi que l'extraction optimale de la puissance, y compris avec des régulateurs non linéaires.

Le désavantage de ce système, c'est que l'électronique de puissance doit être dimensionnée à la même puissance que celle de la machine alors que pour la précédente configuration à base de GADA, il suffit d'un tiers de la puissance, correspondant uniquement à la puissance au niveau du rotor.

Cependant, l'utilisation d'une machine synchrone à grand nombre de paires de pôles permet de s'affranchir du réducteur mécanique de vitesse. En effet, ce dernier est lourd et encombrant dans la nacelle des éoliennes. Cette solution a donc de l'avenir dans le monde des éoliennes et il est important de l'étudier et de former des doctorants et l'équipe de recherche sur les aspects de commande de ces systèmes complexes.

Ce banc d'essais de WTE couplé à une génératrice synchrone était en cours de montage et d'essais (Figure 97). Je n'ai pas pu finir de mettre en œuvre sa commande à cause de la fermeture de la faculté (COVID'19) et mon retour à Nancy au 01/2021.

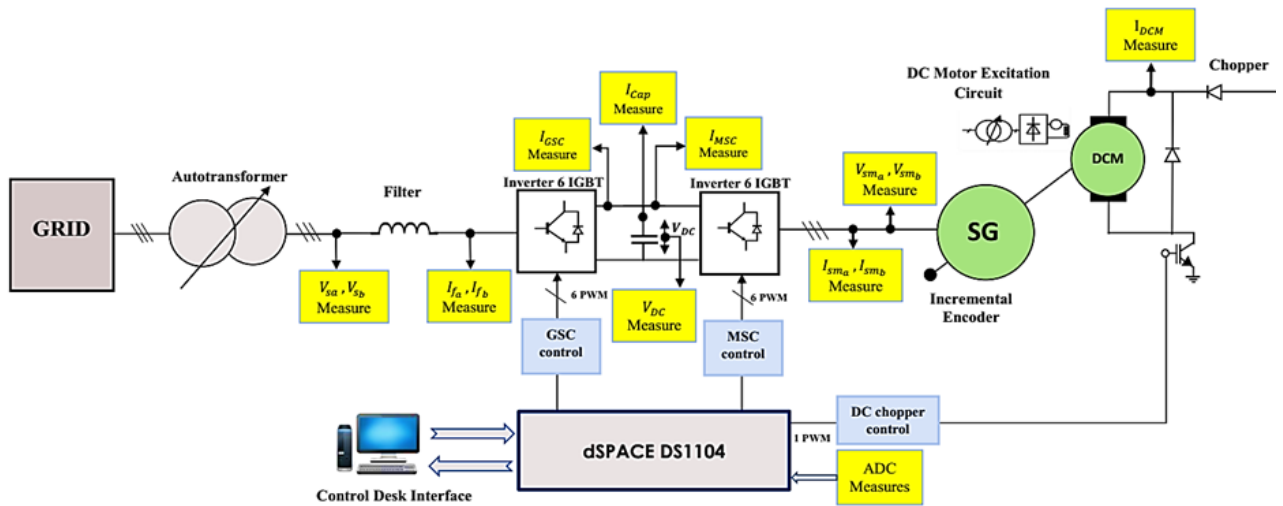


Figure 97. Schéma synoptique du banc du SG – WTE

Un autre volet de l'étude des microcentrales est celui du GTI (Grid Tie Inverter) onduleur assisté monophasé avec étage DC-DC buck-boost permettant de tirer le maximum de puissance du panneau photovoltaïque par un algorithme MPPT ou juste la puissance que demande le contrôleur distant d'une ferme de production d'ER photovoltaïque.

Nous avons choisi une topologie boost à recouvrement (interleave) afin de diminuer les ondulations du courant dans le premier étage et de réduire les contraintes sur l'électronique de puissance.

Quant à la partie onduleur du GTI, elle est réalisée avec une carte intéressante en termes de prototypage rapide à très faible coût : TI F28069M couplée à un onduleur DRV8305EVM utilisé en monophasé [C52]. Le F28069M pilote également les MOSFET du hacheur. Un transformateur 230/24V permet de travailler en toute sécurité sur cette phase de développement (Figure 98).

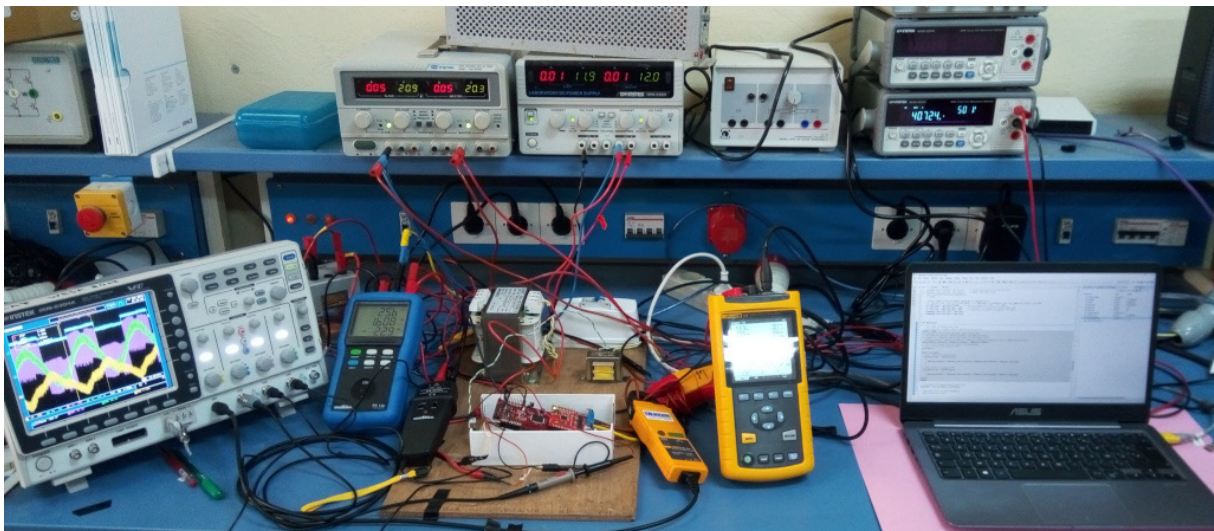


Figure 98. Banc expérimental du GTI monophasé

La Figure 99 montre la variation de la puissance active injectée réseau par le GTI en fonction du déphasage du fondamental de la tension de l'onduleur avec la tension réseau, ainsi que de l'amplitude de la tension [C52]. Il est donc très important d'avoir une bonne synchronisation avec le réseau (Figure 100). Nous avons opté pour une ZVD (détection de passage par zéro) au lieu d'une PLL, qui a l'avantage d'être plus rapide et ne pose pas de problème puisque le THD du réseau reste très faible. On observe la classique forte dépendance de l'angle entre la tension du réseau et le fondamental de la tension en sortie de l'onduleur (Eq. 65).

$$P = \frac{V_r}{2\pi fL} (V_o \cdot \sin(\delta)) \tag{Eq. 65}$$

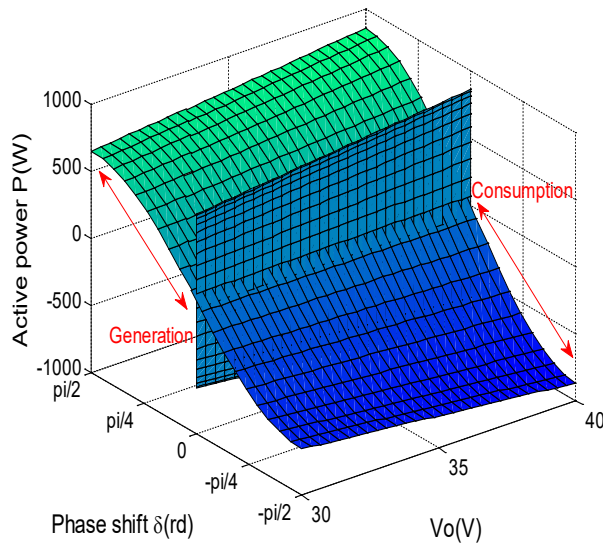


Figure 99. Variation de la puissance active injectée du GTI monophasé

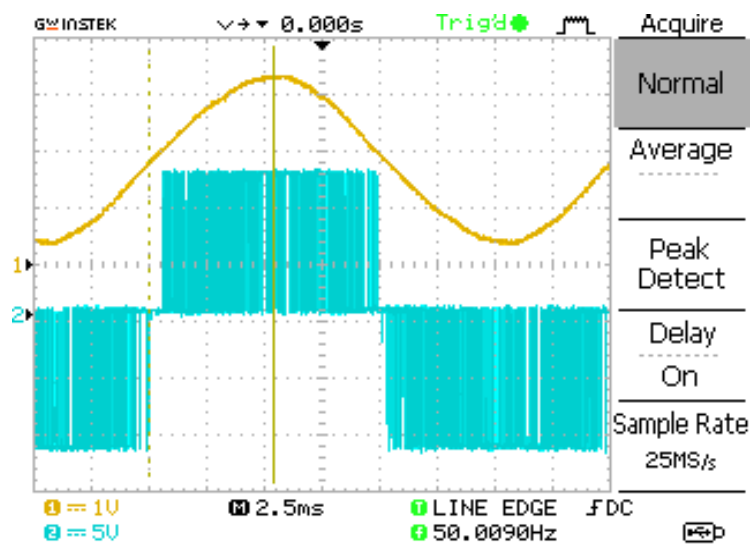


Figure 100. Synchronisation de la tension de sortie du GTI avec la tension réseau

La problématique de cette étude porte sur la grande sensibilité du système face aux variations de la tension du réseau. L'utilisation d'un transformateur abaisseur, dont

l'impédance au secondaire est non négligeable, introduit des perturbations supplémentaires en raison de la chute de tension lors du transfert de puissance de l'onduleur vers le réseau. Par ailleurs, le calcul de la puissance mesurée (P et Q) est plus complexe en monophasé qu'en triphasé, ce qui représente des défis intéressants.

Nous avons réalisé nos tests sur des panneaux PV locaux (Algerian PV). Il se trouve être le seul équipementier local à en fabriquer sur tout l'ouest de l'Algérie et il est situé par chance à proximité de la Faculté de Technologie, à Tlemcen. Il nous a fourni des panneaux PV polycristallins de 230W, 8A et l'Université a signé avec lui un accord pour la réalisation d'études et l'accueil d'étudiants stagiaires.

Nous avons vérifié et identifié la caractéristique courant-tension du PV et les spécifications du constructeur sont correctes. Nous avons par ailleurs utilisé un GTI industriel YC-500 qui peut piloter 2 PV en MPPT indépendamment et une centrale de mesures ECU qui se connecte au GTI par courant porteur et à notre routeur par Wifi.

Ceci nous permet d'avoir des courbes en conditions réelles d'exploitation afin d'alimenter nos modèles d'études (Figure 101).

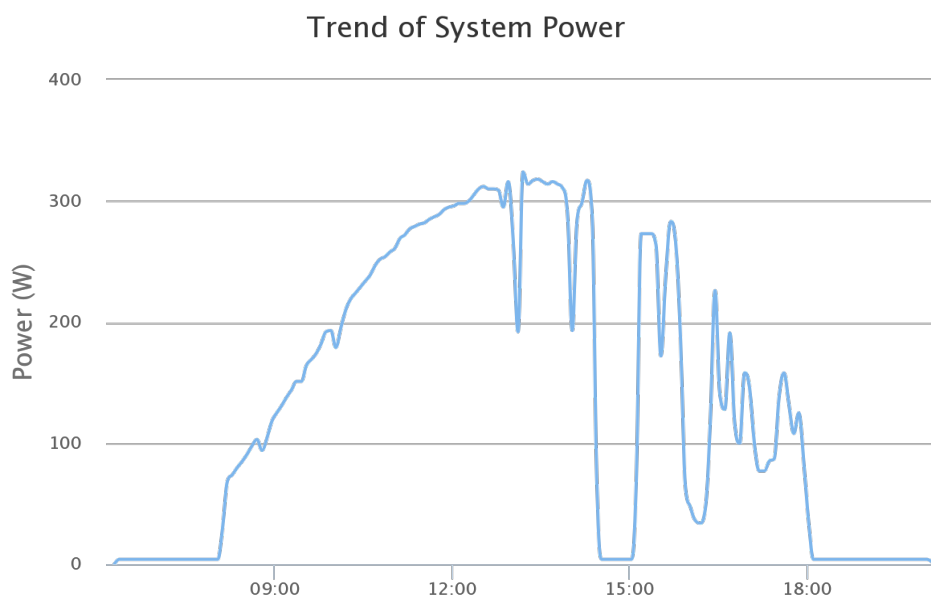


Figure 101. Relevé expérimental de production de 2 PV sur une journée dont l'après-midi est nuageux à Tlemcen

On remarque sur la Figure 102 que le nettoyage du dépôt de poussière sablonneuse, dont est caractéristique la région de Tlemcen, permet un gain de puissance non négligeable (80 W pour une puissance crête de 500 W des 2 PV).

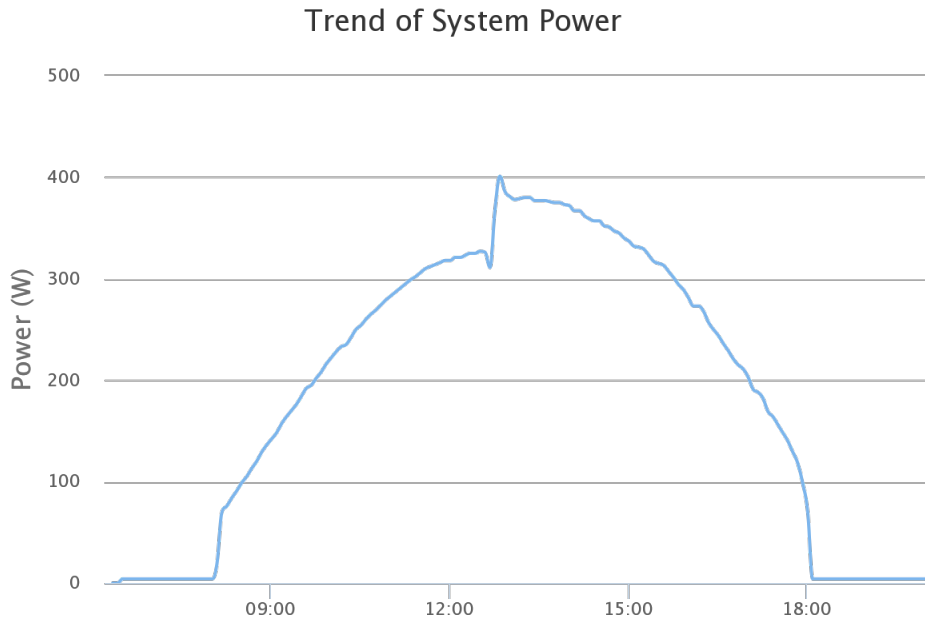


Figure 102. Gain de 80 W sur la production de 2 PV après un nettoyage manuel du panneau au bout de 4 mois

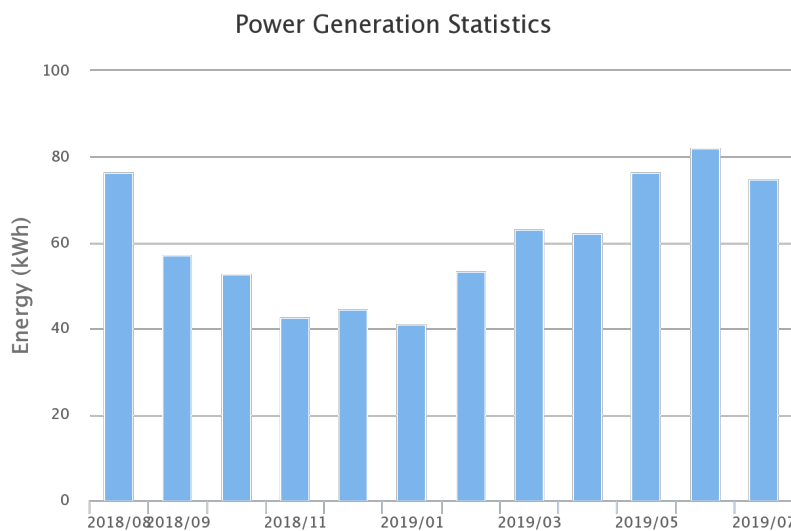


Figure 103. Relevé expérimental de la production de 2 PV sur une année (2018-2019) à Tlemcen

Nous avons choisi de nous intéresser au GTI monophasé car à notre avis ça sera l'avenir pour les réseaux électriques africains où sur chaque toit du particulier, il y a aura des PV avec ce système. Il est donc intéressant de regarder de près les différentes techniques de commande rapprochée des GTI mais également la commande d'un essaim de microcentrales.

Il est très important d'avoir des études et relevés de la région. En effet, ce qui est vrai pour l'Europe ne l'est pas forcément pour la région MENA [C55]. Grâce aux relevés expérimentaux, nous nous sommes aperçus que la production d'énergie électrique photovoltaïque à Tlemcen peut être plus importante en hiver qu'en Europe car les journées sont ensoleillées et assez froides, ce qui augmente la puissance produite (Figure

103) par les PV par rapport aux chaudes journées d'été et compense la durée du jour qui réduite en hiver par rapport à l'été.

De plus, en été il y a souvent des microcoupures du réseau électrique à cause de la forte demande qui de plus est fluctuante, et les GTI se verrouillent en mode sécurité pour plusieurs minutes avant de reprendre leur fonctionnement en grid following.

Nous avons lancé plusieurs projets de recherche sur ces sujets d'essaim de microcentrales, de leur communication et de leur commande [A28], [C55], [C52].

Cette approche de production distribuée à partir de microcentrales (PV et éolienne) ou de centrales plus importantes (CSP, hybride,...) pose des problèmes de stabilité du réseau.

Les études de l'écoulement de puissance et de la production optimisée de l'électricité doivent également être conduites. La gestion de ces multiples centrales peut être réalisée avec une approche smart grid et une communication intelligente entre les acteurs du réseau (microcentrales et nœuds consommateurs des particuliers) ou via un superviseur unique, de sorte à assurer à chaque instant la correspondance entre la production et la consommation. D'autres études qui intéressent les automaticiens peuvent se greffer au projet, par exemple l'utilisation de la technologie blockchain pour codifier les échanges d'énergie, pour les enchères et pour la sécurisation des paiements.

Il faut miser sur des installations disséminées chez les particuliers avec ces microcentrales. Cela permet non seulement de sensibiliser les gens quant à l'économie d'énergie et à sa rationalisation mais aussi d'asseoir une production distribuée, donc de réduire les pertes dues au transport de l'énergie électrique puisqu'elle sera consommée là où elle est produite. On passera du profil de consommateur classique à celui de "prosumer" (consommateur-producteur).

La gestion de la production distribuée pose de nouvelles contraintes qui doivent être prise en compte. Des méthodes d'optimisation multi-agents comme les PSO peuvent être utilisées pour gérer ces réseaux dits intelligents (smart grids). C'est une problématique que l'on va également étudier.

Les informations seront collectées de manière centralisée sur un serveur propriétaire qui intègre une BDD de données temps réel de type NoSQL de type Firebase. Elle permet d'avoir des temps de réaction très courts et de la notification instantanée.

J'ai défini la structure de la BDD Firebase et développé une [application Android MicroPlant \(accès restreint\)](#) qui permet d'interagir avec les microcentrales et de visualiser leurs données, en passant par Firebase.

La thèse de H. Terfa 2023, explore entre autres l'impact des délais de propagation de l'information via la BDD sur le comportement du réseau, avec différents types de contrôle centralisés (Figure 104).

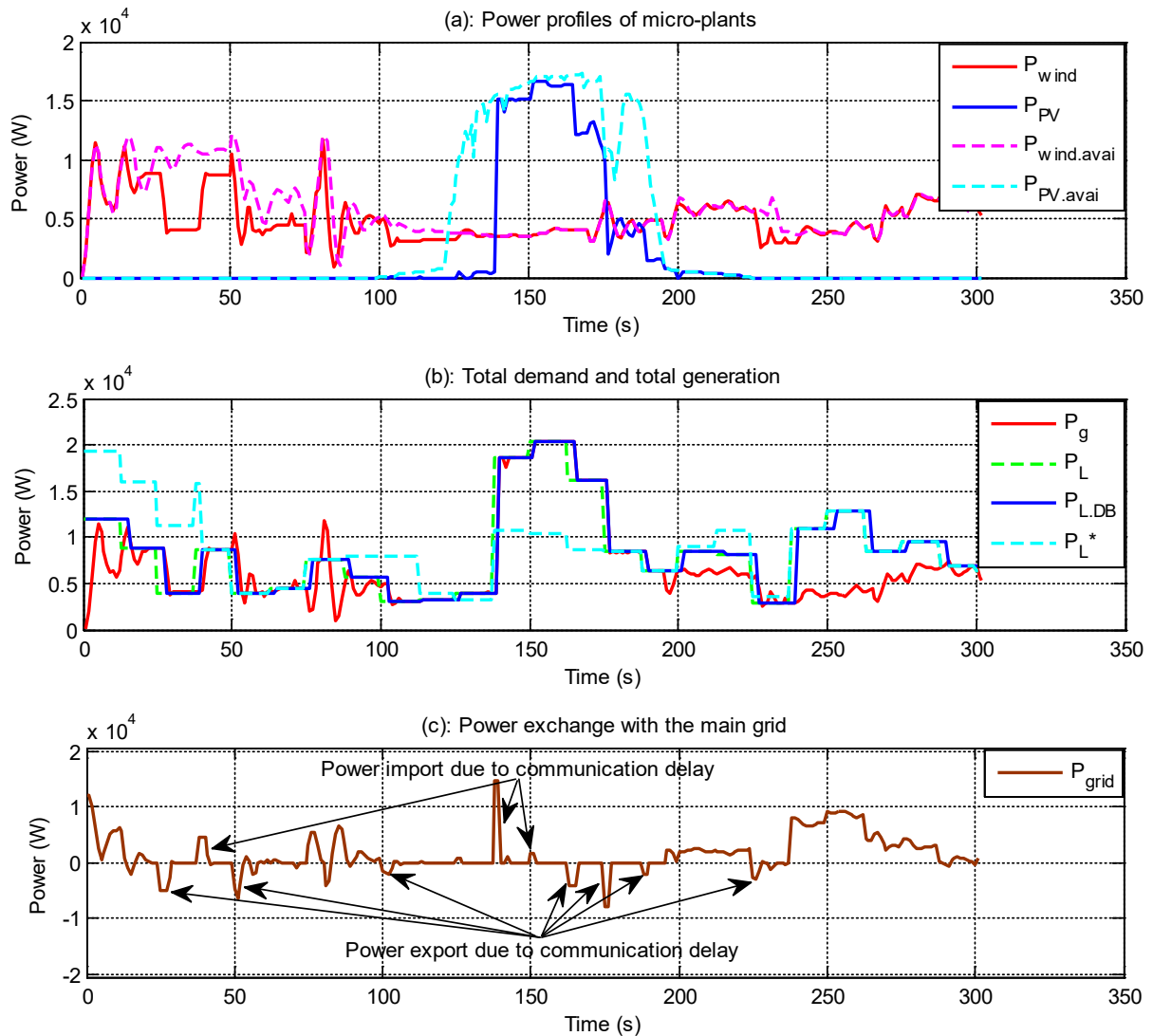


Figure 104. a. Profil de puissance de chaque microcentrale, b. Demande totale et production totale, c. Echange de puissance avec le réseau principal.

Nous avons été les premiers, en 2016, et toujours les seuls à ma connaissance en Algérie, à avoir synchronisé sur le réseau SONELGAZ et contrôlé l'injection de la puissance active et réactive à l'aide d'une GADA commandée en vectoriel par ses courants rotoriques et propulsée par un émulateur éolien.
https://youtu.be/RON5GmBg6kk?list=PLXYd8IyLhtrGcGafeWjq_vEM_VI4lvsuC

Le retour à Nancy, au GREEN, en Fev. 2021, a été l'occasion de lancer une coopération avec l'équipe de S. Pierfederici du LEMTA qui travaille aussi sur les thématiques microgrids mais plus sur les aspects de stabilité, de grid forming et de contrôle par consensus. Nous avons monté le projet LEAP-RE MG-FARM (2 thèses communes) et nous sommes impliqués dans le futur [PEPR-TASE](#) concernant les futurs micro-réseaux de distribution MVDC/MVAC avec une thèse en commun.

Dans le cadre du projet MG-FARM, en ce qui concerne notre partie au GREEN, nous devons développer des commandes rapprochées sur des cibles à faible coût de type DSC. Nous

avons commencé par monter un banc expérimental (Figure 105) qui permet de valider la commande de la GADA et de l'émulateur éolien sur une plateforme dSPACE MicroLabBox, à partir du modèle du système et de sa commande. La GADA est d'une puissance de 3 kW de même que la MAS et son drive que nous contrôlons en tant que turbine éolienne (WTE) précédemment développés. Nous passerons à l'implémentation de la commande rapprochée à faible coût (Figure 106).

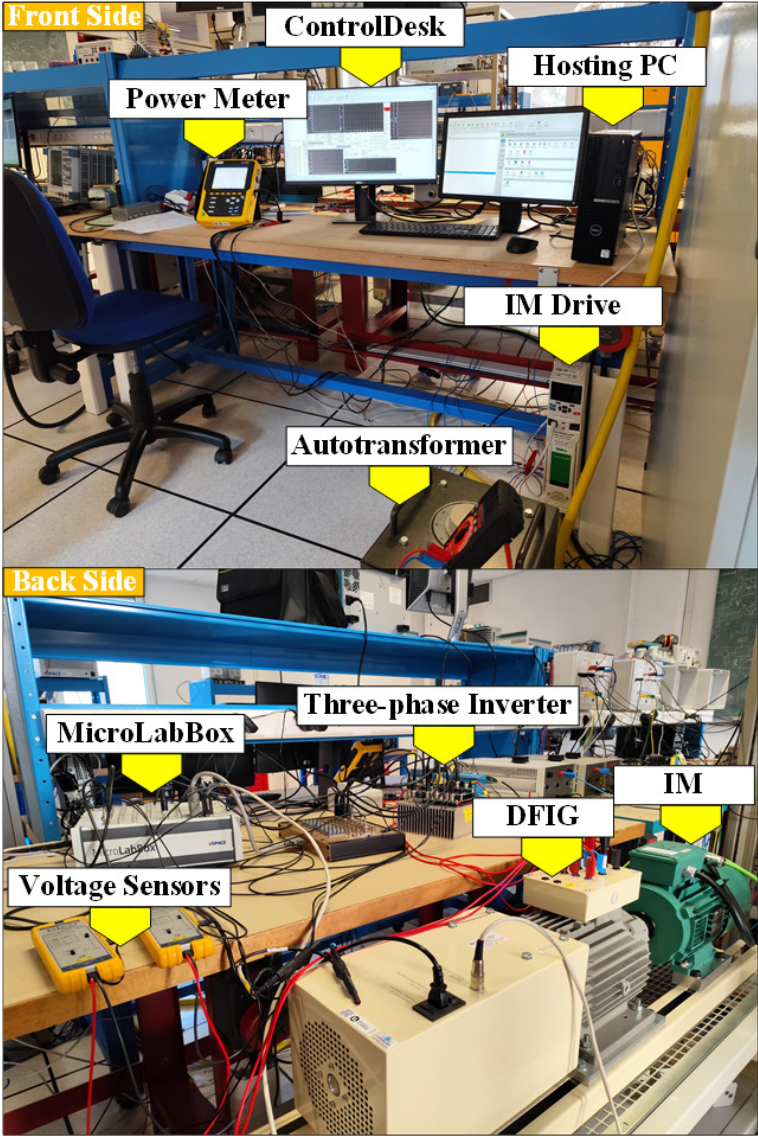


Figure 105. Banc de machines GADA-WTE (MAS+drive), projet MG-FARM

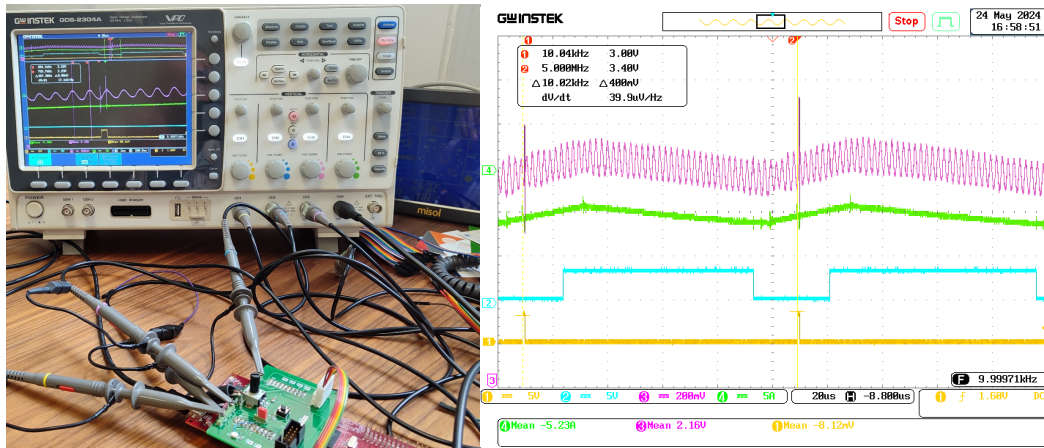


Figure 106. Développement de commande rapprochée performante et bas-coût, projet MG-FARM

L'interface de contrôle ControlDesk nous permet de choisir les différents modes de commande que nous avons implantés, de changer les références et les profils de vent ainsi que de visualiser et de capturer les résultats (Figure 107).

Il est relativement plus facile de mettre en œuvre la commande du WTE avec cette approche que de se lancer directement sur l'élaboration de ces commandes sur un DSC à faible coût.



Figure 107. Fonctionnement à vitesse variable utilisant un profil de vent réel, capture des écrans de contrôle

Les résultats obtenus expérimentalement avec ce profil de vent variable sont présentés ci-dessous (Figure 108). Nous montrons qu'une interpolation toutes les 200 μ s entre les points du profil de vent qui lui est échantillonné à 1s, permet de réduire les pics des appels de puissance et donc des courants rotoriques par rapports aux résultats du banc de Tlemcen (Figure 96).

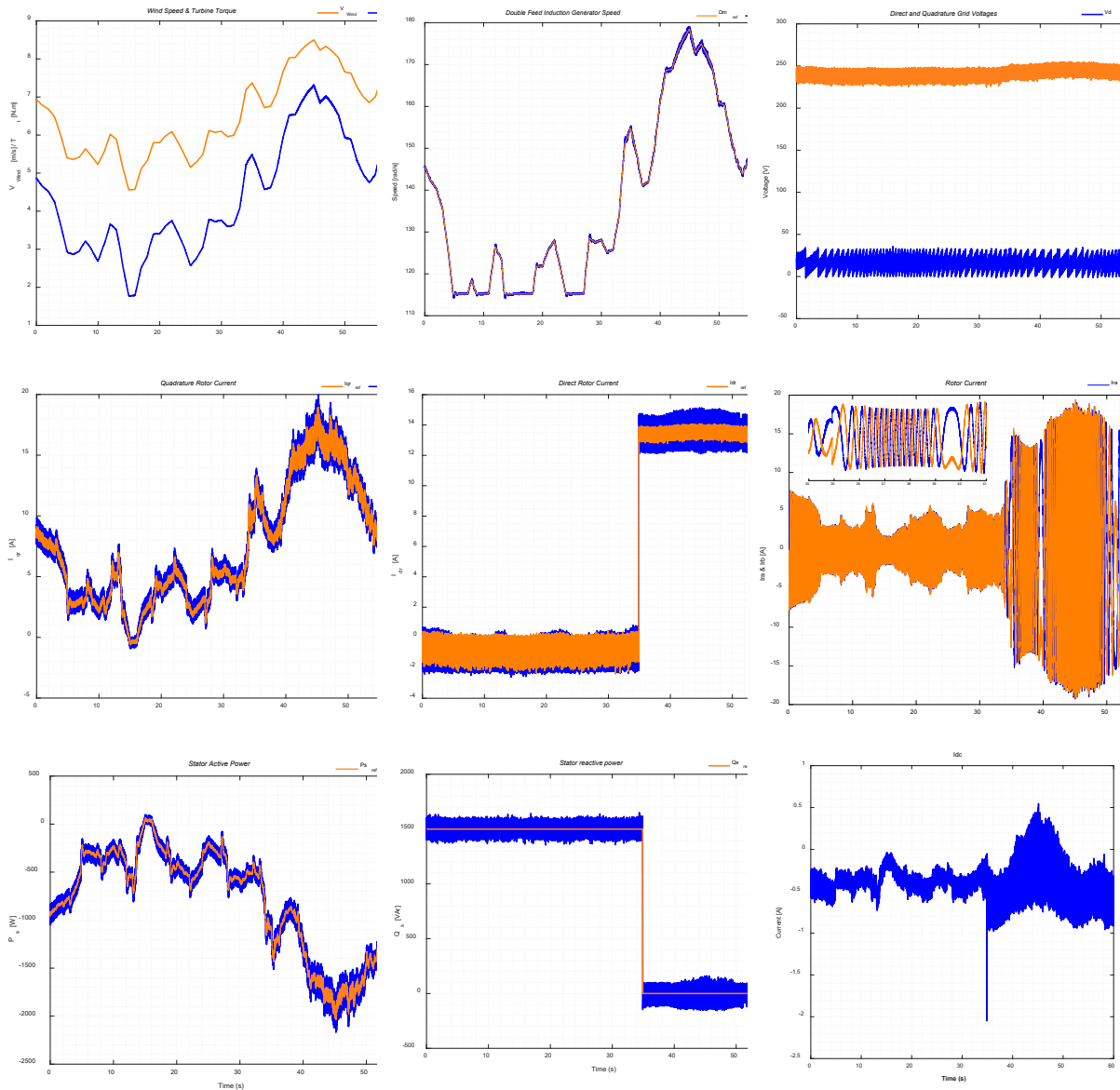


Figure 108. Fonctionnement à vitesse variable utilisant un profil de vent réel, résultats expérimentaux

On observe une bonne régulation des courants I_{qr} et I_{dr} . Ces derniers contrôlent respectivement les puissances active et réactive statoriques renvoyées au réseau. La référence de la puissance active est générée par le régulateur de vitesse du WTE suivant le schéma MPPT basé sur le TSR comme expliqué précédemment (Figure 93). On observe aussi la réponse à un échelon de puissance réactive, correspondant à une demande de compensation totale de la puissance réactive absorbée au réseau. A $t = 35s$, on passe de 1500 VAr absorbés à 0 VAr. Cela n'a pas d'impact sur la régulation de la puissance active.

On remarque la limitation que nous avons imposé au système, de ne pas générer des vitesses de turbine inférieures à 1100 tr/mn (115.2 rd/s sur la figure Ω_{mref}) et supérieures à 1800 tr/mn. En dehors de cet intervalle, la référence de vitesse est bridée au sein du module MPPT.

Même si la GADA n'est pas très bien identifiée ou si le point de fonctionnement est dans une zone de saturation pour laquelle les paramètres pourraient être différents de ceux identifiés au préalable, les régulateurs de courant compenseront et garantiront l'application des valeurs de références demandés.

Cependant, la production des puissances sera impactée. Il convient de réajuster les paramètres de la GADA pour avoir, in fine, la production correcte, à la fois de la puissance active et réactive en fonction des courants rotoriques I_{qr} et I_{dr} .

La synchronisation avec le réseau pose également des problèmes surtout que le réseau réel possède des harmoniques qui rendent trapézoïdales les tensions et avec un déséquilibre entre phases.

Même si la méthode de ZCD (Zero Crossing Detection) développée pour nos études fonctionne correctement, la méthode à base de PLL, visant à asservir à 0 la tension V_{ds} , permet d'avoir un contrôle qui perturbe moins l'angle de Park statorique utilisé pour le contrôle vectoriel.

La Figure 109 illustre le passage entre les deux méthodes de synchronisation. La réponse se fait en une période réseau.

Les résultats que nous venons de présenter sont très récents (déc. 2024) et ont permis d'assoir une plateforme expérimentale afin de pouvoir étudier et vérifier des commandes évoluée et adaptatives en fonction du point de fonctionnement de la machine (saturation/défluxage, variation des paramètres, déséquilibre) et de la qualité du réseau (chute de fréquence et de tension, déséquilibre, creux de tension $_SAG\$, pompage).

Rappelons qu'il n'est pas nécessaire de disposer d'un résolveur ou codeur absolu pour mesurer la position du rotor et donc pouvoir synthétiser l'angle de la transformation de Park des grandeurs rotorique. En effet, un simple et économique codeur incrémental avec top index suffit. Une interruption matérielle lié au top index permettra de remettre à zéro ou plutôt à un offset donné l'angle mécanique à chaque tour.

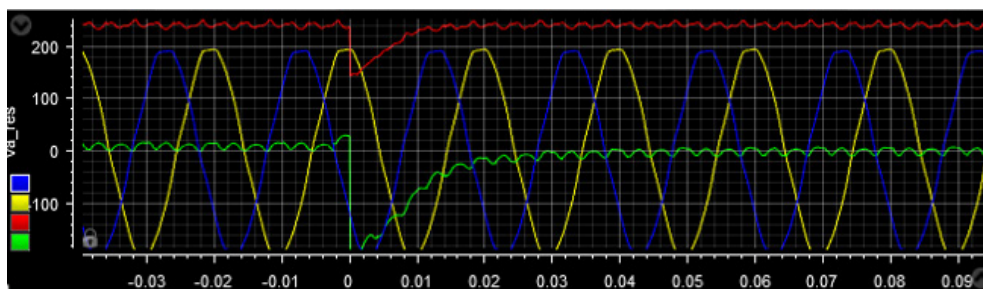


Figure 109. Passage de la synchronisation par ZVC à la PLL

Conclusion

De nombreuses équipes travaillent sur ces thèmes en France, sur les micro-réseaux, les WTE testant différents régulateurs et MPPT sur des Générateur Synchrones (Daili et al., 2019) ou asynchrones à double alimentation (DFIG) (Boukais et al., 2024) ou encore couplés à des turbines marines exploitant les marées (Chen et al., 2020). C'est un sujet qui est d'actualité et mobilise toute la communauté scientifique.

Même si tous ne s'accordent pas tout à fait sur les définitions exactes des micro-réseaux et des mini-réseaux, ces concepts commencent à converger, notamment avec l'utilisation de notions telles que les clusters de microgrids et les points de couplage commun (PCC).

Notre principale contribution, jusqu'à présent, reste sur la commande rapprochée, donc le contrôle primaire des microcentrales. Il est très important d'en faire les réalisations et de tester ses algorithmes et commandes sur le banc expérimental.

Les renvois de puissance peuvent être critiques en cas de problèmes de synchronisation, de présence de cycles limites ou d'instabilité et conduire à la destruction de matériel de manière très rapide.

4. Projets futurs

Mon thème de recherche principal reste celui de la "Commande d'actionneurs électriques pour la traction et la génération d'énergie" mais il s'ouvre de plus en plus sur les micro-réseaux.

En revenant à Nancy, j'ai voulu capitaliser l'expérience et les développements que j'avais entrepris concernant les micro centrales (MPP) et les énergies renouvelables et je suis naturellement passé à l'agrégation de ces MPP sur un réseau DC pour constituer un micro-réseau et à la connexion de ces micro-réseaux entre eux. Ceci fait partie des 2 thèses de PhD que nous avons proposé, avec mes collègues du LEMTA qui travaillent sur les micro-réseaux, S. Pierfederici et J-P. Martin, dans le cadre projet [LEAP-RE MG-FARM](#) que nous avons lancé avec 11 partenaires.

Ce projet a pu être monté grâce aux connexions que j'avais développées avec les partenaires allemands (TU Berlin, TU Köln, United Nations Univ., MEI), algériens (Univ. Tlemcen, CDER UDES) et Marocains (IRESEN-GEP) lors de mon détachement en Algérie et mon rapprochement avec le Pan African University Inst. PAUWES et mon implication dans les projets financés par le BMBF allemand (WESA, WASCAL).

De nombreuses études et état de l'art sont publiés sur les micro-réseaux (GAO et al., 2019; Yamashita et al., 2020; Zia et al., 2018) [C64] et quasiment tous les laboratoires de génie électrique traitent plus ou moins de ces problématiques.

Il est nécessaire de promouvoir les micro-réseaux électriques à faible inertie (Badrudeen et al., 2024; Ratnam et al., 2020), tout en garantissant que la connexion et l'agrégation des micro-réseaux entre eux puissent se faire de manière dynamique, avec la possibilité de fonctionner en mode grid forming ou grid following.

La production distribuée d'énergie électrique dans un micro réseau maillé pose des problèmes de répartition de la production de la puissance active et réactive entre les générateurs. Elle est généralement réglées par une variante du droop control (f et V) mais elle pose aussi des questions de stabilité (Hennane et al., 2021).

Un micro réseau qui est faible, impacte la stabilité des onduleurs qui y sont raccordés (Dağ and Mirafzal, 2016). Ainsi, l'onduleur passe dans une région stable ou instable à mesure que l'impédance du réseau augmente, en fonction du rapport R/X du réseau. Il a également été montré qu'un onduleur VSI connecté au réseau, instable dans des conditions de réseau faible, peut être stabilisé en augmentant l'inductance du filtre LCL côté réseau, le délai de réponse du contrôleur, la résistance d'amortissement passive ou en diminuant les paramètres du contrôleur proportionnel.

On peut aussi agir sur les méthodes de contrôle afin d'éviter d'augmenter la taille des filtres et d'introduire des résistances (Houari et al., 2014).

Les études se tournent aussi vers la résilience des réseaux électriques. Ce sont des scénarios tout à fait d'actualité, avec les récents évènements en Ukraine, qui nous montrent la forte dépendance énergétique actuelle des pays entre eux, voir des régions et des villes. Il faut pouvoir continuer à fonctionner en cas de coup dur, de guerre ou de catastrophe météorologique, en ilotage de réseaux partiels de microgrids entre elles en mode dégradé avec de faibles éléments de stockage ou variable (V2G) (Li and Gao, 2024) et des fluctuations des énergies primaires.

Cela va bien plus loin que le "simple" fonctionnement hybride, du micro réseau qui se met en grid forming dès qu'il perd sa connexion au PCC (point of common coupling) et qui vérifie continuellement, quand est ce qu'il peut se raccrocher à nouveau et se synchroniser.

La gestion du fonctionnement en mode dégradé doit être réalisée avec des charges domestiques (LL, LV, HVAC, P. à Chaleur) dotées de l'IoT à qui on donne des priorités de fonctionnement et un ordre de séquence sélectionné par un EMS évolué.

Cela intéresse aussi bien les pays développés que les pays émergents (MENA, Asie, Amérique du sud) ou la croissance démographique fulgurante et l'accroissement de la consommation énergétique rattrapent vite les investissements déjà réalisés pour assurer la sécurité énergétique.

Ces nouveaux modes de fonctionnement dans lesquels on peut assurer la résilience et donc de garder les éléments vitaux par niveau de priorité en fonction de la sévérité de la perturbation et de sa durée sans arriver au blackout et avec un investissement raisonnable en termes de capacité de stockage.

Il y a aussi l'aspect de production distribuée, de partage et d'échange de paquets d'énergie à travers les MPP du micro-réseau et des micro-réseaux entre eux (Zia et al., 2020). Le développement d'un système non centralisé, sécurisé par une cryptographie blockchain (Mosavi et al., 2019; Sharma, 2023), trouve tout son intérêt face aux acteurs actuels TSO et DSO qui ont le monopole de ce marché.

Quand on voit comment des solutions très simples, comme [Solshare](#) (Fairley, 2018; Kirchhoff and Strunz, 2022), ont trouvé écho dans des villages reculés et le bénéfice dont ont immédiatement profité ces nouveaux prosumers, on peut penser qu'il est grand temps que, nous, chercheurs dans le domaine des ER, de l'EP, des réseaux, définissions les nouveaux systèmes distribués de production et de gestion de l'énergie de demain, un peu à la manière dont l'open source a révolutionné le monde de l'informatique depuis le milieu des années 90.

Ces thématiques offrent de nouvelles problématiques d'étude aux communautés de 27^{ème}, 61^{ème} et 63^{ème} sections car elles vont de l'AI, du bigdata, blockchain, optimisations en tout genre, jusqu'aux nouvelles structures d'EP et leur commande pour la gestion plug and play des microgrids et des MPP avec tous les aspects de stabilité, de disponibilité et d'interopérabilité que cela nécessite. Les récents PEPR et notamment le PEPR TASE (Lacarrière et al., 2024) se tournent vers le MVDC pour projeter leur définition des ruptures technologiques qu'ils doivent adresser mais je crois plus au LVDC comme thématiques d'avenir.

Il ne faut pas non plus négliger les études sociales car il y a des solutions qui sont technologiquement et techniquement viables mais que les acteurs locaux vont rejeter. On reconnaît les exemples des fermes d'éoliennes dans les régions françaises ou bien en offshore près des rivages ou de zones de pêche.

On peut aussi citer l'agrivoltaïque ovins ou de culture qui a ses détracteurs et ses adeptes. C'est pour cela que dans tous les projets de recherche et de transfert de technologie que nous proposons (LEAP-RE, PRIMA), nous associons systématiquement des partenaires universitaires et NGO socio-économiques qui apportent leur expérience en la matière, par des enquêtes sur le terrain, des analyses, des formations, sensibilisations avec les

stakeholders. Cela est d'autant plus important quand le milieu rural est visé (Catuogno et al., 2023).

Ces propos sont mes idées et ma vision de ce qui me semble nécessaire aujourd'hui de promouvoir mais je suis tout à fait ouvert et disposé à en discuter avec les acteurs du GE en France et à l'international, qui travaillent sur les micro-réseaux et les thématiques connexes.

Concernant les thèmes des 2 thèses en cours que je co-encadre et qui correspondent à mes travaux actuels et futurs, il s'agit de commande de moteurs polyphasés synchrones et asynchrone avec des aspects de tolérance de défauts et de PWM particulières.

La thèse de M. M. Azzi commencée en Nov. 2022, en co-tutelle avec King Mongkut's University of Technology North Bangkok, a comme titre "Entraînements électriques polyphasés à haute fréquence pour une meilleure disponibilité des chaînes de traction" ou "Multiphase High-Frequency electric drives for more availability of powertrains".

L'objectif de cette thèse est l'étude des topologies de chaînes de conversion électromécaniques (Moteur et Convertisseur) ainsi que les modes d'alimentation et de commande associés pour un fonctionnement à haute fréquence. Il sera alors possible de piloter la conversion électromécanique avec des fréquences fondamentales de quelques kHz nécessitant des fréquences de commutation de composants de puissance d'une centaine de kHz. De ce fait, la taille de la machine et de son convertisseur, à base de technologie SiC, sera réduite, augmentant ainsi la densité de puissance du train propulsif d'un véhicule électrique. La topologie polyphasée est préférée dans une telle situation pour augmenter la disponibilité du système.

Une machine à 5 phases est en cours de réalisation après qu'elle ait été étudiée ainsi que sa commande tolérante aux défauts [C63].

La machine saine peut être décomposée en 3 sous-machines découplé magnétiquement qui s'expriment dans le repère de Park comme suit :

$$\text{Machine principale} \quad \begin{cases} v_{d1} = Ri_{d1} + L_1 \frac{di_{d1}}{dt} - p\Omega L_1 i_{q1} \\ v_{q1} = Ri_{q1} + L_1 \frac{di_{q1}}{dt} + p\Omega L_1 i_{d1} + e_{q1} \end{cases} \quad \text{Eq. 66}$$

$$\text{Machine secondaire} \quad \begin{cases} v_{d3} = Ri_{d3} + L_3 \frac{di_{d3}}{dt} + 3p\Omega L_3 i_{q3} \\ v_{q3} = Ri_{q3} + L_3 \frac{di_{q3}}{dt} - 3p\Omega L_3 i_{d3} + e_{q3} \end{cases} \quad \text{Eq. 67}$$

$$\text{Machine homopolaire} \quad v_h = Ri_h + L_h \frac{di_h}{dt} + e_h \quad \text{Eq. 68}$$

Si la FEM est sinusoïdale, le couple s'exprime uniquement avec les courants de la machine principale (Eq. 69).

$$\Gamma = \frac{e_{q1} i_{q1}}{\Omega} = \sqrt{\frac{5}{2}} p \varphi_1 i_{q1} \quad \text{Eq. 69}$$

Si la FEM est non-sinusoidale la formule est plus complexe car il est produit par la machine principale et la machine secondaire (Eq. 70).

$$\Gamma = \frac{e_{q1}i_{q1}}{\Omega} + \frac{e_{q3}i_{q3}}{\Omega} = \sqrt{\frac{5}{2}}p\varphi_1i_{q1} - 3\sqrt{\frac{5}{2}}p\varphi_3i_{q3} \quad \text{Eq. 70}$$

La stratégie de contrôle MTPA (couple maximum par ampère) permet de maximiser le couple produit tout en minimisant les pertes Joule. Il est nécessaire de respecter deux conditions. Premièrement, aucun déphasage ne doit exister entre le courant de phase et sa force électromotrice (FEM) associée. Deuxièmement, en présence d'un troisième harmonique, le rapport entre chaque courant et sa force contre-électromotrice associée doit être égal. Ainsi les courant de références d'axe q doivent être :

$$\text{FEM est sinusoidale} \quad i_{q1}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} \frac{\Gamma^*}{p\varphi_1} \quad \text{Eq. 71}$$

$$\text{FEM est non-sinusoidale} \quad \begin{cases} i_{q1}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} \frac{\varphi_1 \Gamma^*}{p(\varphi_1^2 + 9\varphi_3^2)} \\ i_{q3}^* = -\sqrt{\frac{2}{5}} \frac{3\varphi_3 \Gamma^*}{p(\varphi_1^2 + 9\varphi_3^2)} \end{cases} \quad \text{Eq. 72}$$

La stratégie de reconfiguration de la commande en cas de perte de la phase A, repose sur le changement de la matrice de transformation qui passe de T_{55}^{-1} (Eq. 73) pour une machine saine à T_{4a}^{-1} pour une machine avec ce défaut (Eq. 74).

$$T_{55}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{pmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 73}$$

$$T_{4a}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + x & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + x & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) + x & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) + x \\ \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) + y & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) + y & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) + y & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) + y \\ K_1 & K_2 & K_3 & K_4 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 74}$$

Les deux premières lignes d'Eq. 74, permettent de ramener les courants et les FEM dans le même repère $(\alpha_1\beta_1)$ avec $x = -1$, $y = 0$.

La quatrième ligne contraint la somme des courants dans les phases actives à zéro garantissant l'absence de courant homopolaire (Eq. 75).

$$\text{Eq. 75}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}(I_b + I_c + I_d + I_e) = 0$$

Le choix des coefficients $K_1..K_4$ permet d'obtenir des solutions particulières (Seck, 2019). Ces stratégies de reconfiguration permettent d'avoir des courants avec les mêmes amplitudes (Eq. 76) ou de minimiser les pertes Joule (Eq. 77) (Figure 110, Figure 111). Nous étudions d'autres stratégies et leur application pour les régimes de haute vitesse de cette machine.

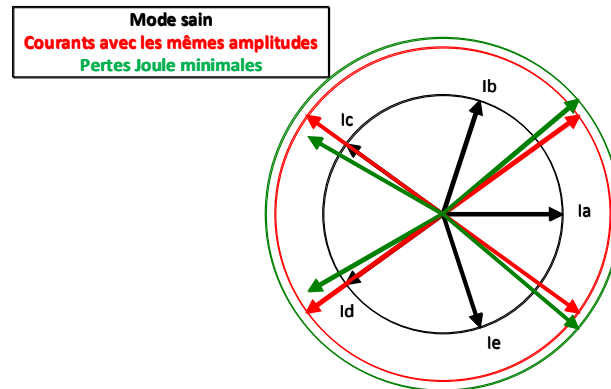


Figure 110. Stratégies d'optimisation de la commande par la répartition des vecteurs courants restants

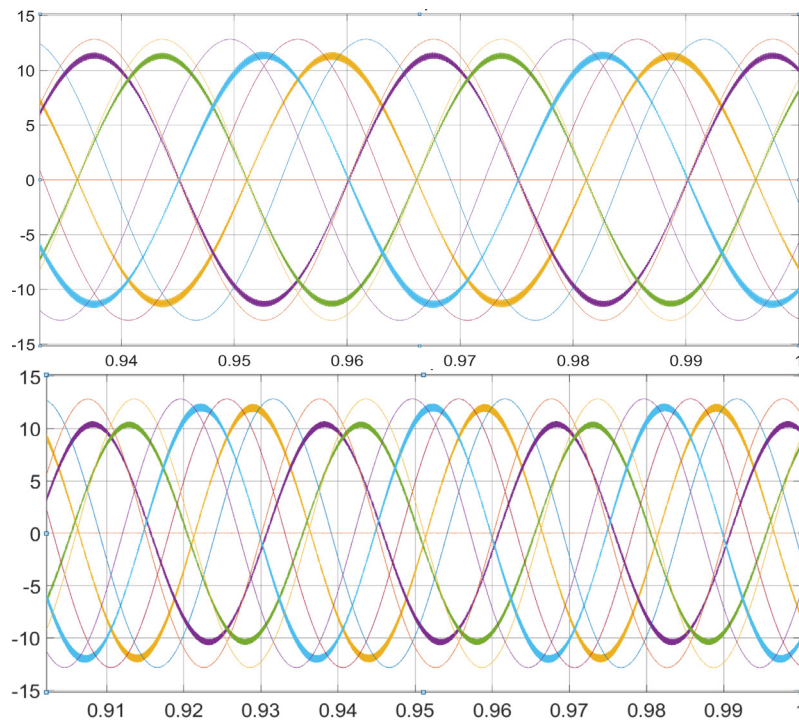


Figure 111. Courants des phases (A) et FEM (V) en défaut après reconfiguration, a. Courant de même amplitude, b. minimisation des pertes Joule

$$K_i = \begin{bmatrix} -1 & 1 & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Eq. 76

$$K_i = \begin{bmatrix} \frac{0.6328}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-0.6328}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 77}$$

La simulation en régime de régulation de vitesse lors de la survenue d'un défaut d'ouverture de phase, à 0.4s et de reconfiguration de la commande à 0.7s permet de rendre compte de l'efficacité de la solution sur la qualité du couple et de la vitesse [C63].

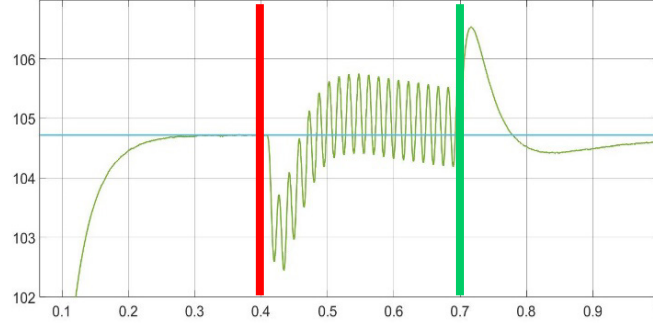


Figure 112. Vitesse réelle et de référence (rd/s) Commande tolérante aux défauts

La stratégie de reconfiguration par décalage angulaire (Eq. 78) a été généralisée pour permettre une prise en charge de la perte de n'importe laquelle des 5 phases de la PMSM (Assoun et al., 2023), sans nécessiter de modification de la matrice de commande. Elle intègre également un système de détection de défauts et une identification de la phase perdue.

$$\theta' = \theta - i \frac{2\pi}{5} \quad \text{Eq. 78}$$

Par ailleurs, une commande hamiltonienne améliorée a été mise en œuvre pour des onduleurs connectés au réseau équipés de filtres LC [C66]. Une application similaire a été développée pour les systèmes d'entraînement à moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM) triphasés [C73] (Figure 113), intégrant une estimation du couple de charge ainsi qu'une compensation des chutes de tension. Nous utilisons les systèmes Port-Controlled Hamiltonian (PCH) qui offrent un cadre mathématique pour modéliser et analyser les systèmes dynamiques basés sur la théorie hamiltonienne.

$$H(x) = \frac{1}{2} (Li_d^2 + Li_q^2 + J_m \omega^2) \quad \text{Eq. 79}$$

$$[J_d - R_d] \cdot \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} = [J - R] \cdot \frac{\partial H(x)}{\partial x} + g(x) \cdot u + \zeta \quad \text{Eq. 80}$$

$$u = \left([J_d - R_d] \cdot \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} - [J - R] \cdot \frac{\partial H(x)}{\partial x} - \zeta \right) \cdot g^{-1}(x) = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 81}$$

$$K_j = \frac{-K_{r2}(\omega_{ref} - \omega) - f\omega_{ref} + p\varphi i_{qref}}{(i_q - i_{qref})}$$

$$V_d = K_{r1}(i_{dref} - i_d) + Ri_{dref} - LK_j(i_{qref} - i_q) - Lp\omega i_{qref}$$

$$V_q = K_j(\omega_{ref} - \omega) + K_{r1}(i_{qref} - i_q) + Ri_{qref} + LK_j(i_{dref} - i_d) + p\omega_{ref}\varphi + pLi_{dref}\omega$$
Eq. 82

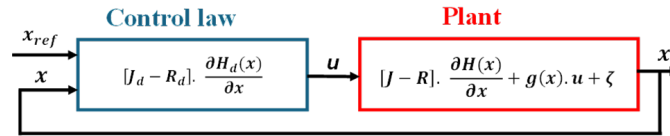


Figure 113. Concept de la commande énergétique hamiltonienne

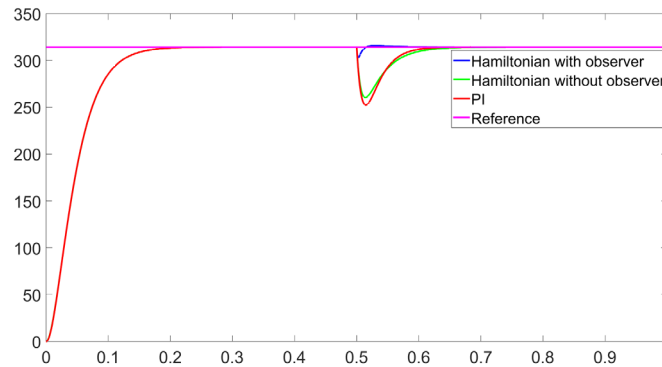


Figure 114. Variation de la vitesse (rd/s) pour différentes stratégies de commande

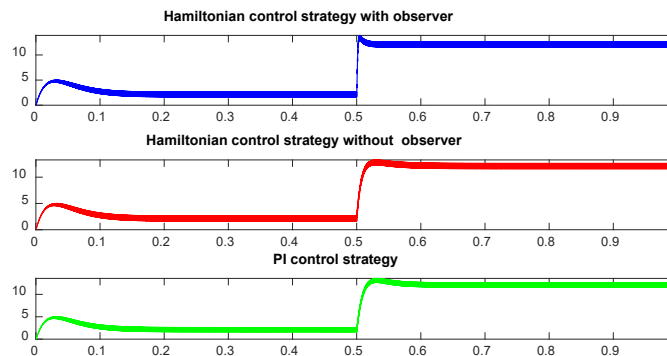


Figure 115. Variation du couple électromagnétique (Nm) pour différentes stratégies de commande

La commande a été évaluée par rapport à des échelons de vitesse de référence et de couple de charge (Figure 114, Figure 115). La réponse du système avec observation du couple de charge est meilleure que celle sans l'observateur (Eq. 82) et celle de l'utilisation de régulateurs PI. Cependant, on est obligé d'introduire un filtre sur la référence de vitesse de manière à avoir une forme continue

Enfin, la commande hamiltonienne sera étendue à la machine à 5 phases et implémentée expérimentalement dès sa réception afin de vérifier ses performances et sa stabilité.

La deuxième thèse de Doctorat que je co-encadre actuellement est celle de Navee RUJIDAM et a démarrée en Sept. 2024. Elle s'intitule "Étude des PWM continues et discontinues appliquées à la Machine Asynchrone Double Étoile pour entraînement de véhicules électriques".

L'idée est de mettre à jour les commandes que nous avons précédemment étudiées [A5] [A6] [C24] [C26] [C29] tout en explorant d'autres stratégies, basées sur des vecteurs de tension qui ne privilégient pas uniquement les grands vecteurs dans l'espace α - β et petits vecteurs dans celui de x - y . Ces études portent sur des MLI continues et discontinues de 12 et 24 secteurs.

Des travaux récents à l'UTC (Benharref, 2024) concernent la PMSM mais nous appliquerons ces MLI à la machine asynchrone double étoile que nous avons construite au laboratoire.

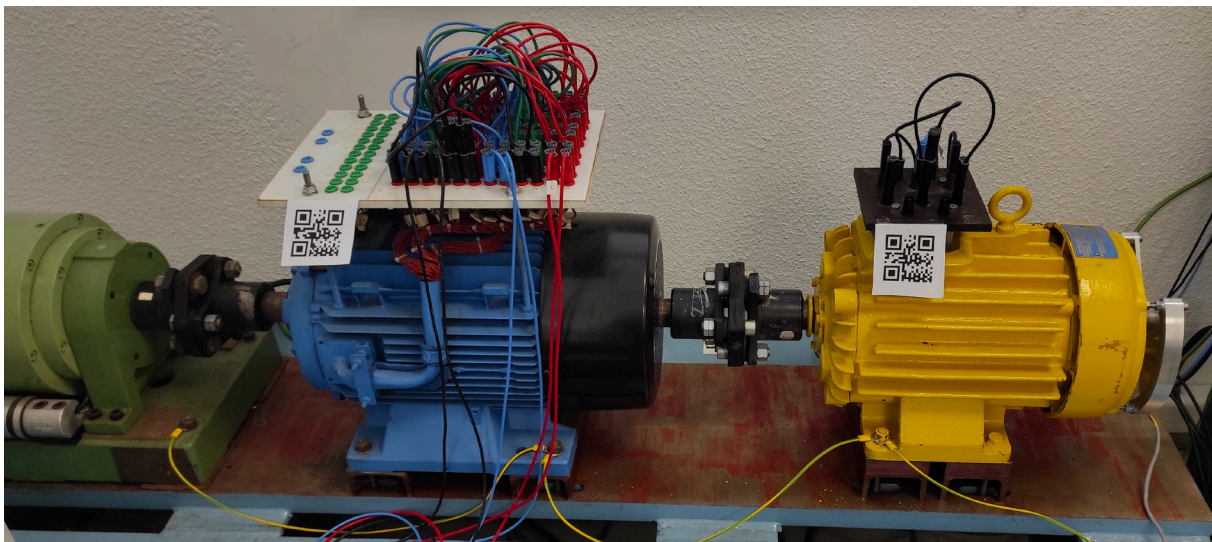


Figure 116. Résolveur (gris), MAS 5.5 kW (jaune), MAS double étoile (bleu) et frein à poudre (vert)

On ne cherche pas uniquement à élargir le cercle d'application des vecteurs de tension dans le plan α - β , comme avec une SVPWM classique ou en ajoutant l'harmonique 3 à la tension pour atteindre des tensions plus élevées (avec des indices de modulation plus importants), permettant ainsi d'atteindre des vitesses plus grandes sans commencer le défluxage. L'objectif est également d'identifier les vecteurs optimaux et l'ordre d'application de ces vecteurs (Cui et al., 2023) (Figure 117) dans le plan α - β et x - y (Figure 14).

Plusieurs critères peuvent être utilisés comme la réduction de la valeur efficaces des harmoniques de flux (Figure 118) (Marouani, 2010), [C29]. A travers cet exemple, même un changement de technique PWM peut être envisagé en fonction de l'indice de modulation.

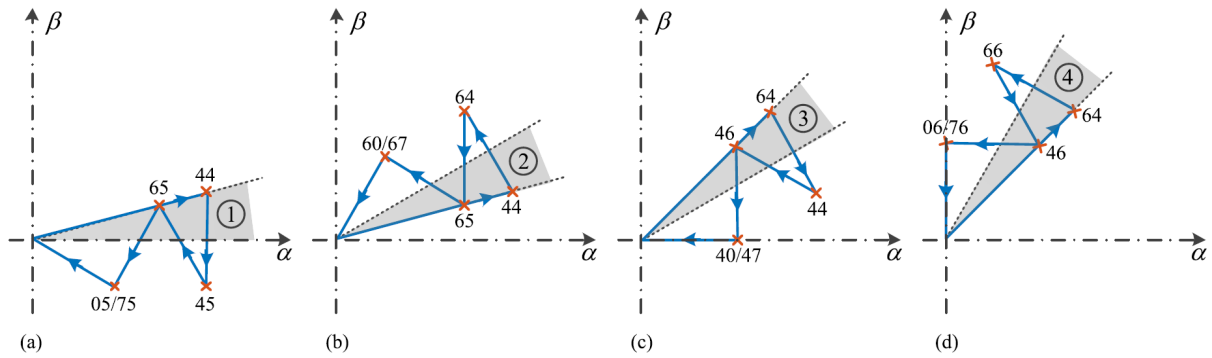


Figure 117. Représentation graphique des séquences de commutation dans différents secteurs, (a) Secteur 1, (b) Secteur 2, (c) Secteur 3, (d) Secteur 4, (Cui et al., 2023)

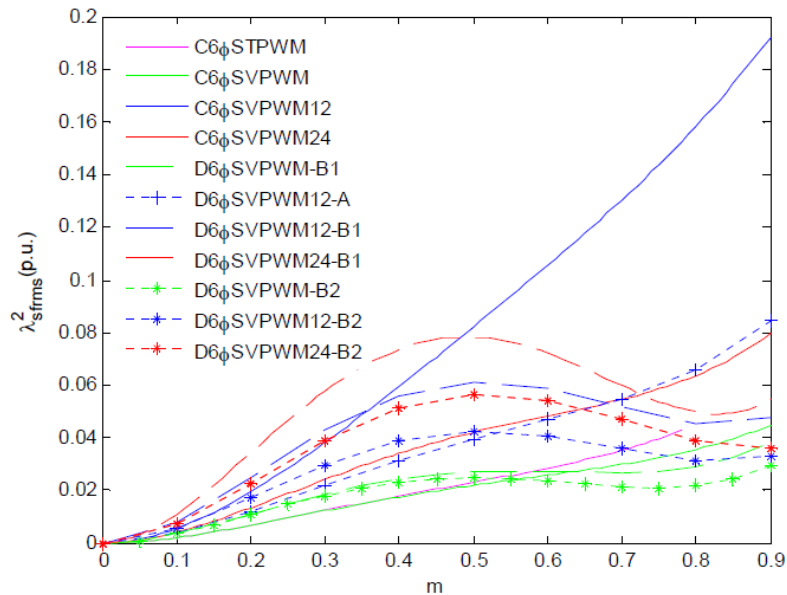


Figure 118. Superposition des courbes de la valeur efficace totale des harmoniques de flux à l'échelle d'une période du fondamental en fonction de l'indice de modulation m

En conclusion, il reste encore de nombreuses idées à explorer et de techniques à valider. Il est particulièrement intéressant de constater que certaines approches, autrefois impossibles à mettre en œuvre en raison des limitations en termes de PWM haute résolution et de fréquence de commutation des onduleurs, peuvent désormais être appliquées grâce à des contrôleurs numériques comme le Delfino F28379 et son module ePWM-HRPWM, couplé à des onduleurs à base de SiC et qu'elles pourront être testées dans le domaine des hautes vitesses et hautes fréquences.

L'avion plus électrique, voire entièrement électrique, ainsi que le véhicule électrique, gagnent de plus en plus de terrain par rapport aux modes de transport traditionnels basés sur l'énergie thermique. Il est donc plus que primordial de continuer à approfondir ces thématiques.

Références

- Abdullah, M.A., Yatim, A.H.M., Tan, C.W., Saidur, R., 2012. A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems. *Renewable and sustainable energy reviews* 16, 3220–3227.
- Al-Rouh, I., 2004. Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone (phdthesis). Université Henri Poincaré - Nancy 1.
- Al-Rouh, I., Baghli, L., GREEN, A., 2003a. Estimation de la Position de la Machine Asynchrone.
- Al-Rouh, I., Baghli, L., Rezzoug, A., 2003b. Modelling multiple saliencies in rotor-faulty induction machine for rotor position estimation, in: EPE 2003, Toulouse, France 10th European Conference on Power Electronics and Applications. Presented at the EPE 2003, Toulouse, France 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, France, pp. 1–10.
- Ammar, A., Belaroussi, O., Benakcha, M., Zemmit, A., Ameid, T., 2024. Super-Twisting MRAS Observer-Based Non-linear Direct Flux and Torque Control for Induction Motor Drives. *Power Electronics and Drives* 9, 374–396.
<https://doi.org/10.2478/pead-2024-0024>
- Assoun, I., Idkhajine, L., Nahid-Mobarakeh, B., Meibody-Tabar, F., Monmasson, E., Pacault, N., 2023. Wide-Speed Range Sensorless Control of Five-Phase PMSM Drive under Healthy and Open Phase Fault Conditions for Aerospace Applications. *Energies* 16, 279. <https://doi.org/10.3390/en16010279>
- Badrudeen, T.U., Nwulu, N.I., Gbadamosi, S.L., 2024. Low-inertia control of a large-scale renewable energy penetration in power grids: A systematic review with taxonomy and bibliometric analysis. *Energy Strategy Reviews* 52, 101337.
<https://doi.org/10.1016/j.esr.2024.101337>
- Baghli, L., Al-Rouh, I., Rezzoug, A., 2006. Signal analysis and identification for induction motor sensorless control. *Control Engineering Practice* 14, 1313–1324.
<https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2005.06.016>
- Benharref, S., 2024. Influence de la stratégie MLI et de la fréquence de découpage sur la réponse vibro-acoustique des machines à aimants permanents à forte anisotropie magnétique (Thèse de doctorat). Université (précisez l'institution exacte), Précisez la ville ou institution exacte.
- Bennia, I., Elbouchikhi, E., Harrag, A., Daili, Y., Saim, A., Bouzid, A.E.M., Kanouni, B., 2023. Design, modeling, and validation of grid-forming inverters for frequency synchronization and restoration. *Energies* 17, 59.
- Bertoluzzo, M., Buja, G., Menis, R., 2006. Direct torque control of an induction motor using a single current sensor. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 53, 778–784.
<https://doi.org/10.1109/TIE.2006.874415>
- Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., 1994. An ideal PWM-VSI inverter using only one current sensor in the DC-link, in: 1994 Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives. Presented at the 1994 Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, pp. 458–464.
<https://doi.org/10.1049/cp:19941009>
- Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., Jaeger, U., Thøgersen, P., 1997. Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS inverters: a review and a novel solution. *IEEE Transactions on Industry Applications* 33, 1241–1253.

- <https://doi.org/10.1109/28.633802>
- BonnetFrancois, F., Vidal, P.-E., Pietrzak-David, M., 2007. Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54, 2482–2490. <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.900330>
- Bose, B.K., Godoy Simoes, M., Crecelius, D.R., Rajashekara, K., Martin, R., 1995. Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive, in: *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*. Presented at the IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting, IEEE, Orlando, FL, USA, pp. 137–143. <https://doi.org/10.1109/IAS.1995.530294>
- Boukais, B., Mesbah, K., Rahoui, A., Saim, A., Houari, A., Benkhoris, M.F., 2024. Development of a 3 kW Wind Energy Conversion System Emulator Using a Grid-Connected Doubly-Fed Induction Generator. *Actuators* 13, 487. <https://doi.org/10.3390/act13120487>
- Boys, J.T., 1988. Novel current sensor for PWM AC drives. *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)* 135, 27–32. <https://doi.org/10.1049/ip-b.1988.0005>
- Carriveau, R., 2011. *Fundamental and Advanced Topics in Wind Power*. BoD – Books on Demand.
- Casadei, D., Serra, G., Tani, K., 2000. Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation. *IEEE Trans. Power Electron.* 15, 769–777. <https://doi.org/10.1109/63.849048>
- Catuogno, G., Frias, G., Catuogno, C., Cruz, S., Galetto, S., 2023. LabTA Model, a Guide to Empower Rural Communities: A new approach from university social responsibility to mitigate energy poverty in vulnerable rural communities. *IEEE Electrific. Mag.* 11, 63–71. <https://doi.org/10.1109/MELE.2023.3291257>
- Chapuis, Y.A., Roye, D., 1998. Direct torque control and current limitation method in start up of an induction machine, in: *1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 456)*. Presented at the 1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 456), pp. 451–455. <https://doi.org/10.1049/cp:19980568>
- Chen, H., Xie, W., Chen, X., Han, J., Nadia, A.-A., Zhou, Z., Tang, T., Benbouzid, M., 2020. Fractional-Order PI Control of DFIG-based Tidal Stream Turbine. *Journal of Marine Science and Engineering* 8, 1–24. <https://doi.org/10.3390/jmse8050309>
- Chen, P.-Y., Hu, K.-W., Lin, Y.-G., Liaw, C.-M., 2018. Development of a Prime Mover Emulator Using a Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive. *IEEE Trans. Power Electron.* 33, 6114–6125. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2747221>
- Cilia, J., Asher, G.M., Bradley, K.J., Sumner, M., 1997. Sensorless position detection for vector-controlled induction motor drives using an asymmetric outer-section cage. *IEEE Transactions on Industry Applications* 33, 1162–1169. <https://doi.org/10.1109/28.633792>
- Dağ, O., Mirafzal, B., 2016. On Stability of Islanded Low-Inertia Microgrids. <https://doi.org/10.1109/PSC.2016.7462854>
- Daili, Y., Gaubert, J.-P., Rahmani, L., Harrag, A., 2019. Quantitative Feedback Theory design of robust MPPT controller for Small Wind Energy Conversion Systems: Design, analysis and experimental study. *Sustainable Energy Technologies and Assessments* 35, 308–320. <https://doi.org/10.1016/j.seta.2019.08.002>
- De Doncker, R.W., Novotny, D.W., 1994. The universal field oriented controller. *IEEE*

- Trans. on Ind. Applicat. 30, 92–100. <https://doi.org/10.1109/28.273626>
- De Doncker, R.W., Profumo, F., Pastorelli, M., 1994. Self-tuning of tapped stator winding induction motor servo drives using the universal field-oriented controller. *IEEE Trans. Power Electron.* 9, 357–366. <https://doi.org/10.1109/63.318893>
- Degner, M.W., Lorenz, R.D., 1997. Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines, in: *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting. Presented at the IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, pp. 760–767 vol.1. <https://doi.org/10.1109/IAS.1997.643153>
- Depenbrock, M., 1988. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics* 3, 420–429. <https://doi.org/10.1109/63.17963>
- Doncker, R.W.D., Profumo, F., Tenconi, A., 1993. The Universal Field Oriented(UFO) Controller in the Airgap Reference Frame. *IEEJ Trans. IA* 113, 477–486. <https://doi.org/10.1541/ieejias.113.477>
- El Ouanjli, N., Derouich, A., El Ghzizal, A., Motahhir, S., Chebabhi, A., El Mourabit, Y., Taoussi, M., 2019. Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives - a review. *Protection and Control of Modern Power Systems* 4, 11. <https://doi.org/10.1186/s41601-019-0125-5>
- Fairley, P., 2018. “Swarm electrification” powers villages [Resources_Startups]. *IEEE Spectrum* 55, 21–21. <https://doi.org/10.1109/MSPEC.2018.8322040>
- Farrokhhabadi, M., Canizares, C.A., Simpson-Porco, J.W., Nasr, E., Fan, L., Mendoza-Araya, P.A., Tonkoski, R., Tamrakar, U., Hatziargyriou, N., Lagos, D., Wies, R.W., Paolone, M., Liserre, M., Meegahapola, L., Kabalan, M., Hajimiragha, A.H., Peralta, D., Elizondo, M.A., Schneider, K.P., Tuffner, F.K., Reilly, J., 2020. Microgrid Stability Definitions, Analysis, and Examples. *IEEE Trans. Power Syst.* 35, 13–29. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2019.2925703>
- Foo, G., Rahman, M.F., 2009. Direct torque and flux control of an IPM synchronous motor drive using a backstepping approach. *IET Electric Power Applications* 3, 413–421. <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2008.0182>
- GAO, F., KANG, R., CAO, J., YANG, T., 2019. Primary and secondary control in DC microgrids: a review. *J. Mod. Power Syst. Clean Energy* 7, 227–242. <https://doi.org/10.1007/s40565-018-0466-5>
- Ghaffari, A., Krstić, M., Seshagiri, S., 2014. Power optimization and control in wind energy conversion systems using extremum seeking. *IEEE transactions on control systems technology* 22, 1684–1695.
- Green, T., Williams, B.W., 1989. Derivation of motor line-current waveforms from the DC-link current of an inverter. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B* 136(4), 196–204. <https://doi.org/10.1049/ip-b.1989.0026>
- Habetler, T.G., Divan, D.M., 1991. Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* 27, 893–901. <https://doi.org/10.1109/28.90344>
- Haque, M.E., Rahman, M.F., 2009. Incorporating control trajectories with the direct torque control scheme of interior permanent magnet synchronous motor drive. *IET Electric Power Applications* 3, 93–101. <https://doi.org/10.1049/iet-epa:20070518>
- Hennane, Y., Berdai, A., Martin, J.-P., Pierfederici, S., Meibody-Tabar, F., 2021. New

- Decentralized Control of Mesh AC Microgrids: Study, Stability, and Robustness Analysis. *Sustainability* 13, 2243. <https://doi.org/10.3390/su13042243>
- Holtz, J., 2002. Sensorless control induction motor drive. *Proceedings of the IEEE* 90, 1359–1394. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2002.800726>
- Holtz, J., 1993. Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives. *Proc. Int. Conf. IEEE PCC-Yokohama*, 1993.
- Hu, J., He, Y., Xu, L., 2010. Improved rotor current control of wind turbine driven doubly-fed induction generators during network voltage unbalance. *Electric Power Systems Research* 80, 847–856. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2009.12.010>
- Huang, S., Wang, J., Huang, C., Zhou, L., Xiong, L., Liu, J., Li, P., 2022. A fixed-time fractional-order sliding mode control strategy for power quality enhancement of PMSG wind turbine. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 134, 107354. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107354>
- Hurst, K.D., Habetler, T.G., Griva, G., Profumo, F., 1998. Zero-speed tacholeless IM torque control: simply a matter of stator voltage integration. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* 34, 790–795. <https://doi.org/10.1109/28.703975>
- Ilas, C., Bettini, A., Ferraris, L., Griva, G., Profumo, F., 1994. Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives, in: *Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. Presented at the IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IEEE, Bologna, Italy, pp. 1579–1588. <https://doi.org/10.1109/IECON.1994.398050>
- Jansen, P.L., 1993. The integration of state estimation, control, and design for induction machine (phdthesis).
- Joo, M.-J.Y., Hwi-Beom Shin, Hyeong-Gil, 2000. Estimation of Phase Currents from a DC-Link Current Sensor Using Space Vector PWM Method. *Electric Machines & Power Systems* 28, 1053–1069. <https://doi.org/10.1080/073135600449107>
- Julier, S.J., Uhlmann, J.K., 2004. Unscented filtering and nonlinear estimation. *Proceedings of the IEEE* 92, 401–422. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2003.823141>
- Jung-Ik Ha, Sul, S.-K., 1997. Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection. *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting* 426–432 vol.1. <https://doi.org/10.1109/IAS.1997.643058>
- Khan, A., Aragon, D.A., Seyedmahmoudian, M., Mekhilef, S., Stojcevski, A., 2024. Inertia emulation control of PMSG-based wind turbines for enhanced grid stability in low inertia power systems. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 156, 109740. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109740>
- Khoucha, F., Marouani, K., Kheloui, A., Benbouzid, Meh., 2006. A Minimization of Speed Ripple of Sensorless DTC for controlled Induction Motors used in Electric Vehicles, in: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. Presented at the IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, pp. 1339–1344. <https://doi.org/10.1109/IECON.2006.347291>
- Kim, H., Harke, M.C., Lorenz, R.D., 2002. Sensorless control of interior permanent magnet machine drives with zero-phase-lag position estimation, in: *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*. Presented at the Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344), pp.

- 1661–1667 vol.3. <https://doi.org/10.1109/IAS.2002.1043757>
- Kim, H., Jahns, T.M., 2006. Phase Current Reconstruction for AC Motor Drives Using a DC Link Single Current Sensor and Measurement Voltage Vectors. *IEEE Transactions on Power Electronics* 21, 1413–1419. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.880262>
- Kirchhoff, H., Strunz, K., 2022. Control and Stability of Modular DC Swarm Microgrids. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 10, 6274–6292. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2022.3168545>
- Kumar, D., Chatterjee, K., 2016. A review of conventional and advanced MPPT algorithms for wind energy systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 55, 957–970. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.11.013>
- Lacarrière, B., Debusschere, V., Monteil, T., Collin, S., Feilleux, R., Badosa, J., Frederic, W., Kariniotakis, G., Sonnemann, G., Kleider, J.-P., Barros, A., Debizet, G., Chambon, S., Caire, R., Jay, F., Stolf, P., Hernandez, N.J., 2024. Posters du Séminaire PEPR TASE 2024. PEPR_TASE.
- Lahfaoui, B., Zouggar, S., Mohammed, B., Elhafyani, M.L., 2017. Real time study of P&O MPPT control for small wind PMSG turbine systems using Arduino microcontroller. *Energy Procedia* 111, 1000–1009.
- Lee, W.-C., Lee, T.-K., Hyun, D.-S., 2001. Comparison of single-sensor current control in the DC link for three-phase voltage-source PWM converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 48, 491–505. <https://doi.org/10.1109/41.925576>
- Li, J., Gao, C., 2024. An overview of the current status of V2G technology in improving grid resilience, in: 2024 6th International Conference on Energy, Power and Grid (ICEPG). Presented at the 2024 6th International Conference on Energy, Power and Grid (ICEPG), pp. 731–734. <https://doi.org/10.1109/ICEPG63230.2024.10775813>
- Lipo, T.A., Chang, K.C., 1986. A New Approach to Flux and Torque-Sensing in Induction Machines. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* IA-22, 731–737. <https://doi.org/10.1109/TIA.1986.4504785>
- Maheshwari, Z., Kengne, K., Bhat, O., 2023. A comprehensive review on wind turbine emulators. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 180, 113297. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2023.113297>
- Marouani, K., 2010. Contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile (Thèse de doctorat). Université Henri Poincaré.
- Marouani, K., Baghli, L., Hadiouche, D., Kheloui, A., Rezzoug, A., 2008. A New PWM Strategy Based on a 24-Sector Vector Space Decomposition for a Six-Phase VSI-Fed Dual Stator Induction Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55, 1910–1920. <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918486>
- Martins, C.A., Roboam, X., Meynard, T.A., Carvalho, A.S., 2002. Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics* 17, 286–297. <https://doi.org/10.1109/63.988948>
- Mei, Q., Shan, M., Liu, L., Guerrero, J.M., 2010. A novel improved variable step-size incremental-resistance MPPT method for PV systems. *IEEE transactions on industrial electronics* 58, 2427–2434.
- Mousa, H.H.H., Youssef, A.-R., Mohamed, E.E.M., 2021. State of the art perturb and observe MPPT algorithms based wind energy conversion systems: A technology review. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 126, 106598.

- <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2020.106598>
- Moynihan, J.F., Bolognani, S., Kavanagh, R.C., Egan, M.G., Murphy, J.M.D., 1993. Single sensor current control of AC servodrives using digital signal processors, in: 1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications. Presented at the 1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 415–421 vol.4.
- Oukkacha, I., Camara, M.B., Dakyo, B., 2017. Electric vehicles energy management using direct torque control — space vector pulse width modulation combined to polynomial controllers, in: 2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). Presented at the 2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pp. 473–478. <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2017.8191105>
- Peralta-Sanchez, E., Al-rifai, F., Schofield, N., 2009. Direct Torque Control of permanent magnet motors using a single current sensor, in: 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference. Presented at the 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), IEEE, Miami, FL, USA, pp. 89–94. <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2009.5075188>
- Petruzzello, F., Joos, G., Ziogas, P.D., 1990. Some implementation aspects of line current reconstruction in three phase PWM inverters, in: [Proceedings] IECON '90: 16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society. Presented at the [Proceedings] IECON '90: 16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1149–1154 vol.2. <https://doi.org/10.1109/IECON.1990.149299>
- Rajendran, S., Diaz, M., Devi, V., Jena, D., Travieso, J., Rodriguez, J., 2023. Wind Turbine Emulators—A Review. *Processes* 11, 747. <https://doi.org/10.3390/pr11030747>
- Ratnam, K.S., Palanisamy, K., Yang, G., 2020. Future low-inertia power systems: Requirements, issues, and solutions - A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 124, 109773. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2020.109773>
- Retif, J.M., Lin-Shi, X., Llor, A.M., Morand, F., 2004. New hybrid direct-torque control for a winding rotor synchronous machine, in: 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551). Presented at the 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), pp. 1438-1442 Vol.2. <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355634>
- Rodriguez-Amenedo, J.L., Gomez, S.A., Martinez, J.C., Alonso-Martinez, J., 2021. Black-Start Capability of DFIG Wind Turbines Through a Grid-Forming Control Based on the Rotor Flux Orientation. *IEEE Access* 9, 142910–142924. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3120478>
- Seck, A., 2019. Optimisation et commande d'une génératrice pentaphasée pour applications hydroliennes (thesis). Nantes.
- Takahashi, I., Noguchi, T., 1986. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* IA-22, 820–827. <https://doi.org/10.1109/TIA.1986.4504799>
- Teske, N., Asher, G.M., Sumner, M., Bradley, K.J., 2000a. Suppression of saturation saliency effects for the sensorless position control of induction motor drives under loaded conditions. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 47, 1142–1150. <https://doi.org/10.1109/41.873224>
- Teske, N., Asher, G.M., Sumner, M., Bradley, K.J., 2000b. Sensorless position estimation for symmetric cage induction motor under loaded conditions, in: Conference

- Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129). Presented at the Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129), pp. 1835–1841 vol.3.
<https://doi.org/10.1109/IAS.2000.882129>
- Tir, Z., Orlowska-Kowalska, T., Ahmed, H., Houari, A., 2024. Adaptive High Gain Observer Based MRAS for Sensorless Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 71, 271–281. <https://doi.org/10.1109/TIE.2023.3243271>
- Vas, P., 1995. A fuzzy-controlled speed-sensorless induction motor drive with flux estimators, in: *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*. Presented at the Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives, IEE, Durham, UK, pp. 315–319.
<https://doi.org/10.1049/cp:19950886>
- Wan, E.A., Van Der Merwe, R., 2000. The unscented Kalman filter for nonlinear estimation, in: *Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium (Cat. No.00EX373)*. Presented at the Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium (Cat. No.00EX373), pp. 153–158. <https://doi.org/10.1109/ASSPCC.2000.882463>
- Wolbank, T.M., Macheiner, P., 2002. An improved observer-based current controller for inverter fed AC machines with single DC-link current measurement, in: *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*. Presented at the 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289), pp. 1003–1008 vol.2. <https://doi.org/10.1109/PSEC.2002.1022586>
- Wolbank, T. M., Macheiner, P., 2002. Scheme to reconstruct phase current information of inverter fed AC drives. *Electronics Letters* 38, 204–205.
<https://doi.org/10.1049/el:20020172>
- Wolbank, T.M., Macheiner, P.E., 2004. Current-controller with single DC link current measurement for inverter-fed AC machines based on an improved observer-structure. *IEEE Transactions on Power Electronics* 19, 1562–1567.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.836633>
- Wolbank, T.M., Woehrnschimmel, R., Machl, J.L., 2003. Lamination Design Variations for Improved Performance of Zero Speed Sensorless Controlled Induction Machines. *EPE Journal* 13, 36–42. <https://doi.org/10.1080/09398368.2003.11463539>
- Wolbank, T.M., Woehrnschimmel, R., Machl, J.L., 2002. Zero speed sensorless control signals of induction motors with closed rotor slots, in: *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*. Presented at the 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289), pp. 997–1002 vol.2. <https://doi.org/10.1109/PSEC.2002.1022585>
- Wollz, D.H., da Silva, S.A.O., Sampaio, L.P., 2020. Real-time monitoring of an electronic wind turbine emulator based on the dynamic PMSG model using a graphical interface. *Renewable Energy* 155, 296–308.
<https://doi.org/10.1016/j.renene.2020.03.096>
- Yamashita, D.Y., Vechiu, I., Gaubert, J.-P., 2020. A review of hierarchical control for

- building microgrids. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 118, 109523. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2019.109523>
- Zia, M.F., Benbouzid, M., Elbouchikhi, E., Muyeen, S.M., Techato, K., Guerrero, J.M., 2020. Microgrid transactive energy: Review, architectures, distributed ledger technologies, and market analysis. *IEEE Access* 8, 19410–19432. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2968402>
- Zia, M.F., Elbouchikhi, E., Benbouzid, M., 2018. Microgrids energy management systems: A critical review on methods, solutions, and prospects. *Applied Energy* 222, 1033–1055. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.04.103>
- Zidani, F., Diallo, D., Benbouzid, M.E.H., Nait-Said, R., 2006. Direct torque control of induction motor with fuzzy stator resistance adaptation. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 21, 619–621. <https://doi.org/10.1109/TEC.2006.874251>
- Zinger, D.S., Profumo, F., Lipo, T.A., Novotny, D.W., 1990. A direct field-oriented controller for induction motor drives using tapped stator windings. *IEEE Trans. Power Electron.* 5, 446–453. <https://doi.org/10.1109/63.60688>

Abréviations

ADC : Analog-to-Digital Converter (Convertisseur Analogique-Numérique)
ADEME : Agence de la Transition Écologique
AG : Algorithmes Génétiques
AI : Artificial Intelligence (Intelligence Artificielle)
BLDC : Brushless Direct Current
CAPES : Certificat d'Aptitude au Professorat de l'Enseignement du Second Degré
CAPET : Certificat d'Aptitude au Professorat de l'Enseignement Technique
CAPLP2 : Certificat d'Aptitude au Professorat des Lycées Professionnels de niveau 2
CNED : Centre National d'Enseignement à Distance
CRTT : Centre de Recherche et de Transfert de Technologie
DCM : Direct Current Motor (Moteur à Courant Continu)
DESS : Diplôme d'Études Supérieures Spécialisées
DFIG : Double-Fed Induction Generator
DG RSDT : Direction Générale de la Recherche Scientifique et du Développement Technologique
DPC : Direct Power Control (Contrôle Direct de Puissance)
DSO : Distribution System Operator (Opérateur de Système de Distribution)
DSP : Digital Signal Processor
DSPIC : Digital Signal Processor Interface Controller
DSC : Digital Signal Controller
DSFO : Direct Stator Flux Oriented Control
DRFO : Direct Rotor Flux Oriented Control
DTC : Direct Torque Control (Commande Directe de Couple)
ELO : Extended Luenberger Observer
EKF : Extended Kalman Filter (Filtre de Kalman Étendu)
EMS : Energy Management System
EP : Électronique de Puissance
ER : Énergie Renouvelable
FPGA : Field Programmable Gate Array
GA : Genetic Algorithm (Algorithme Génétique)
GADA : Génératrice Asynchrone à Double Alimentation
HIL : Hardware In the Loop
HMI : Human-Machine Interface
HRPWM : High Resolution Pulse Width Modulation
IA : Intelligence Artificielle
IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor Bipolaire à Grille Isolée)
INC : Incremental Conductance (Conductance Incrémentale)
IoT : Internet of Things
IPC : Indirect Power Control (Contrôle Indirect de Puissance)
IRFO : Indirect Rotor Flux Oriented Control
ISFO : Indirect Stator Flux Oriented Control
IUFM : Institut Universitaire de Formation des Maîtres
LIE : Licence en Ingénierie Électrique

LMS : Learning Management System
LSA : Least Squares Algorithm (Algorithme des Moindres Carrés)
LVDC : Low Voltage Direct Current (Courant Continu à Basse Tension)
MAS : Machine Asynchrone
MCC : Moteur à Courant Continu
MLI : Modulation à Largeur d'Impulsion
MPPT : Maximum Power Point Tracking
MSAP : Machine Synchrone à Aimant Permanent
MRAS : Model Reference Adaptive System
MTPA : Maximum Torque Per Ampere (Couple maximum par ampère)
MVDC : Medium Voltage Direct Current (Courant Continu à Moyenne Tension).
NN : Neural Networks (Réseaux de Neurones)
ORB : Optimum Relation-Based (Basé sur une Relation Optimale)
P&O : Perturb & Observe (Perturber et Observer)
PCC : Point of Common Coupling (Point de Couplage Commun)
PCH : Port-Controlled Hamiltonian (Hamiltonien contrôlé par les ports)
PEPR : Programme et Équipement Prioritaire de Recherche
PLL : Phase-Locked Loop (Boucle à Verrouillage de Phase)
PNR : Projet National de Recherche
PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor (Moteur Synchrone à Aimants Permanents)
PRDI : Projet Recherche et Développement Industriel
PSF : Power Signal Feedback (Retour de Signal de Puissance)
PSO : Particle Swarm Optimization
PSS : Power System Stabilizer (Stabilisateur de Système Électrique)
PWM : Pulse Width Modulation
RTI : Real-Time Interface
RTS : Real-Time System
SDFT : Sliding Discrete Fourier Transform
SiC : Silicon Carbide (Carbure de Silicium)
SMC : Sliding Mode Control (Commande par Mode Glissant)
STA : Super Twisting Algorithm
SVM : Space Vector Modulation
SVPWM : Space Vector Pulse Width Modulation
TASE : Technologies Avancées des Systèmes Énergétiques
TSO : Transmission System Operator (Opérateur de Système de Transmission)
UKF : Unscented Kalman Filter
V2G : Vehicle-to-Grid (Véhicule vers Réseau)
VSI : Voltage Source Inverter
WECS : Wind Energy Conversion Systems (Systèmes de Conversion d'Énergie Éolienne)
WTE : Wind Turbine Emulator (Émulateur d'Éolienne)
ZCD : Zero Crossing Detection

Annexes

1. Annexe 1 : Liste classée des publications

Mon nom est indiqué en gras, celui de l'étudiant que j'encadre est souligné.

Cette liste, hormis les contrats, est également disponible en ligne :

<https://baghli.com/publications.html>

Bilan :

Livres et chapitres d'ouvrage : **2**

Articles de revues internationales à comité de lecture : **36**

Articles de revues nationales à comité de lecture : **4**

Conférences et Congrès Internationaux avec comité de lecture et actes : **73**

Conférences et Congrès nationaux avec comité de lecture et actes : **9**

Contrats industriels : **8** (laboratoire) + **4** (expertises)

Logiciels : **8**

Divers : **1**

• *Articles de revues internationales à comité de lecture : 36*

[A36]	M. AKRAMI, E. JAMSHIDPOUR, L. BAGHLI , V. FRICK Application of Low-Resolution Hall Position Sensor in Control and Position Estimation of PMSM—A Review, Energies, 2024,17(17), 4216, doi:10.3390/en17174216
[A35]	P. POOLPHAKA, E. JAMSHIDPOUR, T. LUBIN, L. BAGHLI , N. TAKORABET Influence of High-Frequency Operation on the Efficiency of a PMSM Drive with SiC-MOSFET Inverter, Energies, 2024,7(10), 2347, doi:10.3390/en17102347
[A34]	M. KERMADI, A. REBAI, L. BAGHLI , N. MESBAHI, S. MEKHILEF, M. MUBIN, H. MOKHLIS Model-Free Predictive Current Controller for Voltage Source Inverters Using ARX Model and Recursive Least Squares, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2024,01, doi:10.1109/TCSII.2024.3349501
[A33]	P. POOLPHAKA, E. JAMSHIDPOUR, T. LUBIN, L. BAGHLI , N. TAKORABET Comparative Study of IGBT and SiC MOSFET Three-Phase Inverter: Impact of Parasitic Capacitance on the Output Voltage Distortion, Actuators, 2023,12, 355, doi:10.3390/act12090355
[A32]	M. HORCH, A. CHEMIDI, L. BAGHLI , S. KADI A new fuzzy design for switching gain adaptation of sliding mode controller for a wind energy conversion system using a doubly fed induction generator, Archives of Electrical Engineering, vol. 72, No 1. Polish Academy of Sciences, p. 273-291, 2023, doi:10.24425/ae.2023.143702
[A31]	P. HAGHGOOEI, E. JAMSHIDPOUR, A. CORNE, N. TAKORABET, DA. KHABURI, L. BAGHLI , B. NAHID-MOBARAKEH A Parameter-Free Method for Estimating the Stator Resistance of a Wound Rotor Synchronous Machine, World Electric Vehicle Journal,

	2023; 14(3):65, doi:10.3390/wevj14030065
[A30]	<u>Y. KEBBATI</u> , L. BAGHLI "Modeling and control of a hybrid grid-connected photovoltaic-wind system for the region of Adrar, Algeria", International Journal of Environmental Science and Technology, ISSN: 1735-1472 1 August 2022, 121702, pp. 28, disponible en ligne doi:10.1007/s13762-022-04426-y
[A29]	<u>H. TERFA</u> , L. BAGHLI , R. BHANDARI "Impact of renewable energy micro-power plants on power grids over Africa", Energy, ISSN: 0360-5442 9 August 2021, 121702, pp. 1-22, disponible en ligne doi:10.1016/j.energy.2021.121702 .
[A28]	<u>Z. DEKALI</u> , L. BAGHLI , A. BOUMEDIENE "Improved Super Twisting Based High Order Direct Power Sliding Mode Control of a Connected DFIG Variable Speed Wind Turbine", Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, 65(4), pp. 352-372, 2021, disponible en ligne doi:10.3311/PPee.17989 .
[A27]	<u>Z. DEKALI</u> , L. BAGHLI , A. BOUMEDIENE "Experimental implementation of the maximum power point tracking algorithm for a connected wind turbine emulator", Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg. ISSN: 0035-4066 Vol. 66, 2, pp. 111–117, Bucarest, 2021, disponible en ligne http://revue.elth.pub.ro/index.php?action=details&id=959 .
[A26]	<u>Z. DEKALI</u> , L. BAGHLI , A. BOUMEDIENE "Improved hardware implementation of a TSR based MPPT algorithm for a low cost connected wind turbine emulator under unbalanced wind speeds", Energy, ISSN: 0360-5442 28 May 2021, 121039, pp. 1-7, disponible en ligne doi:10.1016/j.energy.2021.121039 .
[A25]	<u>Z. DEKALI</u> , L. BAGHLI , A. BOUMEDIENE "Real-Time Emulation of a Grid-Connected Wind Energy Conversion System Based Double Fed Induction Generator Configuration under Random Operating Modes", European Journal of Electrical Engineering, ISSN: 2103-3641, online: 2116-7109 21 June 2021, pp. 207-219, disponible en ligne doi:10.18280/ejee.230305 .
[A24]	K. SAHRI, M. PIETRZAK-DAVID, L. BAGHLI , A. KHELOUI "Real Time Emulator for Parallel Connected Dual-PMSM Sensor less Control", International Journal of Power Electronics and Drive Systems, Vol. 12, No. 1, March 2021, disponible en ligne http://ijpeds.iaescore.com/index.php/IJPEDS/article/view/20573/0 .
[A23]	<u>Z. DEKALI</u> , L. BAGHLI , T. LUBIN, A. BOUMEDIENE "Grid Side Inverter Control for a Grid Connected Synchronous Generator Based Wind Turbine Experimental Emulator", European Journal of Electrical Engineering, ISSN: 2103-3641, online: 2116-7109 28 Feb. 2021, pp. 1-7, disponible en ligne doi:10.18280/ejee.230101 .
[A22]	<u>M. HORCH</u> , A. BOUMEDIENE, L. BAGHLI "Improvement of Direct Torque Control Performances for Induction Machine Using a Robust Backstepping Controller and a New Stator Resistance Compensator",

	European Journal of Electrical Engineering, Vol. 22, N. 2, April 2020, pp. 137-144, disponible en ligne doi:10.18280/ejee.220207 . ISSN: 2103-3641, online: 2116-7109
[A21]	M. HORCH, A. BOUMEDIENE, L. BAGHLI "Direct torque control of induction machine drive based on sliding mode controller and a stator resistance compensator with a new hybrid observer", International Journal of Digital Signals and Smart Systems, Vol. 3, No. 1/2/3, 2019, disponible en ligne doi:10.1504/IJDSS.2019.103384 .
[A20]	M. HORCH, A. BOUMEDIENE, L. BAGHLI "Sensorless high-order sliding modes vector control for induction motor drive with a new adaptive speed observer using super-twisting strategy", International Journal of Computer Applications in Technology, Vol. 60, No. 2, 2019, pp.144 - 153, disponible en ligne doi:10.1504/IJCAT.2019.100131 .
[A19]	M. HORCH, A. BOUMEDIENE, L. BAGHLI "MRAS-based Sensorless Speed Integral Backstepping Control for Induction Machine, using a Flux Backstepping Observer", International Journal of Power Electronics and Drive Systems, Vol. 8, No. 4, December 2017, disponible en ligne http://ijpeds.iaescore.com/index.php/IJPEDS/article/view/8935 .
[A18]	M. HORCH, A. BOUMEDIENE, L. BAGHLI "Nonlinear Integral Backstepping Control for Induction Motor drive with Adaptive Speed Observer using Super Twisting Strategy", EEA Electrotehnica Electronica Automatica, Jan-Mar 2016, vol. 64, nr.1, pp. 24 - 32, disponible en ligne http://www.eea-journal.ro/ro/d/5/p/EEA64_1 . ISSN: 1582-5175
[A17]	B. METIDJI, N. TAIB, L. BAGHLI, T. REKIOUA, S. BACHA "Phase Currents Reconstruction using a Single Current Sensor of Three-Phase AC Motors fed by SVM-Controlled Direct Matrix Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Dec. 2013, Volume: 60, Issue: 12, pp. 5497 - 5505, disponible en ligne doi:10.1109/TIE.2012.2232252 . ISSN: 0278-0046
[A16]	B. METIDJI, N. TAIB, L. BAGHLI, T. REKIOUA, S. BACHA "Novel Single Current Sensor Topology for Venturini Controlled Direct Matrix Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, July 2013, Volume: 28, Issue: 7, pp. 3509 - 3516, disponible en ligne doi:10.1109/TPEL.2012.2227341 . ISSN: 0885-8993
[A15]	B. METIDJI, N. TAIB, L. BAGHLI, T. REKIOUA, S. BACHA "Low Cost Direct Torque Control Algorithm for Induction Motor without AC Phase Current Sensors", IEEE Transactions on Power Electronics, Sept. 2012, Volume: 27, Issue: 9, pp. 4132 - 4139, disponible en ligne doi:10.1109/TPEL.2012.2190101 . ISSN: 0885-8993
[A14]	R.N. ANDRIAMALALA, L. BAGHLI, J. N. RAZAFINJAKA, H. RAZIK, F.M. SARGOS "Advanced Digital Control of a Six-Phase Series-Connected Two-induction Machine Drive", International Review of Electrical Engineering, August 2011, Vol. 6. n. 4, pp. 1607-1619, Papers Part A . ISSN: 1827- 6660

[A13]	L. BAGHLI, E. GOUDA, S. MEZANI, A. REZZOUG "Hybrid vehicle with a magnetic planetary gear", Mediterranean Journal of Measurement and Control, vol. 7, n° 2, pp. 211-220, April 2011, disponible en ligne sur Scopus . ISSN: 17439310
[A12]	E. GOUDA, S. MEZANI, L. BAGHLI, A. REZZOUG "Comparative study between mechanical and magnetic planetary", IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 47 Issue:2, Feb. 2011, pp. 439 - 450, disponible en ligne doi:10.1109/TMAG.2010.2090890 . ISSN: 0018-9464, INSPEC Accession Number: 11769589
[A11]	T. HAMITI T. LUBIN, L. BAGHLI, A. REZZOUG "Modeling of a synchronous reluctance machine accounting for space harmonics in view of torque ripple minimization", Mathematics and Computers in Simulation, Volume 81, Issue 2, October 2010, pp. 354-366, disponible en ligne doi:10.1016/j.matcom.2010.07.024 . ISSN: 03784754
[A10]	R.N. ANDRIAMALALA, H. RAZIK, L. BAGHLI, F.M. SARGOS "Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects", IEEE Transaction on Industrial Electronics IES, Special Session : Advances in Electrical Machines Monitoring and Diagnosis, Volume 55, Issue 12, Dec. 2008, pp. 4238 - 4251, disponible en ligne doi:10.1109/TIE.2008.2004664 .
[A9]	S. MOULAHOU, L. BAGHLI, A. REZZOUG, O. TOUHAMI "Sensorless vector control of a saturated induction machine accounting for iron loss", Revue internationale de génie électrique, RIGE Vol. 11 N° 4-5 / Juillet-Octobre 2008, pp.511-543, disponible en ligne doi:10.3166/rige.11.511-543 .
[A8]	S. BARKATI, L. BAGHLI, E. BERKOUK, M. BOUCHERIT "Harmonic elimination in diode-clamped multilevel inverter using evolutionary algorithms", Electric Power Systems Research, Vol 78/10, octobre 2008, pp. 1736-1746, disponible en ligne doi:10.1016/j.epsr.2008.03.010 . ISSN: 0378-7796, ELSEVIER
[A7]	R. KIANI-NEZHAD, B. NAHID-MOBARAKEH, L. BAGHLI, F. BETIN, G. CAPOLINO "Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine under Fault Condition due to Open Phases", IEEE Transactions on Industrial Electronics, TIE-00199-2007, Volume 55, Issue 5, May 2008, pp 1966 - 1977, disponible en ligne doi:10.1109/TIE.2008.918479 . ISSN: 1295-490X
[A6]	K. MAROUANI, D. HADIOUCHE, L. BAGHLI, A. KHELOUI, A. REZZOUG "A New PWM Strategy Based on a 24-Sector Vector Space Decomposition for a Six-Phase VSI-Fed Dual Stator Induction Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, TIE-00230-2007, Volume 55, Issue 5, May 2008 pp 1910 - 1920, disponible en ligne doi:10.1109/TIE.2008.918486 . ISSN: 0278-0046, IEEE Industrial Electronics Society
[A5]	D. HADIOUCHE, L. BAGHLI, A. REZZOUG "Space vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: Analysis, performance

	evaluation, and DSP implementation", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, n° 4, pp. 1112-1122, July-August 2006, disponible en ligne doi:10.1109/TIA.2006.877737 .
[A4]	L. BAGHLI, I. AL-ROUH, A. REZZOUG "Signal analysis and identification for induction motor sensorless control", Control Engineering Practice, IFAC, Juin 2005, Vol 14/11 pp 1313-1324, disponible en ligne doi:10.1016/j.conengprac.2005.06.016 . ISSN : 0967-0661.
[A3]	S. MOULAHOU, O. TOUHAMI, A. REZZOUG, L. BAGHLI "Vector controlled induction machine by considering series iron losses equivalent circuit and magnetic saturation" WSEAS Int. Journal Transactions on systems, Issue 11, Volume 4, November 2005. ISSN 1109-2777
[A2]	R. TRIGUI, F. BADIN, B. JEANNERET, F. HAREL, G. COQUERY, R. LALLEMAND, JP. OUSTEN – INRETS, M. CASTAGNE, M. DEBEST, E. GITTARD, F. VANGRAEFSHEPE, V. MOREL – IFP, J. LABBE - ARMINES, L. BAGHLI , A. REZZOUG – GREEN, S. BISCAGLIA – ADEME, "Hybrid light duty vehicles evaluation program", IJAT International Journal of Automotive Technology, pp.65-75, v°4, n°2, June 2003. disponible en ligne http://www.ijat.net/journal/view.php?number=145 . ISSN : 1229-9138
[A1]	L. BAGHLI, H. RAZIK, A. REZZOUG "Neuro-fuzzy controller in a field oriented control for induction motors", EPE Journal, vol. 10, n° 2, pp. 21-26, August 2000. ISSN : 0939-8368

- *Articles de revues nationales à comité de lecture : 4*

[B4]	L. BAGHLI, A. REZZOUG "Lévitacion magnétique, une approche objet-projet", J3eA, Vol. 9, 2010, n°2, 7p. ISSN (version électronique DOI doi:10.1051/j3ea/2010002).
[B3]	L. BAGHLI, A. REZZOUG "Actionneurs linéaires : MRVlin et MSlin, un projet pédagogique", J3eA, Vol. 7 No. HORS SÉRIE 1 (février 2008), Special Edition: CETSIS 2007. ISSN (version électronique) : 1638-1963.
[B2]	L. BAGHLI "Vecteur spatial et vecteur de Fresnel", La Revue 3EI, n°42, pp. 23-28, Septembre 2005. ISSN : 1252-770X.
[B1]	Rencontres Francophones sur la logique floue et ses applications, 1996, Editions Cépaduès. L. BAGHLI, H. RAZIK, A. REZZOUG "Régulation floue de la vitesse dans une commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", Rencontres francophones sur la logique floue et ses applications, Editions Cépaduès, décembre 1996, pp. 40-46.

- *Ouvrages individuels et direction d'ouvrages collectifs : 1*

[J3]	<p>L. BAGHLI "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone" Acheter (sur Amazon.fr) 94p, Nov. 2015, Les éditions du Net. ISBN-13 : 978-2312041049.</p>
------	--

- *Chapitres d'ouvrages : 1*

[J2]	<p>L. BAGHLI, H. RAZIK "Nouvelles technologies de commande" dans "Commande des systèmes électriques : perspectives technologiques (Traité EGEM série Génie électrique)" sous la direction de L. LORON, 414p, Oct. 2003, Hermes. ISBN : 2-7462-0735-4.</p>
------	--

- *These : 1*

[J1]	<p>L. BAGHLI "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, janvier 1999. (Thèse complète - 3 MO -).</p>
------	---

- *Contrats industriels : 8 (laboratoire) + 4 (expertises)*

[CI8]	<p>NTN Europe – GREEN Commande d'un Moteur Electrique pour une application embarquée, L. BAGHLI, 6 mois, 2023-2024.</p>
[CI7]	<p>RENAULT – GREEN Piloteage moteur électrique par Microautobox, L. BAGHLI, 2 mois, 2023.</p>
[CE4]	<p>AMPTEC <i>Conception of the dspic control of a connected Air Quality Analysis system via Wifi, Serial and BT</i>, L. BAGHLI, 12 mois à temps partiel, 2014-2015.</p>
[CE3]	<p>AMPTEC <i>Conception of the control of the braking systems of a conveyor</i>, L. BAGHLI, 1 mois, 2013.</p>
[CE2]	<p>AMPTEC <i>Conception of a master/slave Battery Management System (BMS 96 cells) for automotive application</i>, L. BAGHLI, 8 mois, 2012.</p>
[CE1]	<p>AMPTEC <i>Conception of a CAN-bus controller of a Battery Management System</i>, L. BAGHLI, 3 mois, 2011.</p>
[CI6]	<p>SERMAT – GREEN <i>Conception de commandes de moteurs synchrones et asynchrones (avec et sans capteurs)</i>, L. BAGHLI, B NAHIDMOBARAKEH, F. MEIBODY, A. REZZOUG, 12 mois, 2009</p>
[CI5]	<p>Lohr industrie – Jessica – GREEN <i>Détermination des caractéristiques du capteur pour la commande d'un moteur synchrone de tramway</i>. L. BAGHLI, B. DAVAT, 1 mois, 2006</p>

[CI4]	ALSTOM – GREEN <i>Dépannage de la plateforme d'essais 5 MW</i> , L. BAGHLI, J.P. CARON, D. NETTER, A. REZZOUG, 5 jours, 2002.
[CI3]	ADEME – INRETS – GREEN – IFP – ARMINES <i>Etudes sur les véhicules hybrides et leurs motorisations</i> , L. BAGHLI, A. REZZOUG, 36 mois, 2000
[CI2]	ALSTOM – GREEN <i>Diagnostic des Machines Asynchrones</i> , L. BAGHLI, D. GAETAN, H. RAZIK, A. REZZOUG. 24 mois, 2000
[CI1]	Jeumont Industries – GREEN <i>Expertise et mise au point d'une commande vectorielle de machine asynchrone 30 kW</i> , L. BAGHLI, 3 jours, 1997

- **Logiciels : 8**

[L8]	L. BAGHLI ICAEE 2022 , Android App. Développée pour la conférence IEEE ICAEE 2022. Recherche paramétrique sur le programme de la conférence par Paper ID, Auteur, Salle, Jour, Heure... Détails l'article sélectionné et téléchargement du fichier pdf. Plan du site et des salles de la conférence. 2022. https://play.google.com/store/apps/details?id=com.embesystems.icaee2022
[L7]	L. BAGHLI Moteur DC , Android App. Simulation du Moteur à Courant Continu en régime transitoire. 4 modes de fonctionnement : Démarrage progressif, échelon sur la tension d'induit, essai à rotor bloqué et essai de lâcher de vitesse. Application d'évènements, exportation des courbes et paramètres. 2021. https://play.google.com/store/apps/details?id=com.embesystems.dcm
[L6]	L. BAGHLI FOC (Field Oriented Control) , Android App. Contrôle Vectoriel du Moteur Asynchrone (IRFOC, DRFOC, ISFOC, DSFOC), onduleur parfait ou à 2 niveaux à MLI, visualisation et animation des vecteurs flux statorique et rotorique et des courants dq dans le repère alpha-beta, application de plusieurs évènements de couple de charge, de référence de vitesse,... exportation des courbes et paramètres. 2020. https://play.google.com/store/apps/details?id=com.embesystems.foc
[L5]	L. BAGHLI ICAEE 2019 , Android App. Développée pour la conférence IEEE ICAEE 2019. Recherche paramétrique sur le programme de la conférence par Paper ID, Auteur, Salle, Jour, Heure... Détails l'article sélectionné et téléchargement du fichier pdf. Plan du site et des salles de la conférence. 2019. https://play.google.com/store/apps/details?id=com.embesystems.icaee2019
[L4]	L. BAGHLI EmbeRec , Android App. Contrôle et visualisation en temps réel des données d'objets connectées (IoT) via la BDD Firebase. Etat et log des données (accélérations 3 axes, température, humidité, pression, flux solaire, PWM, I/O), interactions et notification instantanées. 2017. https://play.google.com/store/apps/details?id=com.embesystems.emberec

[L3]	<p>L. BAGHLI Moteur Asynchrone, Android App. Simulation du Moteur Asynchrone (MAS) en régime transitoire et affichage de courbes, valeurs instantanées et en régime permanent, application d'événements, exportation des courbes et paramètres. 2017, 2020. https://play.google.com/store/apps/details?id=com.embesystems.inductionmotor</p>
[L2]	<p>L. BAGHLI Robots, Windows App. Logiciel de simulation et de visualisation 3D de différents types de robots et moteurs linéaires. Modèles physiques, pilotage manuel et automatique, scènes cinématiques 2006. https://baghli.com/bds_robots.html</p>
[L1]	<p>L. BAGHLI MASVECT, Windows App. Logiciel de simulation Logiciel de simulation de fonctionnement d'un moteur asynchrone avec plusieurs types de commande (DTC, vectorielles par orientation du flux statorique, rotorique...) et de régulateurs (classiques, flous, neuronaux). Prise en compte de plusieurs modèles de la machine (modélisation du rotor pour la simulation de défauts rotoriques : rupture de barres, anneaux). 1996, 1998, 2002, 2007. https://baghli.com/masvect.html</p>

- *Actes publiés de conférences internationales, congrès et colloques : 73*

[C73]	<p><u>M. AZZI</u>, L. BAGHLI, E. JAMSHIDPOUR, N. TAKORABET, P. THOUNTHONG, Interconnection and Damping Assignment Approach for PM Synchronous Motors, Comparison with the Classical PI Control, International Conference on Advanced Electrical Engineering, IEEE ICAEE 2024, Sidi-Bel-Abbes, Algeria, 5-7 Nov. 2024, DOI: 10.1109/ICAEE61760.2024.10783326</p>
[C72]	<p>M. HORCH, L. BAGHLI, A. BOUMEDIENE, M. YAHIAOUI A New Robust Synergetic Sliding Mode Approach Based on the Lyapunov Theorem for MPPT Controller of Wind Turbine, International Conference on Advanced Electrical Engineering, IEEE ICAEE 2024, Sidi-Bel-Abbes, Algeria, 5-7 Nov. 2024, DOI: 10.1109/ICAEE61760.2024.10783178</p>
[C71]	<p>L. BAGHLI, E. JAMSHIDPOUR, N. TAKORABET Linear BLDC Motor Embeded Control on ESP32, International Conference on Advanced Electrical Engineering, IEEE ICAEE 2024, Sidi-Bel-Abbes, Algeria, 5-7 Nov. 2024, DOI: 10.1109/ICAEE53772.2022.9962145</p>
[C70]	<p><u>M. AZZI</u>, L. BAGHLI, E. JAMSHIDPOUR, N. TAKORABET, P. THOUNTHONG, Enhanced Interconnection and Damping Assignment passivity based control for PM Synchronous Motors, 5th International Conference on Electrical Science and Technologies in the Maghreb, CISTEM 2024, 30 Oct-1 Nov 2024, Rabat, Morocco.</p>
[C69]	<p>M. KERMADI, A. REBAI, S. MEKHILEF, N. MESBAHI, and L. BAGHLI, Adaptive Deadbeat Predictive Controller for Grid-feeding Inverter with Online Filter Inductance Estimation using Recursive Least Squares, 2024 International Conference on Industrial Electronics (IECON 2024),</p>

	IECON 2024, Chicago, USA, 3-6 November 2024.
[C68]	P. POOLPHAKA, S. CHAITHONGSUK, E. JAMSHIDPOUR, T. LUBIN, L. BAGHLI , and N. TAKORABET, Impact of High-Frequency Switching on the Performance of High-Speed PMSMs, 2024 International Conference on Electrical Machines (ICEM), IEEE ICEM 2024, Torino, Italy, 1-4 Sept. 2024, DOI: 10.1109/ICEM60801.2024.10700173
[C67]	L. BAGHLI , E. JAMSHIDPOUR, N. TAKORABET, J-P. MARTIN, and S. PIERFEDERICI, Low-Cost Power Electronics Controller Using F28379D DSP, 2024 International Conference on Materials and Energy, ICOME 2024, Bangkok, Thailand, 30 Oct.-1 Nov. 2024.
[C66]	<u>M. AZZI</u> , L. BAGHLI , E. JAMSHIDPOUR, N. TAKORABET, and P. THOUNTHONG, Enhanced Hamiltonian Control for Grid-Independent Three-Phase Inverters With LC Filters, 2024 International Conference on Materials and Energy, ICOME 2024, Bangkok, Thailand, 30 Oct.-1 Nov. 2024.
[C65]	<u>N. RUJIDAM</u> , E. JAMSHIDPOUR, V. KINNARES, L. BAGHLI , and N. TAKORABET, A Two-Phase Induction Generator System Using the Vector Control Technique, 2024 International Conference on Materials and Energy, ICOME 2024, Bangkok, Thailand, 30 Oct.-1 Nov. 2024.
[C64]	A. ROCHD, M. BAKHOUYA, L. BAGHLI , S. PIERFEDERICI, D. YOUSFI, N. KEBIR, C. V. HIRSCHHAUSEN, H. BELMILI, A. MECHERNENE, Smart Microgrids for Agriculture: MG-FARM's Innovative Approach to Electrifying Farms in North Africa - Case Studies of Morocco and Algeria 2023 IEEE PES/IAS PowerAfrica, Marrakech, Morocco, 2023, DOI: 10.1109/PowerAfrica57932.2023.10363302
[C63]	L. BAGHLI , N. TAKORABET, P. THOUNTHONG, E. JAMSHIDPOUR, <u>M. AZZI</u> , Comparison Between Reconfiguration Control Strategies for Fault-Tolerant Five-Phase Synchronous Machine", 2023 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific, ITEC-AP 2023, Chiang Mai, Thailand, 28 November-1 December 2023, DOI: 10.1109/ITECAsia-Pacific59272.2023.10372297
[C62]	P. HAGHGOOEI, E. JAMSHIDPOUR, N. TAKORABET, DA. KHABURI, L. BAGHLI Current Sensor Fault-Tolerant strategy for a Wound Rotor Synchronous Machine, 2023 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific, ITEC-AP 2023, Chiang Mai, Thailand, 28 November-1 December 2023, DOI: 10.1109/ITECAsia-Pacific59272.2023.10372228
[C61]	L. BAGHLI , M. MARDANEH, A. RAHIDEH, Z. HASHEMI Rotor Electrical Fault Detection in Induction Generators Considering Low-Frequency Oscillations, 2023 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific, ITEC-AP 2023, Chiang Mai, Thailand, 28 November-1 December 2023, DOI: 10.1109/ITECAsia-Pacific59272.2023.10372254
[C60]	L. BAGHLI , E. JAMSHIDPOUR Implementing a 200 kHz PWM Field Oriented Control using RTLib and C program on a dSPACE MicroLabBox, International Conference on Advanced Electrical Engineering, IEEE ICAEE 2022, Constantine, Algeria, 29-31 October 2022 DOI: 10.1109/ICAEE53772.2022.9962145
[C59]	<u>Z. DEKALI</u> , L. BAGHLI , A. BOUMEDIENE Speed controller efficiency of the TSR based MPPT of a variable speed wind power system,

	International Conference on Advanced Electrical Engineering, IEEE ICAEE 2022, Constantine, Algeria, 29-31 October 2022 DOI: 10.1109/ICAEE53772.2022.9962056
[C58]	<u>Z. DEKALI</u> , L. BAGHLI , A. BOUMEDIENE Enhanced performances of the DFIG power control using the exponential reaching law based sliding mode control, ELECTRIMACS 2022, Nancy, France, 16-19 May 2022
[C57]	<u>H. TERFA</u> , L. BAGHLI , R. BHANDARI Distributed Renewable Energy Micro-Power Plants: a Solution for New and Existing Power Grids over Africa, 4th SEE SDEWES conference, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, 28th June - 2nd July 2020 En ligne: programme
[C56]	<u>H. TERFA</u> , L. BAGHLI , R. BHANDARI Study of Distributed Smart Renewable Energy Micro-Plants, PAUWES Research-2-Practice Forum 2018, Tlemcen, Algeria, 16-18 April 2018, En ligne: programme
[C55]	<u>H. TERFA</u> , L. BAGHLI , R. BHANDARI Real Time Simulations of Power Systems in Transient Stability with Power System Stabilizers, Conference on Electrical Engineering, CEE 2019, Algiers, Algeria, 22th - 23th April 2019 En ligne: programme
[C54]	<u>Z. DEKALI</u> , L. BAGHLI , A. BOUMEDIENE Experimental Emulation of a Small Wind Turbine Under Operating Modes Using DC Motor, The 2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications, IEEE ICPEA, Elazig, Turkey, 25-27 Sept. 2019 DOI: 10.1109/ICPEA1.2019.8911194
[C53]	<u>Z. DEKALI</u> , L. BAGHLI , A. BOUMEDIENE Indirect power control for a Grid Connected Double Fed Induction Generator Based Wind Turbine Emulator, International Conference on Advanced Electrical Engineering, IEEE ICAEE 2019, Algiers, Algeria, 19-21 November 2019 DOI: 10.1109/ICAEE47123.2019.9014778
[C52]	<u>M. MERAH</u> , L. BAGHLI , A. BOUMEDIENE Prototyping of photovoltaic grid-tie inverter with active and reactive power injection, International Conference on Advanced Electrical Engineering, IEEE ICAEE 2019, Algiers, Algeria, 19-21 November 2019 DOI: 10.1109/ICAEE47123.2019.9014764
[C51]	<u>M. HORCH</u> , A. BOUMEDIENE, L. BAGHLI Performance improvement of SVM-DTC of Induction Machine Drive via Backstepping Controller and Stator Resistance Compensator, International Conference on Advanced Electrical Engineering, IEEE ICAEE 2019, Algiers, Algeria, 19-21 November 2019 DOI: 10.1109/ICAEE47123.2019.9014667
[C50]	<u>M. HORCH</u> , A. BOUMEDIENE, L. BAGHLI Direct Torque Control for Induction Machine Drive based on Sliding Mode Controller with a New, Adaptive Speed Observer, International conference on communications and electrical engineering, ICCEE'18, El-oued, Algeria, December 17-18, 2018
[C49]	<u>M. HORCH</u> , A. BOUMEDIENE, L. BAGHLI Improving Direct Torque Control of Induction Motor Drive By The implementation of Sliding

	Mode Controller And a Stator Resistance Compensator, International Conference on Electronics and Electrical Engineering, IC3E 2018, Bouira, Algeria, November 12-13, 2018
[C48]	Z. DEKALI, L. BAGHLI, A. BOUMEDIENE Control of a Grid Connected DFIG Based Wind Turbine Emulator, 2018 5th Edition of the International Symposium "Environment-Friendly Energy and Applications (EFEA), IEEE EFEA 2018, Rome, Italy, 24-26 September 2018 DOI: 10.1109/EFEA.2018.8617049
[C47]	H. BENARIBA, L. BAGHLI, A. BOUMEDIENE Vertical displacement sliding mode control of a half-vehicle active suspension, 2018 5th Edition of the International Symposium "Environment-Friendly Energy and Applications (EFEA), IEEE EFEA 2018, Rome, Italy, 24-26 September 2018, DOI: 10.1109/EFEA.2018.8617086
[C46]	M. MERAH, L. BAGHLI, A. BOUMEDIENE Simulation and comparison between conventional and interleaved Buck-boost converter for grid-connected PV system, PAUWES Research-2-Practice Forum 2018, Tlemcen, Algeria, 16-18 April 2018, En ligne: programe
[C45]	Z. DEKALI, L. BAGHLI, A. BOUMEDIENE Experimental Implantation of an Emulator of a Wind Energy Conversion Chain System Based on Double Fed Induction Generator, 11emes Journées Scientifiques et Techniques, JST'11, Oran, Algeria, 17-19 April 2018, En ligne: programe
[C44]	M. HORCH, A. BOUMEDIENE, L. BAGHLI Sensorless High-order Super Twisting Sliding Modes Vector Control for Induction Motor Drives, 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), ICMIC'2016, Algiers, Algeria, 15-17 November 2016, DOI: 10.1109/ICMIC.2016.7804115
[C43]	B. METIDJI, L. BAGHLI Matrix converter prototype for motor drive 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology, IEEE CEIT'2015, Tlemcen, Algeria, 25-27 May 2015, DOI: 10.1109/CEIT.2015.7233019
[C42]	M. HORCH, A. BOUMEDIENE, L. BAGHLI Backstepping approach for nonlinear super twisting sliding mode control of an induction motor, 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology, IEEE CEIT'2015, Tlemcen, Algeria, 25-27 May 2015, DOI: 10.1109/CEIT.2015.7233109
[C41]	L. BAGHLI, K. BENMANSOUR, M. DJEMAI Development of a Data Acquisition and Tracking System for Vehicles 3rd International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications, EFEA 2014, Paris, France, 19-21 Nov., 2014 pp. 1 - 6 DOI: 10.1109/EFEA.2014.7059936
[C40]	L. BAGHLI, B. KHOUANE

	Position Estimation of Linear Synchronous Motor Using Hall-Effect Sensors and a MEMS Accelerometer in Systems and Control IEEE ICSC'13, October 29-31, 2013, Algiers pp. 989-994. DOI: 10.1109/ICoSC.2013.6750978
[C39]	L. BAGHLI , B. KHOUANE Etude et dimensionnement d'un moteur synchrone linéaire pédagogique CGE'08, 16 - 17 avril 2013, EMP, Bordj El Bahri, Alger pp. 6, CD-ROM
[C38]	L. BAGHLI , A. MOUSSAOUI , K. BENMANSOUR , S. DELPRAT , M. DJEMAI Optimal hybrid vehicle, embedded data acquisition and tracking 2nd International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications, IEEE EFEA 2012, Newcastle upon Tyne, UK, 25-27 June, 2012 pp. 68 - 73 E-ISBN : 978-1-4673-2910-1 Print ISBN: 978-1-4673-2909-5 DOI: 10.1109/EFEA.2012.6294082
[C37]	R.N. ANDRIAMALALA , H. RAZIK , J.N. RAZAFINJAKA , L. BAGHLI , F.M. SARGOS Independent and Direct Rotor-Flux Oriented Control of Series-Connected Induction Machines Using Decoupled Kalman-Filters IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne 7-10 Nov. 2011 pp. 3488 - 3494 DOI: 10.1109/IECON.2011.6119873
[C36]	L. BAGHLI , E. GOUDA , S. MEZANI , A. REZZOUG Hybrid vehicle with a magnetic planetary gear 1st International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications, EFEEA 2010, Ghardaia, 2-4 November, 2010 Invited keynote paper , CD-ROM, proceeding papier
[C35]	L. BAGHLI , G. DIDIER , S. BENDALI , J. LEVEQUE An Open Source Real-Time Power System Simulator with HIL International Conference on Electrical Networks ICEN 2010, Sidi Bel Abbes, 28-29 October, 2010, CD-ROM
[C34]	L. BAGHLI , J.F. PAUTEX , S. MEZANI Wireless Instantaneous Torque Measurement, Application to Induction Motors International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010, Rome, 6-8 September, 2010 doi:10.1109/ICELMACH.2010.5608217
[C33]	T.M. OLIVEIRA , H. RAZIK , L. BAGHLI , E.R.C. DA SILVA , C.B. JACOBINA Analise e identificacao de falta no comando de interruptores de conversores usando wavelet, CBA 2008, Juiz da Fora, Brésil, 14-17 Septembre 2008, CD-ROM
[C32]	R.N. ANDRIAMALALA , H. RAZIK , L. BAGHLI , F.M. SARGOS "Digital Vector Control of a Six-Phase Series-Connected Two-Motor Drive" 34th Annual Meeting of IEEE Industrial Electronics Conference-IECON, Special Session on Advanced Techniques for Control and Fault Detection in AC Machines, November 10-13, 2008, Orlando, Florida, USA, 6pp., CD-ROM
[C31]	T. HAMITI , T. LUBIN , L. BAGHLI , A. REZZOUG "Torque Ripple Minimization for a Synchronous Reluctance Motor Using Winding Function Theory and Predetermined Current Waveshapes" ELECTRIMACS 2008, June 8,11, 2008. Québec, Canada, CD-ROM
[C30]	K. MAROUANI , F. KHOUCHA , L. BAGHLI , D. HADIOUCHE , A. KHELOUI

	"Harmonic analysis of continuous and discontinuous SVPWM techniques control of six-phase VSI-fed double-star induction motor drive" Proc. CGE, pp. 1-6, Bordj El-Bahri, Algérie, 16-17 Avr., 2007, CD-ROM, proceeding papier
[C29]	K. MAROUANI , F. KHOUCHA, L. BAGHLI , D. HADIOUCHE, A. KHELOUI "Study and Harmonic Analysis of SVPWM Techniques for VSI-Fed Double-Star Induction Motor Drive" Proceedings of the 15th Mediterranean Conference on Control & Automation, T26-010-349.pdf, July 27-29, 2007, Athens, Greece. disponible en ligne doi:10.1109/MED.2007.4433894 .
[C28]	M.E.K. OUMAAMAR, A. KHEZZAR, M. BOUCHERMA, H. RAZIK, R.N. ANDRIAMALALA, L. BAGHLI "Neutral Voltage Analysis for Broken Rotor Bars Detection in Induction Motors Using Hilbert Transform Phase" IEEE-IAS'07, 21-27 septembre 2007, New Orleans, USA, CD-ROM doi:10.1109/07IAS.2007.295 .
[C27]	R. KIANINEZHAD, B. NAHID-MOBARAKEH, L. BAGHLI , F. BETIN, G.A. CAPOLINO "Aspects of current regulation in indirect field oriented control of dual three phase induction machines" IEEE International Conference on Industrial Technology, 15-17 Dec. 2006, pp933 - 938. ICIT 2006. doi:10.1109/ICIT.2006.372288 .
[C26]	K. MAROUANI , F. KHOUCHA, A.KHELOU, L. BAGHLI , D. HADIOUCHE "Six Phase Voltage Source Inverter Fed Double-Star Induction Motor Drive" Proc. IEEE IMESE, pp. 1-5, Djelfa, Algérie, Nov. 04-06 Nov., 2006, CD-ROM, proceeding papier
[C25]	K. MAROUANI , L. BAGHLI , D. HADIOUCHE, F. KHOUCHA, A.KHELOUI "Space Vector PWM Techniques for Double-Star Induction Motor Drive Control" ICEE, pp. 397-402, Batna, Algérie, Nov. 07-08 Nov., 2006, CD-ROM, proceeding papier
[C24]	K. MAROUANI , D. HADIOUCHE, L. BAGHLI , A. REZZOUG "Discontinuous SVPWM Techniques for Double Star Induction Motor Drive Control" 32th Annual Conf. of the IEEE IES, IEEE - IECON'2006, PF-003034, 6-10 Novembre, 2006, Paris, France, CD-ROM
[C23]	S. MOULAHOU, O. TOUHAMI, A. REZZOUG, L. BAGHLI "Speed Sensorless Vector Controlled Induction Machine in Flux Weakening Region" 32th Annual Conf. of the IEEE IES, IEEE - IECON'2006, PF-003647, 6-10 Novembre, 2006, Paris, France, CD-ROM
[C22]	R. KIANINEZHAD, B. NAHID-MOBARAKEH, L. BAGHLI , F. BETIN, G.A. CAPOLINO "Torque Ripples Suppression for Six-Phase Induction Motors Under Open Phase Faults" 32th Annual Conf. of the IEEE IES, IEEE - IECON'2006, PF-012785, 6-10 Novembre, 2006, Paris, France, CD-ROM
[C21]	R. ALCHAREA, B. NAHID-MOBARAKEH, L. BAGHLI , F. BETIN, G.A. CAPOLINO "Decoupling Modeling and Control of Six-Phase Induction Machines Under Open Phase Fault Conditions" 32th Annual Conf. of the IEEE IES, IEEE - IECON'2006, PF-012807, 6-10 Novembre, 2006, Paris, France, CD-ROM
[C20]	K. MAROUANI , F. KHOUCHA, A. KHELOUI, L. BAGHLI , D. HADIOUCHE "Study and Simulation of Direct Torque Control of Double-Star Induction Motor Drive", Proceedings of the 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 1233-1238, 30 Août - 1 Sept., 2006, Alger, Algérie, CD-ROM
[C19]	S. MOULAHOU, O. TOUHAMI, A. REZZOUG, L. BAGHLI

	"Modified vector control for saturated induction machine" 1st Int. Conf. on Electrical Engineering (CEE '05), IEEE, 10-12 Octobre, 2005, Coimbra, Portugal, CD-ROM
[C18]	L. BAGHLI , P. POURE, A. REZZOUG "Sensor Fault Detection for Fault Tolerant Vector Controlled Induction Machine", 245.pdf EPE 2005, 11-14 Septembre, 2005, Dresden, Allemagne, CD-ROM
[C17]	S. MOULAHOU, O. TOUHAMI, A. REZZOUG, L. BAGHLI "modified vector control for saturated induction machine by considering a series iron losses equivalent circuit" 5th WSEAS Int. Conf. on Power Systems and Electromagnetic Compatibility (PSE '05), 23-25 août, 2005, Corfu, Grèce, CD-ROM
[C16]	D. HADIOUCHE, L. BAGHLI , A. REZZOUG "Space Vector PWM Techniques for Dual Three-Phase AC Machine: Analysis, Performance Evaluation, and DSP Implementation", IEEE Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting, 12-16 October, 2003, pp. 648-655 vol.1, Salt Lake City, Utah, USA, CD-ROM
[C15]	L. BAGHLI , A. REZZOUG "Particle Swarm and Genetic Algorithms applied to the identification of Induction Machine Parameters", EPE'03, 2-4 September 2003, 768.pdf pp.1-10, Toulouse, France. ISBN : 90-75815-07-7, CD-ROM, proceeding papier
[C14]	<u>I. AL-ROUH</u> , L. BAGHLI , A. REZZOUG "Modelling Multiple Saliencies in Rotor-Faulty Induction Machine Rotor Position Estimation", EPE'03, 2-4 September 2003, 0414.pdf pp.1-10, Toulouse, France. ISBN : 90-75815-07-7, CD-ROM, proceeding papier
[C13]	R. TRIGUI, F. BADIN, B. JEANNERET, F. HAREL, G. COQUERY, R. LALLEMAND, JP. OUSTEN - INRETS, M. CASTAGNE, M. DEBEST, E. GITTARD, F. VANGRAEFSHEPE, V. MOREL - IFP, J. LABBE - ARMINES, L. BAGHLI , A. REZZOUG - GREEN, S. BISCAGLIA - ADEME, "Hybrid light duty vehicles evaluation program", EVS19, 19-23 October 2002, Bexco, Busan, Korea, CD-ROM
[C12]	L. BAGHLI , H. RAZIK, A. REZZOUG, C. CAIRONI, L. DURANTAY, M. AKDIM "Broken bars diagnosis of 3600 rpm 750 kW induction motor : Comparison, modelization and measurement of phase currents", Invited paper , IEEE-SDEMPED'01, pp.3-9, 1-3 September 2001, Grado, Italy, proceeding papier
[C11]	L. BAGHLI , A. ABED, H. RAZIK, A. REZZOUG "Neuro-fuzzy vector control of a broken-bar induction motor", EPE'99, 7-9 September 1999, 141.pdf pp.1-7, Lausanne, Suisse. ISBN : 90-75815-04-2, proceeding papier
[C10]	A. ABED, L. BAGHLI , H. RAZIK, A. REZZOUG "Modelling induction motors for diagnostic purposes", EPE'99, 7-9 September 1999, 233.pdf pp.1-8, Lausanne, Suisse. ISBN : 90-75815-04-2, proceeding papier
[C9]	L. BAGHLI , H. RAZIK, A. REZZOUG "Genetic algorithm for the identification of the parameters of an induction motor on start-up", SEEPIC'99, p 132-138, 17-18 May 1999, Oujda, Maroc, proceeding papier
[C8]	H. RAZIK, L. BAGHLI , A. REZZOUG "Neuro-fuzzy speed and current control of an induction motor", Electrimacs'99, vol. 3, p. III-13-17, 14-16 September 1999, Lisbon, Portugal.

	ISBN : 972-98257-0-X, proceeding papier
[C7]	L. BAGHLI , H. RAZIK, A. REZZOUG "A stator flux oriented drive for an induction motor with extra (alpha, beta) coils", IECON'98, vol. 4, pp. 2522-2526, 31 Aug. - 4 Sept. 1998, Aachen, Germany, proceeding papier
[C6]	H. RAZIK, L. BAGHLI , A. REZZOUG "Adaptive neuro-fuzzy speed control of an induction motor", PEMC'98, vol. 3, pp. 34-39, 8-10 September 1998, Prague, Czech Republic, proceeding papier
[C5]	H. RAZIK, L. BAGHLI , A. REZZOUG "Neuro-fuzzy speed control of an induction motor" IMACS Multiconference - CESA'98, vol. 1, pp. 1026-1030, 1-4 April 1998, Nabeul-Hammamet, Tunisie, proceeding papier
[C4]	L. BAGHLI , H. RAZIK, A. REZZOUG "Neuro-fuzzy controller in a field oriented control for induction motors", EPE'97, vol. 1, pp. 1.096-1.101, 8-10 September 1997, Trondheim, Norway. ISBN : 90-75815-02-6, proceeding papier
[C3]	L. BAGHLI , H. RAZIK, A. REZZOUG "Comparison between fuzzy and classical speed control within a field oriented method for induction motors", EPE'97, vol. 2, pp. 2.444-2.448, 8-10 September 1997, Trondheim, Norway. ISBN : 90-75815-02-6, proceeding papier
[C2]	L. BAGHLI , D. HEIN, H. RAZIK, A. REZZOUG "Modelling rotor cage induction motors for fault detection". IEEE-SDEMPED'97, pp. 41-47, 1-3 September 1997, Carry-le-Rouet, France, proceeding papier
[C1]	L. BAGHLI , H. RAZIK, A. REZZOUG "A field oriented control method using decoupling terms for induction motors", 2 nd EPE Chapter symposium on electric drive design and applications, pp. 147-151, 4-6 June 1996, Nancy, France. ISBN : 9075815018, proceeding papier

- *Conférences et Congrès nationaux avec comité de lecture et actes : 9*

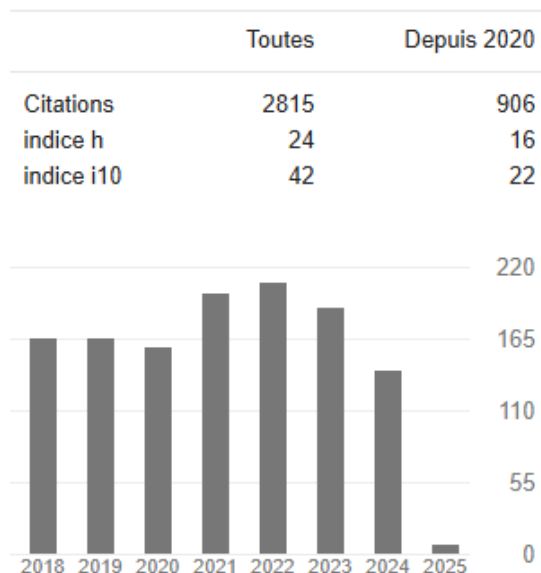
[D9]	L. BAGHLI , A. REZZOUG "Lévitiation magnétique, une approche objet-projet", CETSIS'2008, 27 au 29 Octobre 2008, Bruxelles, Belgique, CD-ROM
[D8]	L. BAGHLI , A. REZZOUG "Actionneurs linéaires : MRVlin et MSlin, un projet pédagogique", CETSIS'2007, 29 au 31 Octobre 2007, Bordeaux, France, CD-ROM Prix de l'innovation dans la catégorie Electrotechnique
[D7]	L. BAGHLI , A. REZZOUG "Applets Java et logiciels en enseignement de la machine asynchrone en régime transitoire", CETSIS'2005, 25-27 octobre 2005, Nancy, France, CD-ROM
[D6]	<u>I. AL-ROUH</u> , L. BAGHLI , A. REZZOUG "Estimation de la Position de la Machine Asynchrone", Congrès Electrotechnique du Futur - EF'2003, 9-10 décembre 2003, Gif-sur-Yvette, France, CD-ROM

[D5]	G. BARAKAT, G. HOUDOUIN, B. DAKYO, E. DESTOBBELEER, H. HENAO, C. DELMOTTE, G. EKWE, G.A. CAPOLINO, L. BAGHLI , A. ABED, H. RAZIK, A. REZZOUG, S. BACHIR, S. TNANI, G. CHAMPENOIS, J.C. RIGEASSOU, V. DEVANNEAUX, B. DAGUES, J. FAUCHER "Modélisation de la machine asynchrone en vue de la surveillance et du diagnostic", Journées SDSE-01, pp 1-8, 14 décembre 2001, Villeurbanne, France, CD-ROM
[D4]	L. BAGHLI , H. RAZIK, A. REZZOUG "Amélioration de la commande vectorielle sans capteur : Méthode en ligne pour la compensation d'offset", Congrès Electrotechnique du Futur - EF'99, pp. 358-362, 30-31 mars 1999, Lille, France, proceeding papier
[D3]	A. REZZOUG, L. BAGHLI , H. RAZIK "Commande floue et domotique", Journées 1998 de la Section Electrotechnique, CLUB E.E.A., pp. 1-11, 29-30 janvier 1998, Nancy, France, proceeding papier
[D2]	L. BAGHLI , D. HEIN, H. RAZIK, A. REZZOUG "Défauts rotoriques de la machine asynchrone ; Modèles pour le diagnostic", Angers - AGIS'97, pp. 23-25, 11 décembre 1997, Angers, France. (Invité), proceeding papier
[D1]	Rencontres Francophones sur la logique floue et ses applications, 1996, Editions Cépaduès. L. BAGHLI , H. RAZIK, A. REZZOUG "Régulation floue de la vitesse dans une commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", LFA'96, Rencontre francophone sur la Logique floue et ses applications, Nancy, 4-5 décembre 1996. Article repris dans l'ouvrage LFA'96, Editions Cépaduès, ISBN 2-85428-433, p. 40-46, proceeding papier

- *Autres*

[E1]	L. BAGHLI , A. REZZOUG "Wireless Vector Control of Induction Motor", dSPACE NEWS 2008/1, Feb 2008.
------	---

- Métriques Google Scholar et Scopus (01/2025)



<https://scholar.google.fr/citations?user=VfYFd3MAAAAJ&hl=fr>

Baghli, Lotfi

📍 Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy (GREEN), Vandoeuvre-les-Nancy, France 📄 6508162711 ⓘ

📄 <https://orcid.org/0000-0003-3078-3328> [View more](#)

<p>1,729 Citations by 1,511 documents</p>	<p>70 Documents</p>	<p>18 h-index View h-graph</p>	<p>View more metrics ></p>
---	--------------------------------	---	---

<https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=6508162711>

Les citations et h-index n'englobent pas la totalité de mes publications, particulièrement sur WOS et Scopus du fait de mon double changement d'institution en 2009 puis en 2021.

2. Annexe 2 : Liste des directions et codirections de thèses, encadrements

Justificatifs disponibles sur : <https://baghli.com/dl/pc6.pdf>

- *Thèses de Doctorat soutenues : 6*

- Thèse de Doctorat de Hani TERFA, début Avril 2017 – soutenue le 16 mars 2023
Directeur **Pr. L. BAGHLI** 70%, Co-directeur Pr. R. BHANDARI 30%, Coopération multilatérale Water and Energy Security for Africa (WESA) program, PAUWES - Université de Tlemcen, Algérie - ITT Cologne, Germany
"Study of distributed smart renewable-energy micro plants"
Publications : A29, C57, C56, C55
Situation : Chercheur au Centre de Recherche en Technologies Industrielles (CRTI), Alger, Algérie
- Thèse de Doctorat de Zoheyr DEKALI, début nov. 2015 – soutenue le 4 nov. 2021
Directeur **Pr. L. BAGHLI** 75%, Co-directeur Pr. A. BOUMEDIENE 25%, Université de Tlemcen, Algérie
"Contribution à la commande d'un simulateur HIL d'éolienne et d'une génératrice asynchrone à double alimentation"
Publications : A28, A27, A26, A25, A23, C54, C53, C48, C45; Après : C59, C58
Situation : Auto Entrepreneur, postule sur des postes MC, Algérie
- Thèse de Doctorat de Mohamed HORCH début nov. 2013 – soutenue le 8 mai 2018
Directeur Pr. A. BOUMEDIENE 50%, Co-directeur **Pr. L. BAGHLI** 50%, Université de Tlemcen, Algérie
"Contribution à l'observation et la commande non linéaire d'actionneur électrique asynchrone sans capteur mécanique"
Publications : A20, A19, A18, C50, C49, C44, C42 ; Après : A22, A21, C72, C51
Situation : Maître de Conférences, Oran, Algérie
- Thèse de Doctorat de Eid GOUDA début juillet 2007 – soutenue le 20 juin 2011
Directeur Pr. A. REZZOUG 30%, Co-directeurs **L. BAGHLI** 35%, S. MEZANI 35%, GREEN, Université Henri Poincaré
"Transmission planétaire magnétique. Etude, optimisation et réalisation"
Publications : A13, A12, C36
Situation : Assistant Professor, Mansoura University, Mansoura, Egypte
- Thèse de Doctorat de Khoudir MAROUANI, début Mars 2005 – soutenue le 17 juin 2010
Directeur A. KHELOUI 50%, Co-directeur **L. BAGHLI** 50%, en coopération EMP (Algérie) – GREEN – Université Henri Poincaré
"Contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile"
Publications : A6, C30, C29, C26, C25, C24, C20
Situation : Maître de Conférences, HDR, EMP, Alger, Algérie
- Thèse de Doctorat d'Imad AL-ROUH début Oct. 2000 – soutenue le 12 juillet 2004
Directeur Pr. A. REZZOUG 30%, Co-directeur **L. BAGHLI** 70%, GREEN, Université Henri Poincaré
"Commande sans capteur de la machine asynchrone "

Publications : C14, D6 ; Après : A4
Situation : Maître de Conférences, Alep, Syrie

- *Thèses de Magistère soutenues (3 ans en post-graduation : une année théorique + 2 ans de recherche) : 3*

- Thèse de Magistère de Hassan BENARIBA, début Oct. 2010 – soutenue le 28 février 2013
Directeur **L. BAGHLI**, Université de Tlemcen, Algérie
"Commande d'un robot mobile (Mobrob) sur deux roues"
Publications : Après : C47
Situation : Maître de Conférences, Université de Tlemcen, Algérie
- Thèse de Magistère de Boulenouar KHOUANE, début Oct. 2010 – soutenue le 28 février 2013
Directeur **L. BAGHLI**, Université de Tlemcen, Algérie
"Etude et Commande d'un Moteur Synchrone Linéaire à Aimants"
Publications : C40, C39
Situation : Chercheur à l'Agence Spatiale Algérienne, Algérie
- Thèse de Magistère d'Omar KADA KLOUCHA, début Fév. 2010 – soutenue le 4 juillet 2012
Directeur A. MEGHEBBAR 25%, Co-directeur **L. BAGHLI** 75%, Université de Tlemcen, Algérie
"Etude, Réalisation et Commande d'un Moteur à Reluctance Variable Linéaire"
Situation : Maître Assistant, Université de Sidi Belabes, Algérie

- *Thèses de Doctorat en cours : 2*

- Thèse de Doctorat de Navee RUJIDAM, début Sept. 2024
Directeur Pr. N. TAKORABET 33%, Co-directeur **L. BAGHLI** 33% (ACT), Co-directeur E. JAMSHIDPOUR 33% (ACT), Université de Lorraine,
"Étude des PWM continues et discontinues appliquées à la Machine Asynchrone Double Étoile pour entraînement de véhicules électriques"
Publications : C65
Situation : Doctorant.
- Thèse de Doctorat de Mohammed AZZI, début Nov. 2022
Directeur UL Pr. N. TAKORABET 25%, Co-directeur UL **L. BAGHLI** 25% (ACT), thèse en co-tutelle, Université de Lorraine, King Mongkut's University of Technology North Bangkok
"Multiphase High-Frequency electric drives for more availability of powertrains "
Publications : C63, C66, C70, C73
Situation : Doctorant.
- Thèse de Doctorat de Brahim BELDJILALI, début jan 2023 – abandonné après 10 mois
Directeur UL Pr. N. TAKORABET 25%, Co-directeur UL **L. BAGHLI** 25% (ACT), thèse en co-tutelle, Université de Lorraine, Université de SBA, Algérie, Projet LEAP-RE MG-FARM
"Control of renewable energy sources in multiport configuration on low-cost implementation targets "
Situation : ?
- J'ai par ailleurs encadré 3 thèses de Doctorat à Tlemcen, deux pendant 2 ans et une pendant 5 ans,

qu'on a arrêté d'un commun accord suite à la non progression du doctorant due à un emploi à plein temps en parallèle.

- **DEA encadrés à l'UHP, Nancy : 2**

- Co-encadrement de stage de DEA effectué au GREEN – UHP, soutenu en septembre 2002 : "Modélisation et Commande de la génératrice asynchrone", DEA PROTEE de A. CHETOUANE.
- Co-encadrement de stage de DEA effectué au GREEN – UHP, soutenu en septembre 1997 : "Etude et modélisation de machines asynchrones présentant des défauts de structure", DEA PROTEE d'Aïcha ABED.

- **Masters encadrés à l'Université de Tlemcen (2009-2021) : 14 sujets, 22 étudiants**

- Rafik RAMDANE et Mohammed Salah Eddine ZIRAR, "Réalisation d'un compteur d'énergie intelligent", soutenu le 2/09/2020.
- Sohaib KEFIF et Oussama BARSALI, "Réalisation de la motorisation d'un véhicule électrique", soutenu le 30/06/2019.
- [Yassine KEBBATI, "Design, Modelling and Control of a Grid-connected Autonomous PV-Wind Hybrid System \(Case Study of Adrar\)", PAUWES Master 2 thesis, soutenue le 5/09/2018.](#)
- Wassila Faiza CHOUIKHI, "Réalisation d'une commande buck-boost pour PV", soutenu le 1/07/2018.
- Moussa BOUSHABA, "Réalisation d'une commande MLI à choix multiple", soutenu le 28/06/2017.
- Zakarya ABDELLAOUI et Badreddine BENKHLIFA, "Contrôle d'un robot mobile", soutenu le 20/06/2016.
- Med el Amine KHIREDDINE et Nadia DRIHEM, "Contrôle d'un robot mobile", soutenu le 16/06/2015.
- Mohamed MERAH et Mohamed Zakaria KARI, "Conception, simulation et réalisation d'un onduleur photovoltaïque connecté au réseau (Grid-Tie Inverter)", soutenu le 16/06/2015.
- Farouk AICHOUCHE, "Conception, modélisation et simulation d'un onduleur photovoltaïque connecté au réseau (Grid-Tie Inverter)", soutenu le 16/06/2015.
- Mohammed Nassim GUELLIL et Houria DIDI, "Etablissement d'un modèle de véhicule hybride", soutenu le 30/10/2014.
- Amine AMAR BENABDELLAH et Youcef YOUNBI, "Etude et réalisation d'un banc de simulation d'éolienne à base de MADA commandée et couplée au réseau triphasé", soutenu le 17/12/2012.
- Khaled BENBACHIR et Youcef BENOTMANE, "Etude et Réalisation de l'Electronique de Commande d'un UAV Quadrirotor ", soutenu le 15/12/2011.
- Abdelkarim CHEMIDI, "Etude et installation d'un système de contrôle d'entrée par RFID", soutenu le 26/10/2011.
- Nesrine BERBER, "Etude et réalisation d'un four à refusion CMS", soutenu le 09/12/2010.

- **Masters encadrés à l'UHP, Nancy (2000-2009) : > 6 sujets**

Copie des 5 publications les plus significatives

[A26]	Z. DEKALI, L. BAGHLI, A. BOUMEDIENE "Improved hardware implementation of a TSR based MPPT algorithm for a low cost connected wind turbine emulator under unbalanced wind speeds", Energy, ISSN: 0360-5442, 28 May 2021, 121039, pp. 1-7, doi:10.1016/j.energy.2021.121039
-------	---

Un article qui résume mes travaux avec mon doctorant Z. DEKALI, à Tlemcen autour de l'élaboration d'un émulateur éolien à coût réduit mais qui permet de tester la commande complète d'une machine asynchrone à double alimentation (contrôlée par le rotor et connectée au réseau par le stator), d'appliquer des profils de vents à la demande, de tester des algorithmes MPPT et des contrôleurs particuliers, le tout avec une seule carte DSP DS1104 et un seul onduleur à 4 bras.

[A28]	H. TERFA, L. BAGHLI, R. BHANDARI "Impact of renewable energy micro-power plants on power grids over Africa", Energy, ISSN: 0360-5442, 9 Aug. 2021, 121702, pp. 1-22, doi:10.1016/j.energy.2021.121702
-------	---

Cet article présente les travaux avec mon doctorant H. TERFA à Tlemcen autour de l'agrégation de microcentrales électriques, de la communication et de la gestion d'information. L'idée est de disposer de modèles réels d'émulateurs éoliens couplés à des GS ou GADA, des GTI alimenté par PV et des modèles émulsés sur plusieurs Raspberry PI. Ces systèmes communiquent via une BDD Firebase. Des études de load flow et de stabilité transitoire incluant l'utilisation de PSS y ont été menés.

[A15]	B. METIDJI, N. TAIB, L. BAGHLI, T. REKIOUA, S. BACHA "Low Cost Direct Torque Control Algorithm for Induction Motor without AC Phase Current Sensors", IEEE Transactions on Power Electronics, ISSN: 0885-8993, Sept. 2012, Volume: 27, Issue: 9, pp. 4132 - 4139, doi:10.1109/TPEL.2012.2190101
-------	--

Dans cette publication, nous présentons une des techniques de reconstruction des courants de phase en temps réel entreprises avec l'équipe de l'Université de Béjaia [A15], [A16], [A17]. Cet article présente celle affairant à une commande DTC de MAS. En modifiant la SVM en une Discrete Space Vector Modulation à 2 intervalles et grâce à une synchronisation des instants d'échantillonnage des ADC, on arrive à reconstruire le courant de chaque phase à partir du courant du bus continu. Ce courant est mesuré à l'aide d'un simple shunt et une optoélectronique d'isolation. De même, un diviseur de tension sur le bus continu permet à son tour de reconstruire les tensions et donc d'estimer le flux et le couple nécessaire à la réalisation de la commande DTC.

[A4]	L. BAGHLI, I. AL-ROUH, A. REZZOUG "Signal analysis and identification for induction motor sensorless control", Control Engineering Practice, IFAC, ISSN: 0967-0661, June 2005, Vol 14/11 pp 1313-1324, doi:10.1016/j.conengprac.2005.06.016
------	---

Cet article résume les travaux de thèse d'Imad AL-ROUH, 2005 et concerne une méthode de commande sans capteur mécanique basée sur l'injection d'un signal sinusoïdal haute

fréquence (400 Hz). Ce signal est superposé au fondamental issu des régulateurs de courants d'une commande vectorielle de machine asynchrone.

La tension résultante est appliquée par un onduleur de tension. La composante haute fréquence va interagir avec une éventuelle réluctance de la machine aussi faible soit-elle. Nous traitons ce signal, après l'avoir extrait du courant résultant, puis nous en déduisons la position et la vitesse du rotor.

Les principaux défis sont de pouvoir faire fonctionner cette méthode aux basses vitesses et à l'arrêt (là où les autres méthodes ne permettent pas l'estimation de la vitesse), d'injecter le signal de porteuse HF avec un système discret à fréquence de commutation limitée et de pouvoir extraire l'information d'un signal bruité et dominé par des composantes harmoniques d'amplitude plus grande, ce qui exige un traitement de signal soigné.

[A6]	K. MAROUANI, D. HADIOUCHE, L. BAGHLI, A. KHELOUI, A. REZZOUG "A New PWM Strategy Based on a 24-Sector Vector Space Decomposition for a Six-Phase VSI-Fed Dual Stator Induction Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, TIE-00230-2007, Volume 55, Issue 5, May 2008, pp 1910 - 1920, doi:10.1109/TIE.2008.918486
------	--

Cet article est dans la continuité du travail de D. HADIOUCHE [A5] ([cité 287 fois](#)) mais nous avons visé des MLI plus complexes à 24 secteurs. Il a également eu un grand intérêt auprès de la communauté ([cité 269 fois](#)).

Ces articles ont ouvert de nouvelles voies dans les stratégies de commandes MLI polyphasées et des commandes vectorielles des machines polyphasées. Les études portent sur des MLI continues et discontinues à 12 et 24 secteurs, leur application a été un réel challenge mais a permis d'améliorer les performances en termes d'ondulation de couple, d'harmoniques de courant et de pertes, en fonction des machines et notamment d'un des paramètres intrinsèques qui est le rapport des inductances de fuites des sous modèles dq et xy dans le cas de la machine asynchrone double étoile.

Une étude complète a permis de montrer qu'en fonction de la tension à appliquer, on doit basculer entre différentes stratégies afin de réduire les harmoniques de courant sur toute la plage.