



**HAL**  
open science

# Approche décentralisée de la machine synchrone à bobinage ouvert et de sa commande

Louis Dassonville

► **To cite this version:**

Louis Dassonville. Approche décentralisée de la machine synchrone à bobinage ouvert et de sa commande. Energie électrique. INSA de Lyon, 2023. Français. NNT : 2023ISAL0090 . tel-04519782

**HAL Id: tel-04519782**

**<https://theses.hal.science/tel-04519782>**

Submitted on 25 Mar 2024

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

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



N°d'ordre NNT : 2023ISAL0090

**THESE de DOCTORAT DE L'INSA LYON,  
membre de l'Université de Lyon**

**Ecole Doctorale N° 160  
EEA de Lyon**

**Spécialité : Génie Electrique**

Soutenue publiquement le 23/11/2023, par :  
**Louis Dassonville**

---

**Approche décentralisée de la machine  
synchrone à bobinage ouvert et de sa  
commande**

---

Devant le jury composé de :

Takorabet, Noureddine	Professeur	Université de Lorraine	Rapporteur
Semail, Éric	Professeur	ENSAM	Rapporteur
Bacha, Seddik	Professeur	Université Grenoble Alpes	Examineur
Lin-Shi, Xuefang	Professeur	INSA de Lyon	Directrice de thèse
Gauthier, Jean-Yves	Maître de conférences	INSA Lyon	Co-encadrant de thèse
Makki, Ali	Docteur, PDG	Keep'Motion	Invité

## Département FEDORA – INSA Lyon - Ecoles Doctorales

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
<b>CHIMIE</b>	<b>CHIMIE DE LYON</b> <a href="https://www.edchimie-lyon.fr">https://www.edchimie-lyon.fr</a> Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage secretariat@edchimie-lyon.fr	<b>M. Stéphane DANIELE</b> C2P2-CPE LYON-UMR 5265 Bâtiment F308, BP 2077 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69616 Villeurbanne <a href="mailto:directeur@edchimie-lyon.fr">directeur@edchimie-lyon.fr</a>
<b>E.E.A.</b>	<b>ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE</b> <a href="https://edeea.universite-lyon.fr">https://edeea.universite-lyon.fr</a> Sec. : Stéphanie CAUVIN Bâtiment Direction INSA Lyon Tél : 04.72.43.71.70 secretariat.edeea@insa-lyon.fr	<b>M. Philippe DELACHARTRE</b> INSA LYON Laboratoire CREATIS Bâtiment Blaise Pascal, 7 avenue Jean Capelle 69621 Villeurbanne CEDEX Tél : 04.72.43.88.63 <a href="mailto:philippe.delachartre@insa-lyon.fr">philippe.delachartre@insa-lyon.fr</a>
<b>E2M2</b>	<b>ÉVOLUTION, ÉCOSYSTÈME, MICROBIOLOGIE, MODÉLISATION</b> <a href="http://e2m2.universite-lyon.fr">http://e2m2.universite-lyon.fr</a> Sec. : Bénédicte LANZA Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.e2m2@univ-lyon1.fr	<b>Mme Sandrine CHARLES</b> Université Claude Bernard Lyon 1 UFR Biosciences Bâtiment Mendel 43, boulevard du 11 Novembre 1918 69622 Villeurbanne CEDEX <a href="mailto:sandrine.charles@univ-lyon1.fr">sandrine.charles@univ-lyon1.fr</a>
<b>EDISS</b>	<b>INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTÉ</b> <a href="http://ediss.universite-lyon.fr">http://ediss.universite-lyon.fr</a> Sec. : Bénédicte LANZA Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.ediss@univ-lyon1.fr	<b>Mme Sylvie RICARD-BLUM</b> Institut de Chimie et Biochimie Moléculaires et Supramoléculaires (ICBMS) - UMR 5246 CNRS - Université Lyon 1 Bâtiment Raulin - 2ème étage Nord 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69622 Villeurbanne Cedex Tél : +33(0)4 72 44 82 32 <a href="mailto:sylvie.ricard-blum@univ-lyon1.fr">sylvie.ricard-blum@univ-lyon1.fr</a>
<b>INFOMATHS</b>	<b>INFORMATIQUE ET MATHÉMATIQUES</b> <a href="http://edinfomaths.universite-lyon.fr">http://edinfomaths.universite-lyon.fr</a> Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage Tél : 04.72.43.80.46 infomaths@univ-lyon1.fr	<b>M. Hamamache KHEDDOUCI</b> Université Claude Bernard Lyon 1 Bât. Nautibus 43, Boulevard du 11 novembre 1918 69 622 Villeurbanne Cedex France Tél : 04.72.44.83.69 <a href="mailto:hamamache.kheddouci@univ-lyon1.fr">hamamache.kheddouci@univ-lyon1.fr</a>
<b>Matériaux</b>	<b>MATÉRIAUX DE LYON</b> <a href="http://ed34.universite-lyon.fr">http://ed34.universite-lyon.fr</a> Sec. : Yann DE ORDENANA Tél : 04.72.18.62.44 yann.de-ordenana@ec-lyon.fr	<b>M. Stéphane BENAYOUN</b> Ecole Centrale de Lyon Laboratoire LTDS 36 avenue Guy de Collongue 69134 Ecully CEDEX Tél : 04.72.18.64.37 <a href="mailto:stephane.benayoun@ec-lyon.fr">stephane.benayoun@ec-lyon.fr</a>
<b>MEGA</b>	<b>MÉCANIQUE, ÉNERGÉTIQUE, GÉNIE CIVIL, ACOUSTIQUE</b> <a href="http://edmega.universite-lyon.fr">http://edmega.universite-lyon.fr</a> Sec. : Stéphanie CAUVIN Tél : 04.72.43.71.70 Bâtiment Direction INSA Lyon mega@insa-lyon.fr	<b>M. Jocelyn BONJOUR</b> INSA Lyon Laboratoire CETHIL Bâtiment Sadi-Carnot 9, rue de la Physique 69621 Villeurbanne CEDEX <a href="mailto:jocelyn.bonjour@insa-lyon.fr">jocelyn.bonjour@insa-lyon.fr</a>
<b>ScSo</b>	<b>ScSo*</b> <a href="https://edsciencesociales.universite-lyon.fr">https://edsciencesociales.universite-lyon.fr</a> Sec. : Mélina FAVETON INSA : J.Y. TOUSSAINT Tél : 04.78.69.77.79 melina.faveton@univ-lyon2.fr	<b>M. Bruno MILLY</b> Université Lumière Lyon 2 86 Rue Pasteur 69365 Lyon CEDEX 07 <a href="mailto:bruno.milly@univ-lyon2.fr">bruno.milly@univ-lyon2.fr</a>

\*ScSo : Histoire, Géographie, Aménagement, Urbanisme, Archéologie, Science politique, Sociologie, Anthropologie

Propriété intellectuelle de Keep'Motion et du Laboratoire Ampère.  
Copyright ©2023. Tous droits réservés.

## Résumé

Ces dernières décennies ont vu l'électrification de nombreuses applications, notamment dans le domaine du transport. Ces nouvelles applications de mobilité électrique demandent une grande fiabilité des groupes motopropulseurs (GMPs) électriques : elles ne tolèrent pas, en effet, la défaillance totale du GMP, en particulier dans le domaine aéronautique. La résilience et la densité de puissance sont les critères prépondérants de ces applications. Le travail présenté dans cette thèse propose une méthode d'analyse de la disponibilité des machines synchrones à aimants permanents (MSAPs). Il apparaît que les machines à bobinage ouvert sont fortement résilientes aux défauts. De plus, cette résilience augmente avec le nombre d'enroulements et le nombre de phases. Elle peut être étendue au niveau du GMP dans son ensemble en adoptant une structure décentralisée enroulement par enroulement pour l'électronique et la commande. Cette structure de GMP soulève de nouvelles problématiques, notamment en termes de commande qui doit assurer le suivi d'une référence de courant sinusoïdale dans chaque enroulement sans disposer de l'information provenant des autres enroulements. Une commande décentralisée, basée sur la propriété de la platitude différentielle, a été proposée. Son efficacité a été vérifiée d'abord en simulation, puis par des essais expérimentaux réalisés sur une MSAP triphasée à bobinage ouvert à douze enroulements physiques. Les résultats obtenus permettent de confirmer la résilience aux défauts de circuit ouvert de la structure de GMP proposée. Ce travail de recherche a été mené en synergie avec d'autres travaux sur les machines multiphases basse tension et sur l'intégration de l'électronique de puissance. Un co-développement entre ces trois domaines de recherche a permis la conception d'un GMP hendécaphasé à forte densité de puissance, résilient aux défauts. Cette nouvelle approche décentralisée de conception du groupe motopropulseur ouvre de nombreuses perspectives de recherche, que ce soit dans le domaine des machines électriques, de l'électronique ou de la commande.

Mots-clés : Résilience, Disponibilité, Commande décentralisée, Bobinage ouvert, Multiphase, Machine synchrone à aimants permanents.

## Abstract

Recent decades have seen the electrification of many applications, particularly in the transport field. These new electric mobility applications require high reliability of electric powertrains (PTs): they do not tolerate the total PT failure, particularly in the aeronautical field. Resilience and power density are the predominant criteria for these applications. The work presented proposes an analysis method of permanent magnet synchronous machines (PMSMs) availability. It appears that open-winded machines are highly fault-tolerant. In addition, this resilience increases with windings and phases number. It can be extended to the PT level as a whole by adopting a decentralized winding-by-winding structure for electronics and control. This PT structure raises new issues, particularly in terms of control which must ensure the control of a sinusoidal current reference in each winding without having the information coming from the other windings. A decentralized control, based on the property of differential flatness, has been proposed. Its effectiveness was verified first in simulation, then by experimental tests carried out on a three-phase open-winding PMSM with twelve physical windings. The results obtained confirm the fault-tolerance to open circuit faults of the proposed PT structure. This research work was carried out in synergy with other work on low-voltage multiphase machines and on the power electronics integration. Co-development between these three research fields has allowed the design of a high power density, eleven-phase, fault-tolerant PT. This new decentralized approach to the powertrain opens up many new research perspectives, whether in the field of electrical machines, electronics or control.

Key-words: Fault-tolerant, Availability, Decentralized control, Open-winding, Multiphase, Permanent magnet synchronous machine



## Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués dans le cadre d'une convention CIFRE entre le laboratoire Ampère (UMR 5005) et l'entreprise Keep'Motion. Par ces quelques lignes, je tiens à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin au bon déroulement de cette thèse. J'adresse dans un premier temps mes sincères remerciements et ma gratitude à mes encadrants Xuefang LIN-SHI, Jean-Yves GAUTHIER et Ali MAKKI. Je vous remercie pour la confiance que vous m'avez accordée, votre aide, votre soutien et vos conseils précieux et avisés tout au long de ces années de thèse. Je vous remercie également pour votre disponibilité et votre patience. Je garderai dans mon cœur votre compréhension et votre gentillesse.

Je tiens à remercier Monsieur Seddik Bacha, Professeur à l'Université Grenoble Alpes, pour avoir accepté de juger mes travaux ainsi que de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance. J'exprime ma sincère gratitude à Monsieur Éric Semail, Professeur à l'École Nationale Supérieure des Arts et Métier et à Monsieur Noureddine Takorabet, Professeur à l'Université de Lorraine, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en acceptant de les rapporter. Mes remerciements s'adressent également à l'ensemble du personnel du laboratoire Ampère et de l'école doctorale Electronique, Electrotechnique et Automatique, notamment aux personnes chargées de l'administration qui facilitent nos démarches administratives (Christian Vollaire, Philippe Delachartre, Laura Khammali, Hongxia Fu, Mylène Nogard-Dollinger). J'aimerais aussi remercier l'équipe de Keep'Motion, notamment Stéphanie Husson pour son aide, sa bienveillance et sa gentillesse et Alexandre Siccardi pour son aide et nos années de recherche expérimentales. Une thèse n'est pas seulement un exercice scientifique. C'est aussi une part de vie, au cours de laquelle l'amitié est un carburant indispensable. De ce point de vue, je voudrais remercier mes collègues de Keep'Motion et du laboratoire Ampère. Merci pour la bonne ambiance de travail et pour tous les bons moments que nous avons partagés ensemble. Merci également pour votre sympathie, votre soutien et votre encouragement pendant ces années de thèse. Les mots les plus simples étant les plus forts, j'adresse toute mon affection à ma famille. Votre confiance, votre tendresse, votre amour et votre soutien me portent et me guident tous les jours. Merci pour avoir fait de moi ce que je suis aujourd'hui.

## Remerciements

## Préface

Les années quatre-vingt ont marqué l'histoire de l'évolution de l'électronique de puissance et de la microélectronique. De ces travaux de recherches dans le domaine des semi-conducteurs est née la révolution numérique. Cette révolution a changé l'approche scientifique dans tous les domaines, à tel point que tout ce qui était majoritairement du domaine de la fiction est devenue une réalité tangible et incontestable. Les produits industriels sont devenus méta-produits et/ou des systèmes dotés d'intelligence. L'évolution des machines électriques est un exemple marquant de cette révolution.

Historiquement les machines électriques ont évolué en fonction de l'évolution des sources d'alimentation, des matériaux et de la technologie permettant leur fabrication. La première machine était une machine dite à courant continu, puis grâce à la découverte du courant alternatif, la machine à courant alternatif est née. Par la suite les machines ont continué d'évoluer en fonction des matériaux et de la technologie de leur fabrication et peu en fonction de la source d'alimentation. Ce mécanisme d'évolution demeure présent et valable.

Aujourd'hui plusieurs opportunités sont apparues pour donner un nouvel élan à la mutation des machines électriques, pour évoluer d'un objet de transfert d'énergie vers un objet non seulement de transfert d'énergie mais aussi intelligent, communiquant et résilient. Une de ses opportunités est la possibilité de contrôler la source d'alimentation. Ceci a libéré la machine de sa dépendance à sa source historique : le réseau électrique. Indépendamment de la source du courant, continu ou alternatif, il est aujourd'hui possible de contrôler la machine en courant alternatif (ou courant harmonique) avec un nombre de phases voulu sans se limiter au nombre de trois phases, hérité de l'histoire du réseau électrique. Les nouvelles générations de microcontrôleurs permettent des calculs mathématiques plus complexes et rapides nous ouvrent une opportunité d'améliorer les modèles mathématiques des machines électriques et de les contrôler phase par phase indépendamment tout en respectant les principes de base de leur fonctionnement et en offrant une dynamique de fonctionnement stable et fiable.

Initialement, les lois de commandes se limitaient au contrôle des machines pour assurer la fonction principale (transformer l'énergie électrique vers une énergie mécanique et vice versa de façon stable). Il est aujourd'hui possible d'imaginer des lois de commande optimales avec d'autres fonctions critères, comme la gestion des défauts, le diagnostic et l'anticipation des défauts, la surveillance permanente de l'état de santé de la machine par des mesures des paramètres influents (identifiés préalablement comme influents)

Les enjeux socioéconomiques poussent les chercheurs à trouver des solutions innovantes qui répondent aux besoins technicoéconomiques et surtout aux besoins environnementaux. La gestion et l'exploitation des ressources naturelles est aujourd'hui au centre de tout développement de nouvelle technologie. En appliquant ce raisonnement à la machine électrique, à quoi ressembleras alors la machine de demain ? Devra-t-elle être performante, construite avec minimum de matière première (forte densité de puissance massique kW/kg), réparable, recyclable etc., le tout à la fois ?

Pour répondre à ces questions, faut-il que le paradigme scientifique évolue ou faut-il changer la façon d'apprendre et d'observer ? Faut-il faire évoluer notre façon de mener les travaux de recherche en rapprochant les différents métiers pour qu'ils travaillent coude à coude ?

Le changement du paradigme scientifique implique de nouvelles lois physiques, qui peut-être reste à découvrir dans le futur sur notre planète ou dans une autre Galaxie (selon moi tout est possible). Quand je dis que tout est possible, cela signifie que le pas nécessaire à changer notre façon d'apprendre et d'observer est déjà franchis. Il reste à garder à l'esprit que le mode d'enseignement doit évoluer et passer

d'un mode de certitude vers un mode relativiste. Bien sûr, il est difficile de se détacher de zéro absolu et de migrer vers un zéro flottant. Le zéro absolu est à interpréter en sens propre comme sens figuré. Au sens figuré, il concerne la valeur de référence hérité socialement, culturellement, etc. En ce qui concerne l'aspect social et relationnel, le zéro flottant commence à voir le jour et nous le constatons par une volonté des acteurs sociaux influent.

Ce zéro flottant reste difficile à intégrer dans nos approches scientifiques car la science de nos jours reste le domaine de certitude, ce qui est rassurant pour les adeptes scientifiques. Selon moi le zéro flottant pourrait trouver sa voie avec l'évolution du paradigme scientifique. Les relativistes sont les plus proches de la notion du zéro flottant mais le besoin d'avoir des résultats comparables à une référence reste présent et les rends dépendant du zéro absolu.

Tout en restant conforme à nos lois physiques jusqu'aux nouvelles lois, il est primordial de changer notre façon d'observer et d'apprendre, de changer notre façon de mener les travaux de recherche, de passer d'un mode mono sujet à un mode de sujets connectés.

A titre d'exemple, nous avons vu que des travaux de recherche sur les lois de commande ont été menés séparément des travaux de recherche sur l'électronique de puissance. Des chercheurs différents ont donc mené séparément des travaux de recherche sur les lois de commande et sur les microcontrôleurs dans lesquels elles doivent être implantées. Il en va de même pour la machine électrique, qui va être contrôlée par l'électronique et la loi de commande. Cette méthode de travail a ses limites. De mon point de vue, ces travaux doivent être menés conjointement ou en boucle fermée. C'est ce que nous avons débuté pour trouver une solution d'un system optimal (optimal par rapport à la fonction attendue et pas optimal absolu).

Ali Makki





## Table des matières

Résumé.....	4
Abstract .....	5
Remerciements .....	7
Préface.....	9
Table des matières .....	13
Introduction .....	19
I - Contexte général.....	19
I.1 - Densité de puissance et basse tension .....	19
I.2 - Fiabilité .....	21
I.3 - Environnement de la thèse .....	22
II - Contexte scientifique.....	23
III - Plan .....	24
Chapitre I – Machine synchrone à aimants permanents et sa modélisation .....	25
I-1. Principe de fonctionnement.....	25
I-2. Présentation générale du stator.....	25
I.2.1. Structure magnétique.....	25
I.2.2. Bobinages statoriques.....	29
I.2.3. Conducteurs électriques.....	31
I.2.4. Rôle mécanique.....	32
I-3. Présentation générale du rotor .....	33
I-4. Notion de phase .....	34
I-5. Repères et notations.....	35
I.5.1. Repère mécanique .....	35
I.5.2. Repère électrique.....	36
I.5.3. Modèle des enroulements statoriques.....	37
I.5.4. Modèle du rotor.....	38
I.5.5. Repère $dqo$ .....	39
I-6. Modèle de la MSAP.....	40
I.6.1. Modèle de Park d'une MSAP triphasée à trois enroulements.....	40
I.6.2. Extension aux MSAPs multiphasés.....	42
I.6.3. Modèle par enroulement.....	43
I.6.4. Modèle mécanique .....	44
I-7. Conclusion sur la présentation des MSAPs.....	45
Chapitre II - Un groupe motopropulseur résilient.....	47

II-1. Concept de disponibilité .....	47
II.1.1. Définition des termes .....	47
II.1.2. Notion de seuil de défaillance.....	48
II.1.3. Tolérance aux défauts .....	50
II-2. Quantification de la disponibilité des MSAPs .....	51
II.2.1. Défauts et hypothèses.....	51
II.2.2. Modélisation simplifiée.....	53
II.2.3. Calcul de disponibilité.....	56
II-3. Choix de l'architecture du GMP .....	63
II.3.1. Une machine disponible .....	63
II.3.2. Une électronique résiliente.....	66
II.3.3. Une loi de commande adaptée.....	69
II-4. Conclusion sur la structure du GMP.....	75
Chapitre III – MSAP triphasée à bobinage ouvert.....	77
III-1. Présentation de la machine triphasée.....	77
III.1.1. Tôlerie.....	77
III.1.2. Bobinage .....	79
III.1.3. Caractéristiques de la machine triphasée .....	81
III.1.4. Méthode de validation du calcul théorique de disponibilité.....	82
III-2. Simulation en mode sain .....	89
III.2.1. Couples de références pour le cas Etoile.....	89
III.2.2. Couples de références pour le cas du bobinage ouvert .....	90
III.2.3. Récapitulatifs des références pour le calcul de disponibilité.....	92
III-3. Simulation en mode dégradé.....	93
III.3.1. Configuration étoile triphasée .....	93
III.3.2. Configuration à trois enroulements indépendants (OW3).....	95
III.3.3. Configuration à six enroulements indépendants (OW6) .....	96
III.3.4. Configuration à douze enroulements indépendants (OW12) .....	100
III.3.5. Comparaison des différents câblages .....	103
III-4. Conclusion sur la MSAP triphasée à bobinage ouvert .....	106
Chapitre IV - Commande décentralisée .....	109
IV-1. Conception de la commande décentralisée.....	109
IV.1.1. Références de courant.....	109
IV.1.2. Commande des courants de chaque enroulement.....	112
IV-2. Commande en mode sain .....	116
IV.2.1. Commande appliquée à la MSAP triphasée à trois enroulements.....	116

IV.2.2. Commande appliquée à la MSAP triphasée à six et douze enroulements .....	120
IV-3. Commande en mode dégradé .....	123
IV.3.1. Résultats du GMP à trois enroulements avec un défaut.....	123
IV.3.2. Résultats du GMP à trois enroulements avec deux défauts .....	125
IV.3.3. Résultats du GMP à six et douze enroulements en mode dégradé .....	126
IV-4. Conclusions sur la commande décentralisée .....	129
Chapitre V - Commande décentralisée - Expérimentation.....	131
V-1. Présentation du banc de test.....	131
V.1.1. Machine et ensemble mécanique .....	131
V.1.2. Electronique de puissance .....	132
V.1.3. Capteurs .....	134
V.1.4. Support de la commande.....	135
V-2. Résultats expérimentaux en mode sain.....	136
V.2.1. Commande des courants .....	137
V.2.2. Commande de vitesse .....	137
V-3. Résultats expérimentaux en mode dégradé.....	138
V.3.1. Survenue de plusieurs défauts en régime établi.....	138
V.3.2. Disponibilité efficace correspondante.....	139
V.3.3. Asservissement de vitesse en mode dégradé .....	140
V-4. Conclusion sur les essais expérimentaux.....	141
Chapitre VI - Présentation du GMP hendécaphasé.....	143
VI-1. Présentation de la machine à onze phases .....	143
VI.1.1. Tôlerie et bobinage.....	143
VI.1.2. Caractéristiques de la machine.....	147
VI.1.3. Disponibilité et tenue en court-circuit .....	149
VI-2. Présentation de l'électronique intégrée .....	151
VI.2.1. Composants et caractéristiques .....	151
VI.2.2. Résultats actuels .....	155
VI-3. Caractéristiques du GMP hendécaphasé .....	157
VI-4. Conclusion sur le GMP hendécaphasé .....	158
Conclusion et perspectives .....	159
I - Conclusion .....	159
I.1 - Disponibilité .....	159
I.2 - Commande décentralisée.....	159
I.3 - Simulations.....	160
I.4 - Expérimentations .....	160

## Table des matières

I.5 - Codéveloppement .....	160
II - Perspectives .....	161
II.1 - Plus de décentralisation.....	161
II.2 - Une approche plus générale .....	161
III - Ouverture.....	163
Références .....	165
Annexes.....	172

## Table des matières

## Table des matières

# Introduction

## I - Contexte général

Depuis ces vingt dernières années, les nouvelles politiques environnementales exigent la réduction de l'exploitation des ressources naturelles ainsi que la baisse de la pollution de l'air [1]. Le développement de nouveaux modes de transport émettant moins de CO<sub>2</sub> a ouvert de nouveaux marchés dans des applications automobiles et aéronautiques. Ces nouvelles applications, où la masse est une contrainte prédominante, ont accéléré la croissance de la demande de machines électriques à forte densité de puissance. L'évolution des aimants permanents et particulièrement celle des aimants aux terres rares, tels que ceux à base de Néodyme-Fer-Bore (NdFeB), a permis de construire de telles machines et d'adresser ces nouveaux marchés [2]. La demande et la production de ces terres rares ont alors explosé [3]. Malgré le fait que leur extraction et leur raffinage fassent l'objet de critiques [4], elles permettent de concevoir et fabriquer des machines synchrones à très forte densité de puissance. D'autres types de machines se passent de terres rares [5]. Elles offrent cependant des densités de puissance moins élevées et sont moins adaptées à la mobilité que les machines synchrones à aimants permanents.

Les exigences accrues concernant l'augmentation de la densité de puissance ont mis à l'épreuve les méthodes et les moyens technologiques utilisés jusqu'alors par les fabricants de machines électriques. La mobilité électrique apporte de nouvelles contraintes par rapport au domaine industriel. La fiabilité de fonctionnement est une nécessité absolue, notamment pour la propulsion aéronautique. Afin d'assurer la sécurité des personnes, beaucoup d'applications de mobilité interdisent la défaillance totale. Elles tolèrent cependant une réduction des performances.

C'est dans ce contexte et dans l'optique d'augmenter la fiabilité des groupes motopropulseurs (GMPs) que s'inscrit cette thèse. Ce travail de recherche est une partie d'un projet plus large visant à proposer des GMPs adaptés aux applications de mobilité, c'est-à-dire fiables et avec une densité de puissance élevée.

### I.1 - Densité de puissance et basse tension

Dans les applications embarquées (véhicules électriques), la tension d'alimentation est limitée pour des questions de sécurité [6]. La tension est donc souvent restreinte à 400Vdc ou 800Vdc dans certains cas. Cette limite tombe même à 50Vdc dans le cas des applications à faible puissance (inférieure à 20kW). Ces limitations permettent aux opérateurs de travailler en sécurité, sans formation électrique spécifique. Dans le même temps, les applications de mobilité demandent des vitesses de rotation élevées (supérieure à 6 000 tr/min<sup>1</sup>). Le tableau 1 montre les spécifications de trois moteurs de véhicules électriques actuellement sur le marché et de trois moteurs à usage industriel. Les moteurs de véhicules électriques sont utilisés à fort couple et faible vitesse, ainsi qu'à faible couple et haute vitesse. Par conséquent, ils délivrent leur puissance nominale sans atteindre simultanément leur vitesse et leur couple maximum. Les moteurs industriels sont souvent conçus pour un fonctionnement continu à régime fixe et fournissent leur puissance nominale à leur vitesse et couple nominaux.

---

<sup>1</sup> tr/min : unité de vitesse en tour par minute

Moteur/véhicule	Usage	Puissance (kW)	Couple max (Nm)	Vitesse max (tr/min)	Tension (V)	Technologie
Renault Zoé	Automobile	65	220	11300	400	Synchrone bobiné
Kia Niro	Automobile	150	395	8000	356	Synchrone à aimants
Toyota bZ4X	Automobile	150	265	11500	355	Synchrone à aimants
Emerson LSES 280 SC	Industriel	75	241	3000	400	Asynchrone à cage
Emerson LSRPM200 L2	Industriel	140	240	5500	400	Synchrone à aimants
Emerson LSRPM 315 MRI	Industriel	130	1380	900	400	Synchrone à aimants

Tab. 1: Caractéristiques de différentes machines actuellement utilisées sur le marché (issue de [7], [8], [9], [10]).

La limitation de la tension d'alimentation et l'augmentation des vitesses de rotation requièrent la diminution du nombre de spires dans les enroulements statoriques (la tension à vide aux bornes du moteur étant proportionnelle à la vitesse et au nombre de spires). Cette diminution implique un facteur de remplissage (rapport de la section de conducteur utile par rapport à la section de l'encoche statorique) plus faible (Fig. 1). Le facteur de remplissage en cuivre dans les encoches statoriques est alors limité par rapport à un optimal atteint par les moyens technologiques actuels. Le facteur de remplissage peut tomber à 20% de la surface de l'encoche contre un facteur de remplissage habituel de 40%. Ce faible coefficient de remplissage est à l'origine de l'augmentation des pertes Joule<sup>2</sup> supplémentaires causées par l'effet de peau<sup>3</sup> à cause des fréquences fondamentales d'alimentation élevées. Le gain en densité de puissance apporté par les aimants permanents est alors réduit par les pertes supplémentaires<sup>4</sup> du fait de la limitation de la tension de la machine.

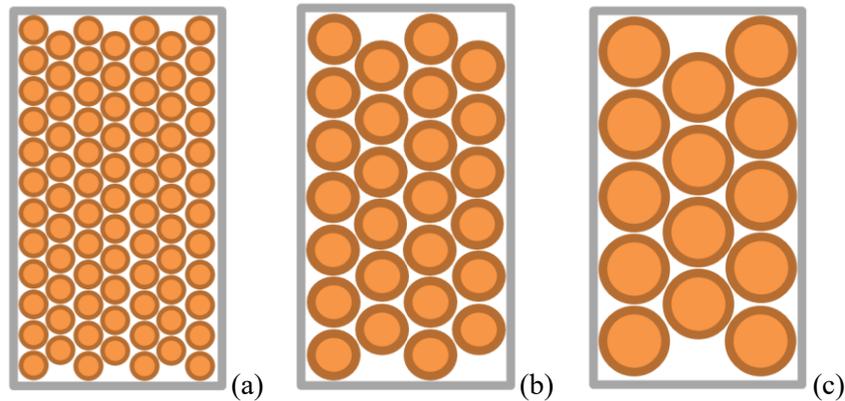


Fig. 1 : Effet de l'augmentation du diamètre des fils de cuivre sur le coefficient de remplissage.

Pour remédier à cet inconvénient, le nombre de fils élémentaires peut être augmenté (mise en parallèle de plusieurs fils), mais la répartition des courants entre les fils élémentaires n'est alors pas homogène. Ce phénomène est d'autant plus important que le nombre de fils élémentaires est important [11]. Le résultat est que les pertes supplémentaires persistent. La multiplication du nombre de fils élémentaires pose aussi un problème sur les moyens de bobinage conventionnels. La soudure des fils entre eux devient aussi une réelle problématique.

<sup>2</sup> Pertes Joule : Pertes dues à l'échauffement des conducteurs électriques lorsqu'un courant les traverse

<sup>3</sup> Effet de Peau : Effet tendant à concentrer le courant à la périphérie des conducteurs électriques. Cet effet s'amplifie avec l'augmentation de la fréquence du courant.

<sup>4</sup> Pertes supplémentaires : Pertes dans la machine n'étant pas directement liées à la fréquence fondamentale du courant, par exemple les pertes par effet de peau.

Des problématiques sont aussi identifiées pour l'électronique de puissance<sup>5</sup> associée à la machine où le niveau des pertes dans les composants de puissance augmente fortement avec l'intensité des courants et les fréquences de découpage dues à la faible impédance de la machine. Le coût des composants de puissance augmente de façon non linéaire en fonction du calibre en courant, l'augmentation du coût est quasiment quadratique. La limitation en tension implique des courants élevés pour une même puissance, ce qui engendre un coût nécessairement plus élevé.

Toutes ces problématiques constituent une barrière technologique que les entreprises du secteur rencontrent tous les jours. La principale cause est le nombre de phases limitées à trois. En effet, pour réduire la section du fil et augmenter le taux de remplissage, une solution est de répartir le courant sur plus de trois phases. Rares sont les entreprises ayant décidé de franchir cette barrière technologique pour des raisons économiques. Le manque de travaux de recherche en interne dans le domaine des machines électriques est aussi un facteur limitant. Beaucoup d'entreprises, actuellement en mutation technologique, comme les constructeurs automobiles, découvrent le monde des machines électriques à travers des fabricants de machines électriques industrielles. Or, les objectifs économiques et de performances sont sensiblement différents. De nouveaux fabricants de machines électriques réalisent des travaux de recherches sur de nouvelles typologies de machines électriques comme les machines discoïdes [12], les machines à flux transverses [13], double excitation [14], etc. Cependant, la majorité d'entre eux ont gardé le nombre de phases à trois. Nous avons donc toujours les mêmes problématiques.

## I.2 - Fiabilité

La fiabilité des GMPs est très importante dans le domaine de la mobilité pour des raisons évidentes de sécurité des personnes. Cette fiabilité est même indispensable dans le cas de l'aviation électrique où le sort de l'avion et de ses passagers dépend du bon fonctionnement du moteur de propulsion. Bien que le facteur humain soit souvent la cause principale d'accident [15], la conception du GMP doit pouvoir garantir un haut niveau de fiabilité. Des vols d'essais sur des prototypes d'avions électriques ont montré l'importance d'une fiabilité globale du système de propulsion. Par exemple, le vol G-HYZA du 29 Avril 2021 à bord d'un Piper PA-46-350P modifié s'est soldé par un atterrissage forcé (Fig. 2) à cause d'un défaut d'alimentation [16].



Fig. 2 : Vol G-HYZA après son atterrissage forcé [16].

D'autres domaines, comme le domaine médical ou le domaine aérospatial, ont des applications nécessitant de hauts niveaux de fiabilité. L'un des objectifs de cette thèse est d'apporter une amélioration de la fiabilité des GMPs tout en conservant la densité de puissance des machines synchrones à aimants permanents.

---

<sup>5</sup> Electronique de puissance : Partie de l'électronique qui a pour rôle de gérer la puissance électrique, sa mise en forme et son transfert. Elle regroupe tous les composants électroniques de puissance et de protection.

### I.3 - Environnement de la thèse

Depuis bientôt trois ans, la société Keep'Motion explore les possibilités qu'offrent les machines multiphases (le terme « multiphase » sera retenu dans ce manuscrit pour caractériser les machines polyphasées ayant plus de trois phases). Pour aller plus loin avec ces machines, il est indispensable d'avoir une électronique de puissance et une commande adaptées pour obtenir un résultat avec un bon rendement et ainsi exploiter au maximum les performances des machines synchrones multiphases.

Un projet d'optimisation global a donc été engagé pour développer un GMP adapté aux contraintes de la mobilité électrique. Ce projet global a été scindé en trois sujets de recherche. Le premier s'intéresse à la machine électrique, le second à l'intégration de l'électronique et le troisième à la commande de l'ensemble. La figure 3 donne une illustration des interactions entre les différentes parties de ce codéveloppement. C'est dans ce cadre que les objectifs de recherche de cette thèse seront développés. Nous nous concentrerons plus particulièrement sur l'aspect commande et la recherche d'une grande fiabilité.

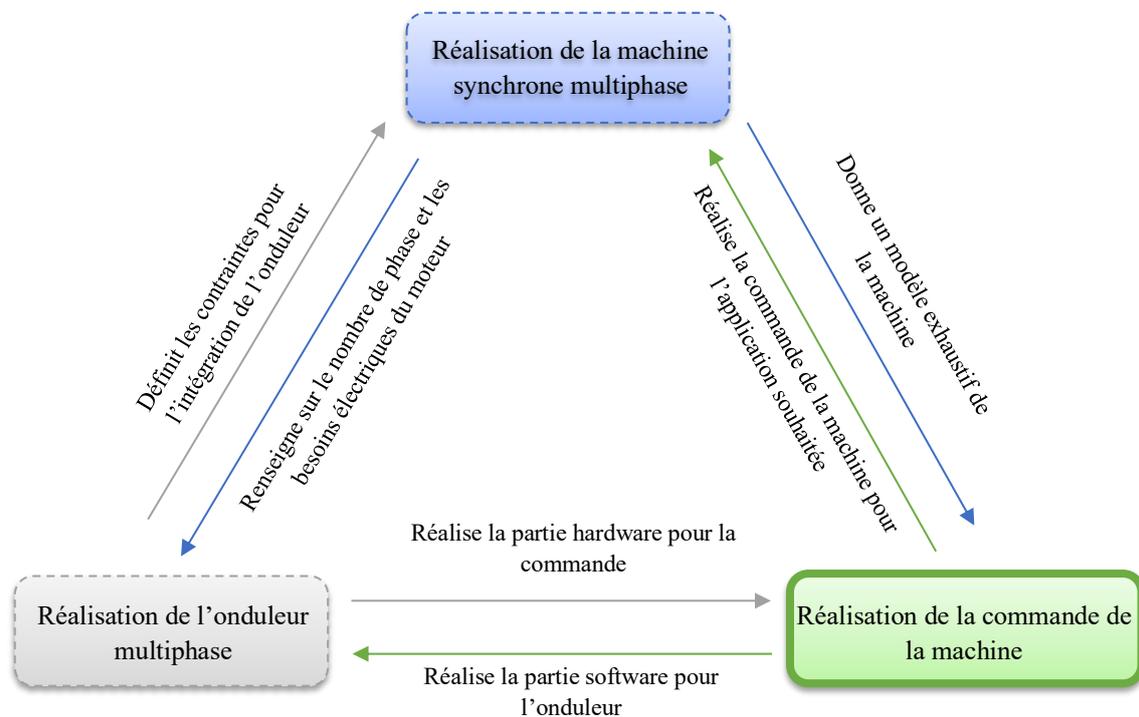


Fig. 3 : Découpage et organisation du projet global.

Cette thèse est réalisée dans le cadre d'une convention CIFRE<sup>6</sup> entre le laboratoire Ampère et la société Keep'Motion. Le laboratoire Ampère est spécialisé, entre autres, dans le contrôle-commande de machine électrique et dans l'électronique de puissance. Basé sur le campus LyonTech-la Doua à Villeurbanne (69), il est à proximité de l'entreprise Keep'Motion, basée elle à Luzinay (38), dans la campagne lyonnaise. Cette proximité permet de bénéficier facilement des ressources de ces deux entités : les moyens de prototypage rapide et les instruments de mesure du laboratoire, ainsi que les machines sur mesure de l'entreprise.

<sup>6</sup> CIFRE : Acronyme de Convention Industrielle de Formation par la REcherche.

## II - Contexte scientifique

Ce travail de recherche vise à concevoir un groupe motopropulseur résilient aux défauts, basé sur une machine synchrone à aimants permanents. L'objectif est de garantir la résilience aux défauts, tout en maintenant une forte densité de puissance. Autrement dit, la structure du GMP doit garantir le fonctionnement, même partiel, de la machine dans son application et permettre une densité de puissance acceptable pour l'application. De plus, les performances du GMP en défaut doivent pouvoir être estimées a priori. Comme nous allons le voir par la suite, la fiabilité nous pousse à choisir des machines à plus de trois phases et à les piloter enroulement par enroulement. Cette segmentation requiert alors une commande décentralisée spécifique afin de maximiser la fiabilité du GMP.

Beaucoup de structures tolérantes aux défauts sont proposées dans la littérature [17] [18] [19] [20] [21]. Notre approche diffère de ces dernières par le fait que nous souhaitons décentraliser la commande. Il existe aussi des commandes décentralisées permettant le fonctionnement de la machine en cas de défaut d'une partie de la commande [22] [23]. Ce type de commande est souvent implémenté en  $N$  systèmes triphasés (Fig. 4). La commande décentralisée à  $N$ -étoiles consiste à séparer une machine à  $N$  enroulements ( $N > 3$ ) en  $N$  sous-groupes équilibrés de  $M$  enroulements appartenant à des phases différentes. Les enroulements appartenant à un même sous-groupe sont câblés en étoile. Une commande utilisant un modèle de Park<sup>7</sup> pour chaque sous-groupe est alors appliquée. Chaque sous-groupe est alors quasiment indépendant. Ils sont liés par la vitesse de rotation de la machine qui est unique.

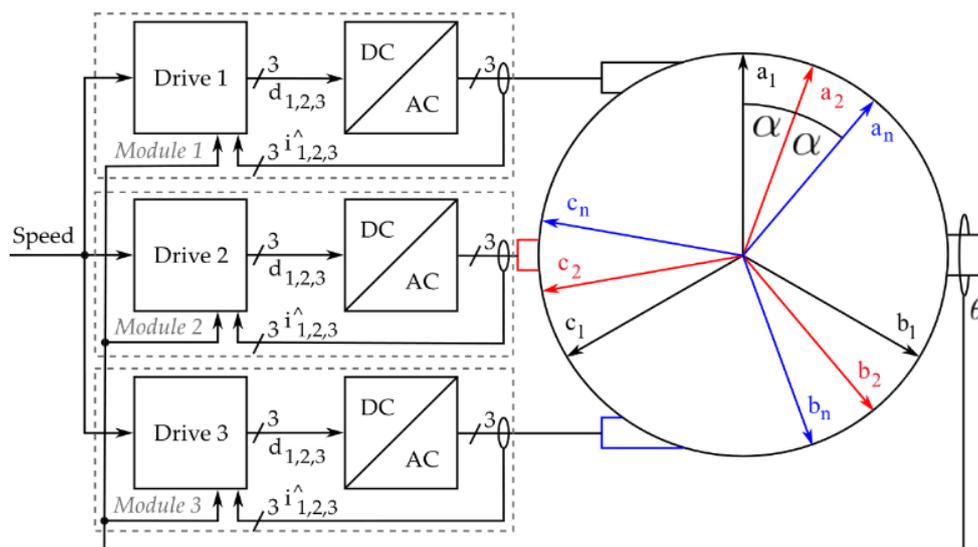


Fig. 4 : Schéma d'une commande décentralisée en trois systèmes triphasés [23].

Nous souhaitons pousser le concept de décentralisation au niveau de chaque enroulement de la machine afin d'augmenter la résilience globale du GMP. La commande décentralisée par enroulement consiste à séparer chaque enroulement de la machine pour les commander indépendamment. Localement, la commande asservit le courant dans l'enroulement en fonction de la consigne et du retour de position (Fig. 5).

<sup>7</sup> Modèle de Park : Modèle couramment utilisé dans les commandes de machines électriques permettant de simplifier la commande des courants.

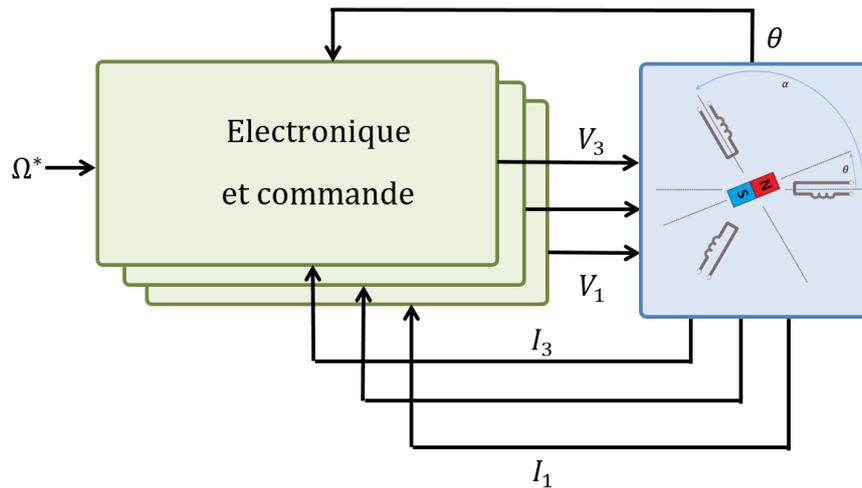


Fig. 5 : Schéma de l'architecture proposée pour une machine triphasée à trois enroulements.

Cette segmentation entraîne deux problématiques. La première est le contrôle d'un enroulement de la machine sans pouvoir mesurer le courant dans les autres enroulements. La seconde est la commande d'un courant sinusoïdal à forte dynamique lorsque la machine est à vitesse de rotation importante.

### III - Plan

Ce manuscrit est articulé en plusieurs chapitres, organisés dans l'ordre de conception d'un GMP résilient aux défauts. Le premier chapitre présente les notions de base des machines synchrones à aimants permanents (MSAPs), les notations employées ainsi que la modélisation des MSAPs. Le chapitre II explique le principe de disponibilité et décrit la méthode de recherche de l'architecture du GMP résilient. Le Chapitre III présente la machine triphasée à bobinage ouvert réalisée sur mesure pour ce travail de recherche et valide le calcul théorique de disponibilité du Chapitre II. Après ces deux chapitres caractérisant la partie matérielle du GMP, le Chapitre IV expose la commande et sa validation par simulation. Le Chapitre V présente le banc de test réalisé ainsi que les résultats expérimentaux obtenus. Le Chapitre VI aborde une machine à onze phases spécialement conçue pour les applications de haute fiabilité et l'adaptation de la commande à cette machine.

# Chapitre I – Machine synchrone à aimants permanents et sa modélisation

## I-1. Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est basé sur l'entraînement du champ magnétique du rotor par le champ magnétique du stator. Les pôles Nord (respectivement Sud) du stator attirent les pôles Sud (respectivement Nord) du rotor. De plus, les pôles Nord (respectivement Sud) du stator repoussent les pôles Nord (respectivement Sud) du rotor. Lorsque les pôles Nord (respectivement Sud) du rotor sont alignés avec les pôles Sud (respectivement Nord) du stator, le couple est alors nul car les forces engendrées par l'attraction des pôles est parfaitement radiale et isotrope (Fig. I.1a). Un couple apparaît dès lors que les pôles du stator sont en avance ou en retard sur les pôles du rotor (Fig. I.1b). Le couple maximum est atteint lorsque les pôles du stator sont décalés de  $\frac{\pi}{2}$  des pôles du rotor dans le repère électrique (Fig. I.1c).

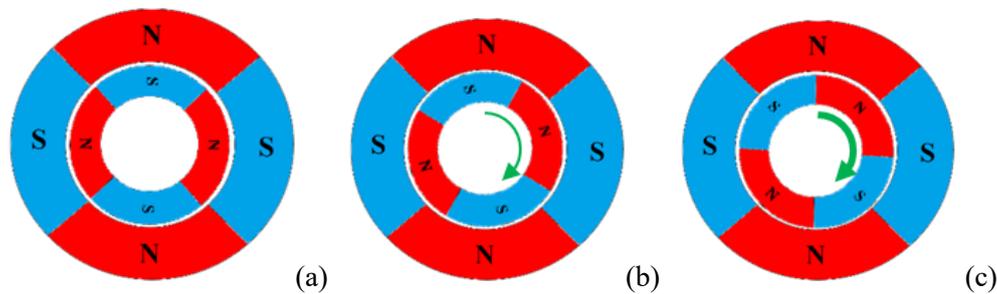


Fig. I.1 : Couple (flèche verte) en fonction de la position relative des pôles rotor et stator.

Les pôles du rotor sont formés par des aimants permanents. Les pôles du stator sont créés par la circulation de courants électriques dans les enroulements statoriques. L'intensité des courants et leur sens détermine la nature du pôle généré (Nord ou Sud) et son intensité (niveau d'induction magnétique H). Le couple est fonction de l'intensité des pôles et de l'angle de décalage entre les pôles du rotor et les pôles du stator. En fonctionnement normal, les champs magnétiques rotorique et statorique des machines synchrones tournent à la même vitesse. La vitesse de rotation des champs magnétiques est donc la vitesse de rotation du rotor de la machine. Les pôles du stator sont fixes par rapport au rotor en fonctionnement normal et en régime établi.

## I-2. Présentation générale du stator

Le stator est la partie fixe de la machine. C'est un organe électromagnétique et mécanique de la machine et supporte donc, à ce titre, plusieurs fonctions. C'est souvent lui qui est à l'origine de défaut et c'est aussi lui qui permet de contrôler la machine. C'est pourquoi nous y apportons une attention particulière.

### I.2.1. Structure magnétique

Le stator a d'abord un rôle électromagnétique. C'est l'un des deux composants électromagnétiques de la machine (le second étant le rotor). Il a en effet pour rôle de générer des flux magnétiques en collaboration avec le rotor dans le but de créer un couple : la fonction principale de la machine. Cette fonction est assurée par des enroulements de conducteurs électriques qui génèrent une force magnétomotrice. Cette force magnétomotrice est guidée par un conducteur magnétique, généralement réalisé en tôles de Fer/Silicium empilées et isolées entre elles. Ce conducteur magnétique présente des encoches. Cela fait apparaître une denture et une partie pleine : la culasse. Des enroulements de fil conducteur électrique sont insérés dans les encoches. Le stator est ainsi une structure permettant de

transformer l'énergie électrique fournie aux enroulements en force magnétomotrice. Le contrôle des courants électriques dans les enroulements statoriques permet le contrôle des flux magnétiques dans le stator.

Du fait de la rotation du champ magnétique, le stator est soumis à une magnétisation variable qui entraîne des pertes dans son conducteur magnétique. Ces pertes, appelées pertes fer, peuvent se décomposer en deux parties. La première est due à l'induction de courants électriques dans le conducteur magnétique, appelés courants de Foucault, entraînant un effet Joule. Ce phénomène apparaît dans tous les matériaux conducteurs électriques dans un champ magnétique variable. La seconde source de perte fer est due à l'hystérésis de l'aimantation du matériau magnétique. Ce cycle d'aimantation est décrit par différents modèles. On peut par exemple citer le modèle de Stoner-Wohlfarth [24], le modèle de Preisach [25] ou encore le modèle de Jiles-Atherton [26]. L'alignement et la relaxation des domaines magnétiques du matériau demandent une certaine énergie et donc des pertes. Cela est vrai pour tous les matériaux magnétiques dont la magnétisation change au cours du temps. Les pertes fer s'additionnent aux pertes par effet Joule dans les conducteurs électriques dues aux courants qui les traversent. Ces pertes sont les principales pertes des machines électriques. La chaleur qui en résulte doit être évacuée par un système de refroidissement ou par convection naturelle.

C'est le parcours du courant électrique dans le stator qui nous intéresse. C'est en effet la section enlacée par les courants qui va déterminer les forces magnétomotrices induites dans le stator. De nombreux physiciens et chercheurs du XVIIIe et XIXe siècle ont contribué à établir les fondements de l'électromagnétisme. On peut citer par exemple Maxwell, Faraday, Volta, Ohm, Joule... La circulation des courants électriques et leur impact sur les flux magnétiques sont étudiés avec les lois bien connues de l'électromagnétisme édictées par Ampère (Fig. I.2) et Kirchhoff (Fig. I.3).

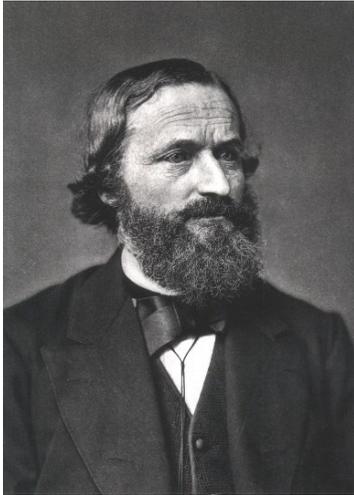
*Théorème d'Ampère : « La circulation du champ magnétique  $\vec{B}$  le long d'un contour C orienté et fermé, que l'on appelle contour d'Ampère, est égale à la somme algébrique des courants qui traversent la surface délimitée par C. »*

*Fig. I.2 : Portrait d'André-Marie Ampère (1775 - 1836) [27].*



La loi d'Ampère permet de faire le lien entre le courant circulant dans les enroulements et le flux magnétique qu'ils embrassent. Elle permet de décrire les interactions électromagnétiques qui existent entre les enroulements de la machine de par sa construction. Nous verrons ces interactions dans la suite de ce chapitre.

Selon la loi des nœuds de Kirchhoff, la somme des courants électriques sur tout contour fermé est nulle. Aucun courant ne peut sortir ou entrer dans le système électrique étudié (sans revenir/ressortir). Un courant électrique effectue donc toujours une boucle (une spire) à l'intérieur du système étudié.



Lois des nœuds de Kirchhoff : « *La somme des intensités des courants qui entre par un nœud est égale à la somme des intensités des courants qui sortent du même nœud.* »

Lois des mailles de Kirchhoff : « *Dans une maille d'un réseau, la somme algébrique des différences de potentiel le long de la maille est nulle.* »

Fig. I.3 : Portrait de Gustav Robert Kirchhoff (1824 - 1887) [28].

Un bobinage statorique est la façon dont sont agencés les différents conducteurs électriques autour du conducteur magnétique. Mathématiquement, l'étude d'un bobinage est un problème de topologie, au sens où elle se caractérise par l'étude géométrique des contours fermés de courant et de flux. La loi des nœuds permet de donner les contraintes de circulation des courants de la même manière que la loi d'Ampère donne les contraintes aux circulations des flux. Cette approche est très large et permet d'analyser tout type de système électromagnétique.

Nous choisissons une vision plus pragmatique (et plus classique) en réduisant le problème au cas commun des machines électriques, c'est-à-dire des spires de conducteur électrique autour des dents du stator. La figure I.4 schématise le parcours des flux magnétiques dans la machine. Le stator est alors coupé en deux parties, le côté culasse et le côté entrefer (côté rotor). Les flux magnétiques passent d'un côté à l'autre via les dents du stator et donc à travers les spires du bobinage. Les flux magnétiques forment des boucles et encerclent les conducteurs électriques. Le bobinage est alors la façon de répartir les forces magnétomotrices sur la surface des dents du stator. La somme des flux sur cette surface est nulle, ce qui engendre des couplages entre les différents enroulements du bobinage : les inductances mutuelles. Il existe des flux dit « de fuite » qui sont les flux magnétiques qui ne suivent pas le flux principal et qui ne passent pas par les enroulements et le stator. On cherche à limiter ces flux de fuite lors de la conception de la machine.

On peut aussi observer ces flux sur la figure I.5 qui montre les lignes iso-potentiel magnétique dans une MSAP triphasée à quatre paires de pôles (simulation par éléments finis). Cette vue en coupe transversale permet de voir que les flux magnétiques se concentrent dans les conducteurs magnétiques faisant apparaître les contours de la denture du stator et les pôles du rotor. Les lignes iso-potentiel magnétique isolées sont dues à des flux de fuites.

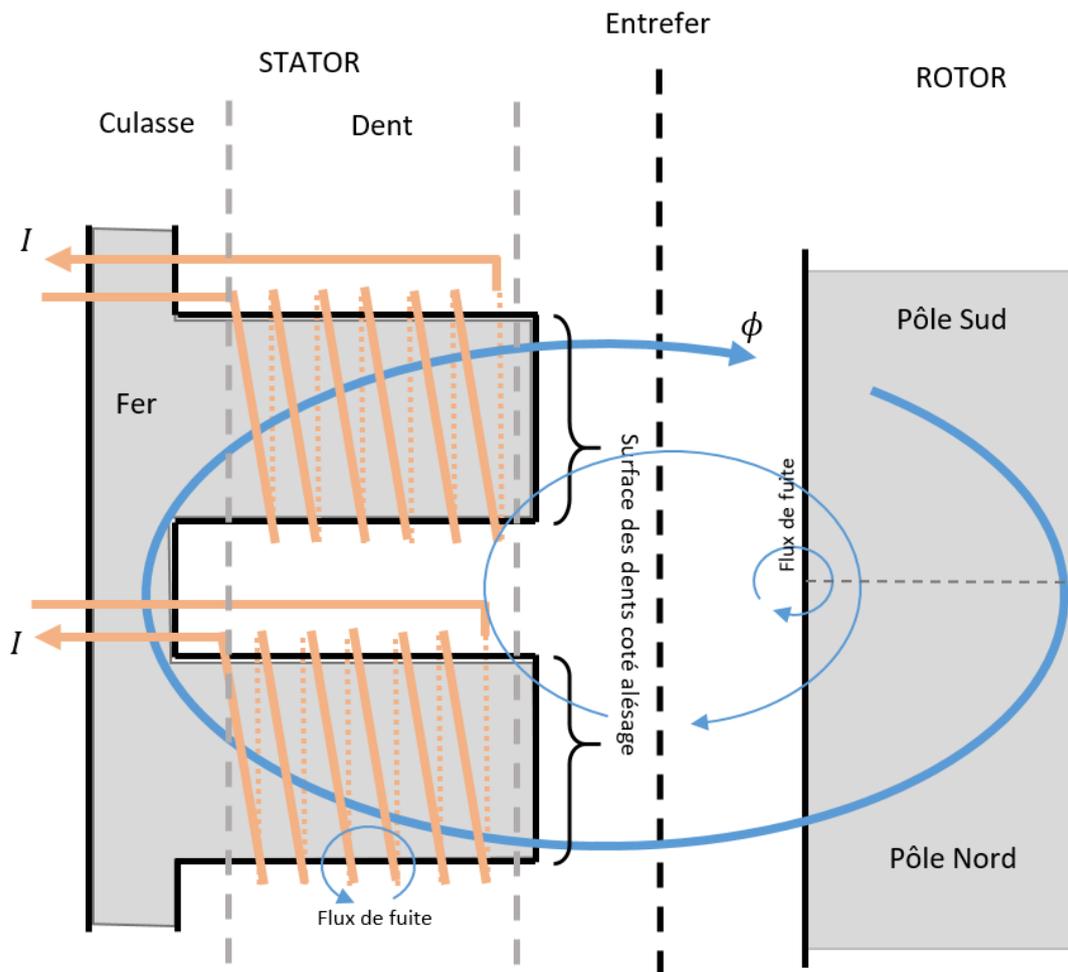


Fig. I.4 : Schéma de la circulation des courants électriques et des flux magnétiques.

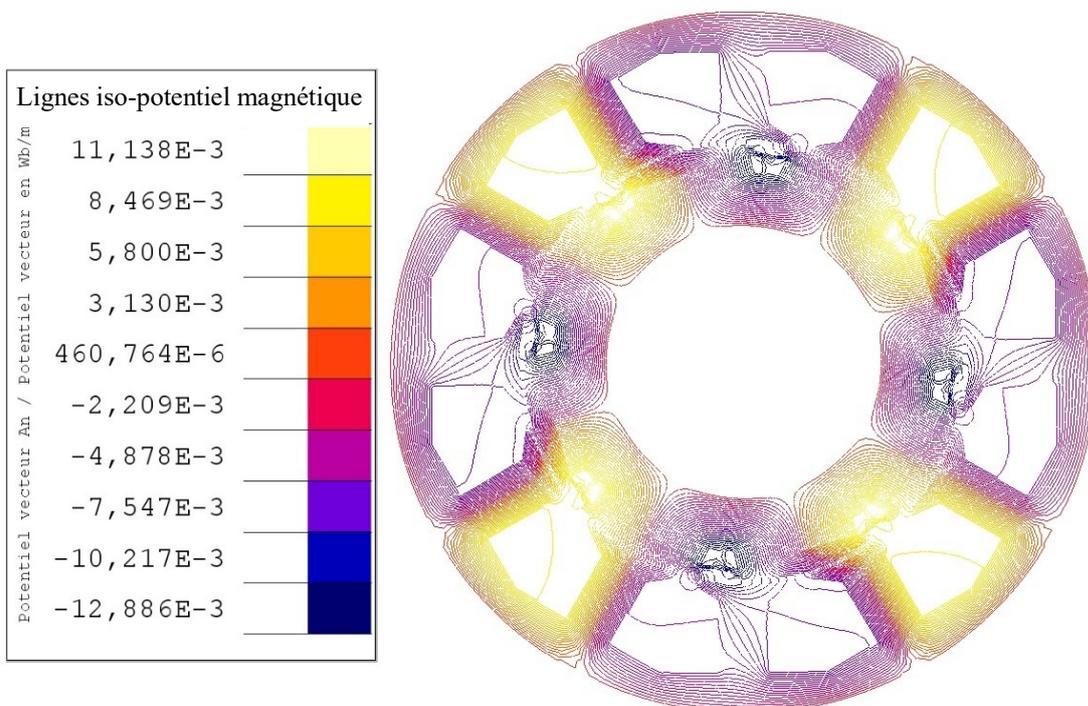


Fig. I.5 : Lignes iso-potentiel magnétique dans une MSAP (échelle en Wb/m).

### I.2.2. Bobinages statoriques

Différents types de bobinages ont fait leur apparition et sont devenus, au cours du temps et par leur démocratisation, des standards. Ces différents types de bobinage peuvent être répartis ou sur dent, concentriques ou non, à pas diamétral ou raccourcis. Ces caractéristiques décrivent le positionnement des spires de conducteur dans le stator et donc le mode de fonctionnement de la machine électrique, c'est-à-dire les courants à appliquer en fonction de la position du rotor. Il est nécessaire de définir clairement les termes relatifs au bobinage pour une meilleure compréhension :

- Spire : Fil électrique enlaçant une surface (Fig. I.6a). Une spire est assimilable à un contour orienté dans le sens positif du courant.
- Section : Ensemble de spires connectées en série et enlaçant la même surface (Fig. I.6b). Une section peut être constituée d'une seule spire.
- Enroulement : Ensemble de sections connectées en série (Fig. I.7a) et/ou en parallèle (Fig. I.7b), présentant deux terminaisons électriques. Un enroulement peut être constitué d'une seule section.
- Câblage : Ensemble des connexions des enroulements de la machine (Fig. I.8). Il en ressort un certain nombre de terminaisons électriques.
- Bobinage : Structure globale de positionnement et de connexion des spires dans la machine.

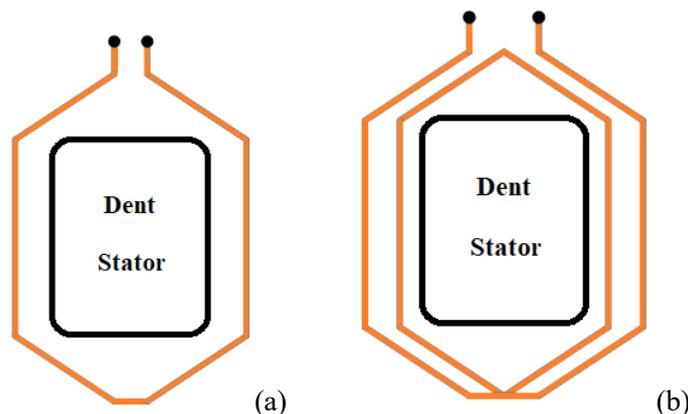


Fig. I.6 : Schéma d'une spire (a) et d'une section (b).

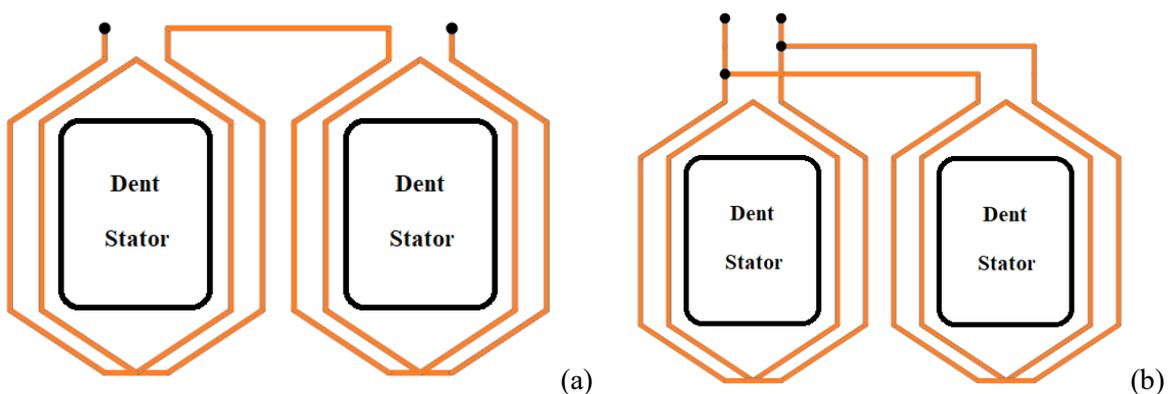


Fig. I.7 : Schéma d'un enroulement constitué de deux sections en série (a), en parallèle (b).

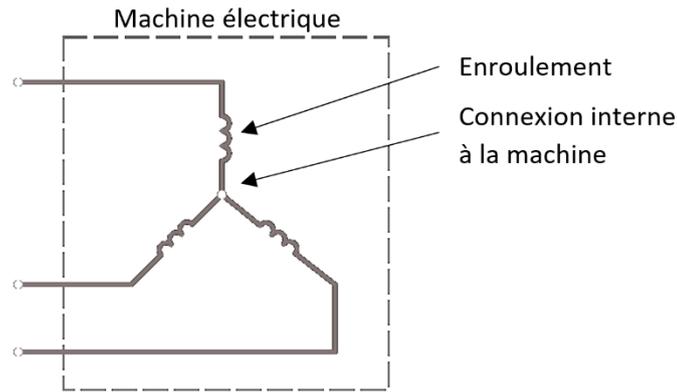


Fig. I.8 : Machine électrique câblée en étoile.

Nous nommons « enroulements physiques » les enroulements dont les sections sont connectées dans la machine et ne sont donc plus modifiables facilement. Ces enroulements physiques peuvent ensuite être connectés entre eux en dehors de la machine. Un cas classique est la boîte à bornes sur les machines industrielles permettant de câbler la machine en étoile ou en triangle. Nous nommons « enroulement apparent » les enroulements « créés » par la connexion de plusieurs enroulements physiques entre eux en dehors de la machine. Ces enroulements apparents sont ceux vus par la source d'alimentation électrique. Un enroulement apparent peut être constitué d'un seul enroulement physique. On définit l'équivalence entre deux enroulements (physiques ou apparents), au sens qu'un même courant entraîne les mêmes forces magnétomotrices, sous le terme « enroulements équivalents ». Dans le cas où une notion est applicable indifféremment à un enroulement physique ou apparent, nous parlerons simplement d'enroulement. Le terme « enroulement » peut aussi faire référence à un élément enroulé. Dans ce cas, nous spécifions ce dont il s'agit, par exemple « enroulement de fil ».

Le câblage entre différents enroulements physiques peut être en étoile (avec ou sans fil de neutre, Fig. I.9a et I.9b), en triangle (Fig. I.9c) ou d'autres combinaisons comme plusieurs étoiles ou plusieurs triangles pour les machines avec plus d'enroulements. Il est aussi possible que les terminaisons électriques de chaque enroulement physique soient accessibles à la source d'alimentation et non connectés entre elles. On parle alors de bobinage ouvert (Fig. I.9d).

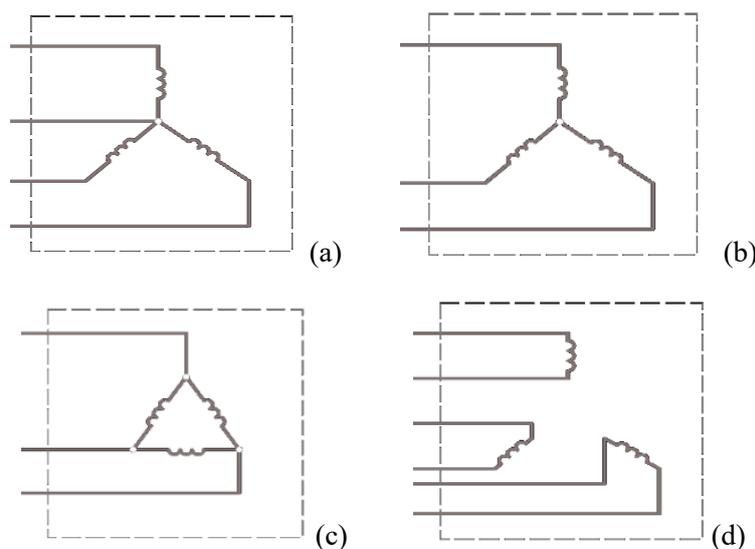


Fig. I.9 : Câblages étoile avec et sans neutre relié (a et b), triangle (c) et bobinage ouvert (d).

### I.2.3. Conducteurs électriques

Etant donné qu'il supporte le bobinage sous tension, le stator doit garantir une isolation électrique des enroulements entre eux et par rapport à la carcasse. Cette isolation est indispensable pour la sécurité des personnes en contact avec la machine et pour le bon fonctionnement de cette dernière. Un défaut d'isolation est souvent cause de défaillance de la machine.

Les conducteurs électriques sont dans la grande majorité des cas réalisés par enroulement de fil de cuivre isolé. Le fil peut être rond ou méplat (Fig. I.10a et I.10b). Il existe aussi des conducteurs creux permettant la circulation d'un liquide de refroidissement à l'intérieur. Le conducteur électrique peut aussi être moulé (en cuivre ou en aluminium).

Le fil est isolé par un revêtement isolant en émail, en PEEK<sup>8</sup> ou autre isolant en fonction de la tenue en tension et en température souhaitée. Les enroulements de fil sont isolés électriquement du conducteur magnétique par des matériaux isolants tels que des feuilles de Nomex ou de plasto-mica. Les enroulements de fil peuvent être aussi imprégnés de vernis ou coulés dans une résine époxy. Cette résine a un rôle d'isolant électrique et un rôle de maintien mécanique. Il existe des normes qui s'appliquent au fil de bobinage qui peut alors être classé dans une classe thermique (cf. tableau des classes thermiques en Annexe 1).

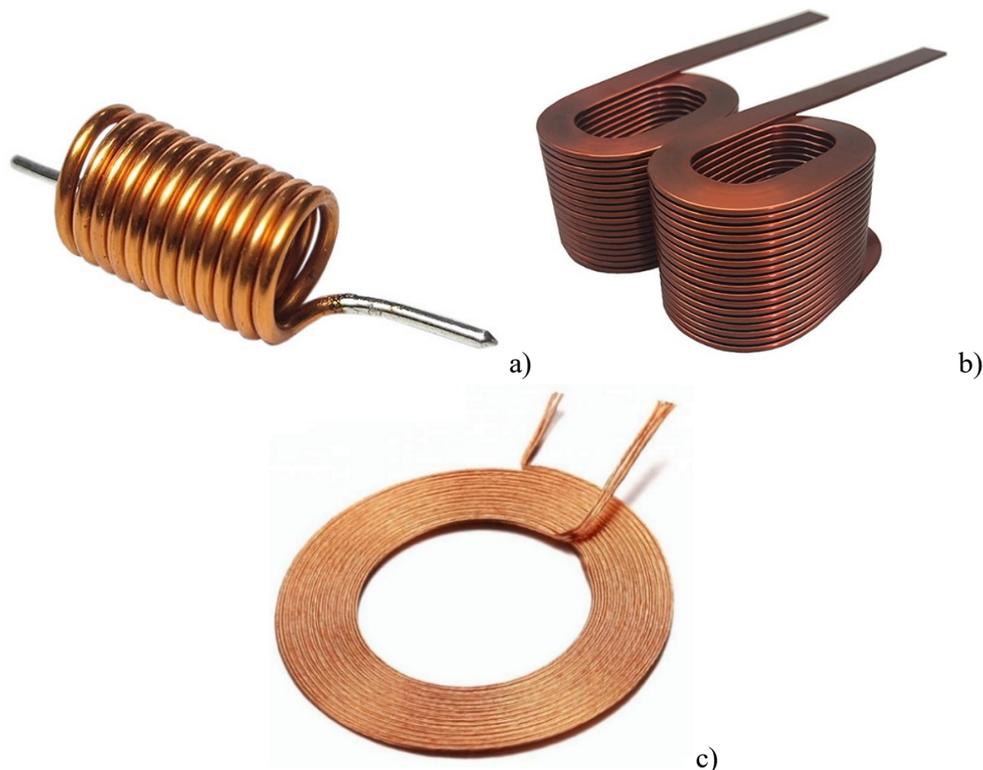


Fig. I.10 : Différents types de fil de cuivre : fil rond (a), fil méplat (b), fil de Litz (c).

La section du conducteur dépend du courant qui doit le traverser. On admet généralement  $8\text{A}/\text{mm}^2$  dans un conducteur en cuivre pour des machines de quelques kilowatts refroidis par convection naturelle dans l'air. Cette valeur dépend de la capacité du système de refroidissement à extraire la chaleur de la machine. Un refroidissement par circulation d'eau autour du stator peut permettre d'atteindre une densité de courant de  $12\text{A}/\text{mm}^2$ .

<sup>8</sup> PEEK : Abréviation de PolyEtherEtherKetone, un polymère isolant permettant d'utiliser le fil isolé jusqu'à  $300^\circ\text{C}$ .

Ensuite, dans le cas d'un conducteur bobiné, la forme du conducteur (rond ou méplat) est choisie en fonction de la géométrie du stator et des courants qui y circulent, l'objectif étant de remplir au maximum les encoches de conducteur électrique pour réduire la résistance du bobinage. Dans le cas de fréquence élevée induisant une épaisseur de peau inférieure à l'épaisseur du conducteur, il est possible d'utiliser un fil de Litz (Fig. I.10c). Le fil de Litz est un ensemble de conducteurs isolés entre eux et torsadés entre eux admettant ainsi des courants de fréquence plus élevée qu'un fil plein tout en ayant la même section de conducteur. Cette solution est cependant plus onéreuse et réduit le coefficient de remplissage.

Enfin, le choix de la technologie de bobinage est aussi fait en fonction du coût alloué à l'opération de bobinage et des moyens de bobinage existant. Les machines à forte valeur ajoutée sont en général moins contraintes par l'aspect économique.

#### I.2.4. Rôle mécanique

Le stator a aussi un rôle mécanique. Il supporte le bobinage statorique et sa denture est le point d'appui du couple de la machine. En effet, le couple impose des efforts tendant à faire fléchir les dents du stator en sens opposé au couple. Ces efforts sont transmis du stator à la carcasse puis de la carcasse au châssis de la machine via des moyens de fixation. Ces moyens de fixation peuvent se présenter sous la forme de fixation vis/écrous, de clavetage ou bien de serrage (frettage), par exemple entre le stator et la carcasse. La rigidité mécanique du stator doit être suffisante pour minimiser sa déformation malgré les forces qui lui sont appliquées. Ce point est important pour maintenir constant l'espace entre le rotor et le stator, que l'on appelle entrefer. Une variation de l'entrefer engendre une variation de l'impédance de la machine, ce qui peut être problématique pour la commande de la machine. Ce genre de déformation est considéré comme un défaut mécanique. La figure I.11 illustre les contraintes engendrées par le frettage d'un stator dans sa carcasse (simulation par éléments finis).

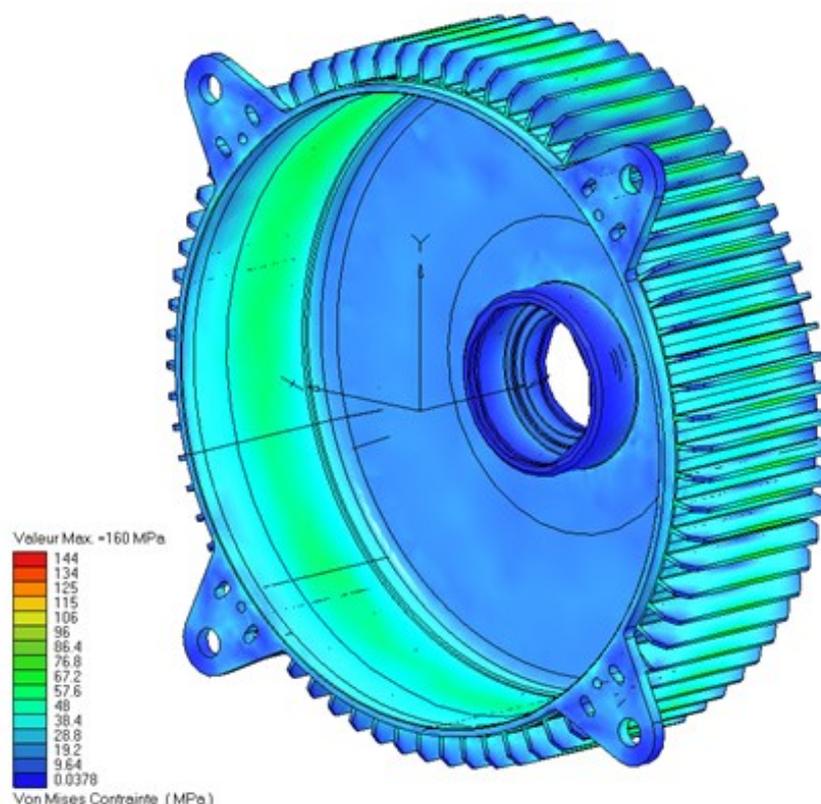


Fig. I.11 : Résultats de calcul des contraintes liées au frettage du stator dans la carcasse.

### I-3. Présentation générale du rotor

Le rotor est la partie tournante qui supporte les forces magnétiques et qui transmet le couple à l'arbre de la machine. Le rotor a donc une fonction mécanique et les contraintes qui lui sont liées. Il doit pouvoir supporter le couple de la machine et résister aux forces de centrifugation lorsque la machine est en rotation. La figure I.12 illustre les contraintes et les déformations engendrées sur le rotor d'une machine par son couple nominal (résultats de simulation par éléments finis).

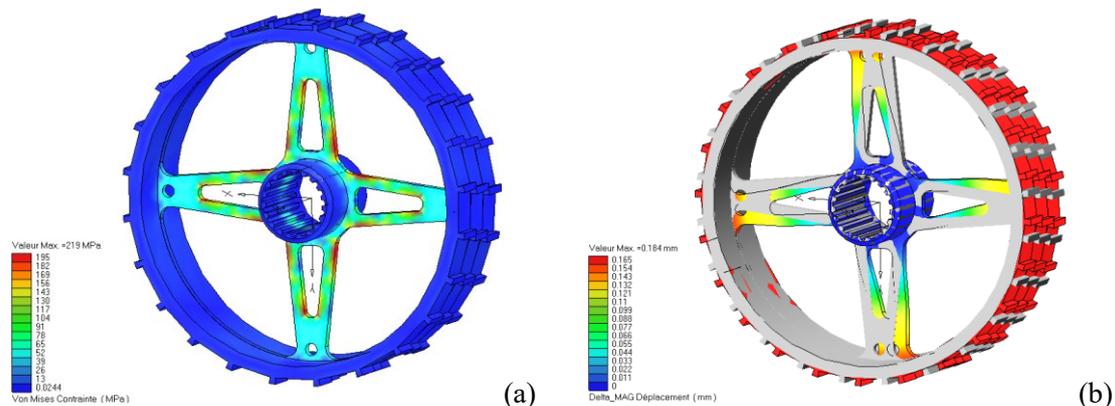


Fig. I.12 : Contraintes (a) et déformations (b) d'un rotor soumis au couple nominal de la machine.

Le rotor a bien sûr un rôle magnétique majeur. Il doit créer (et guider) les flux magnétiques en accord avec le stator pour générer un couple. Pour cela, le rotor est réalisé dans un matériau magnétique. A la différence du stator, le rotor peut être en matériau conducteur électrique plein car la variation de l'induction qu'il subit est généralement négligeable. En effet, la principale source de variation de l'induction dans le rotor est la denture du stator. Les pertes par courant de Foucault engendrées à la surface du rotor sont faibles. Magnétiquement, le rotor d'une machine synchrone se caractérise par son nombre de pôles magnétiques et la technologie employée pour le réaliser. On notera  $P$  le nombre de paires de pôles.

Afin de garantir les fonctions magnétiques du rotor d'une machine synchrone, différentes technologies sont disponibles. Les trois principales sont les rotors bobinés, les rotors à aimants permanents et les rotors à réluctance variable. Il existe aussi des rotors à technologie hybrides comme par exemple les rotors à réluctance variable assisté par aimants permanents.

La technologie du rotor bobiné est très ancienne (avant 1890) [29]. Le principe est de réaliser des enroulements de conducteurs électriques autour des pôles du rotor et de les alimenter avec un courant continu. L'alimentation de ces enroulements rotoriques se fait généralement via un collecteur à bagues en cuivre (Fig. I.13) sur lesquelles viennent frotter des balais, généralement en graphite.

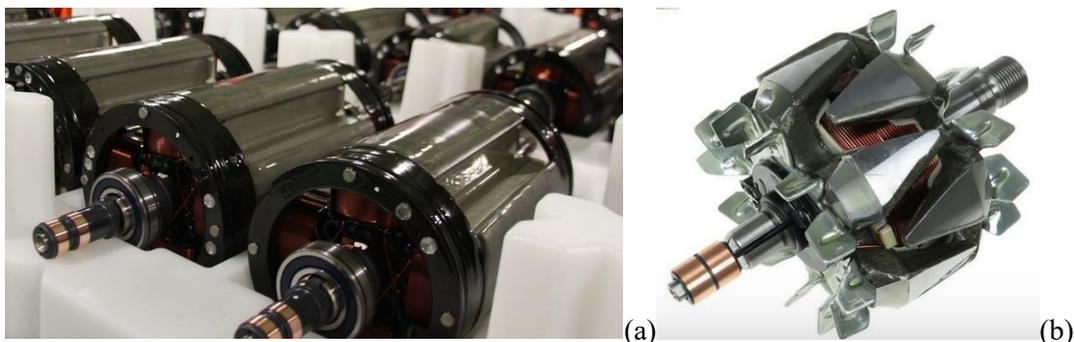


Fig. I.13 : Rotor bobiné de la Renault Zoé [30] (a) et d'un alternateur-démarrreur [31] (b).

Les rotors à réluctance variable sont, quant à eux, uniquement composés d'un conducteur magnétique. Ils ne créent pas d'induction magnétique à proprement parler (hormis une faible rémanence) [5]. Ce type de rotor fonctionne en guidant les flux magnétiques du stator de manière radialement anisotrope, permettant au stator d'avoir une prise magnétique sur le rotor.

Des technologies hybrides existent comme les rotors à réluctance variable assistés par aimants permanents permettant de réduire la quantité d'aimants et donc le coût du rotor. Ces différentes technologies ont chacune leurs avantages et inconvénients. Nous nous intéressons ici aux MSAP et donc aux rotors à aimants permanents.

La technologie des rotors à aimants permanents est plus récente et est aussi celle dont les avancées ont été les plus spectaculaires. Cela est notamment dû à l'évolution des matériaux utilisés pour réaliser les aimants permanents. L'augmentation de la rémanence des aimants permanents a permis d'augmenter le flux magnétique induit dans le stator. Cela a permis de réduire la quantité d'aimants et donc la masse et l'inertie du rotor.

Cette technologie présente trois défauts majeurs. Le premier est qu'en cas de court-circuit d'un enroulement au stator, il n'est pas possible d'interrompre l'induction de flux magnétique dans le stator due aux aimants du rotor en rotation. Cela implique qu'un courant est induit dans le court-circuit du stator tant que la machine est en rotation. Une modélisation de ce genre de défaut est donnée par [32]. Le second défaut est que les aimants permanents peuvent être démagnétisés. Dans ce cas, la machine ne peut plus fournir son couple initial. Cela peut se produire lorsque la température des aimants est élevée et qu'une induction magnétique de sens différent leur est appliquée. Lorsque l'induction dépasse le champ coercitif de l'aimant, celui-ci perd son aimantation initiale. Le troisième défaut est que la fabrication d'aimant permanent, notamment à base de Néodyme, est polluante et fortement dépendante de la Chine et plus généralement du contexte géopolitique. C'est un point rebutant pour beaucoup d'industriels.

#### I-4. Notion de phase

Le nombre de phases électriques  $\mathcal{M}$  est très important dans une machine. Il a un impact sur les ondulations de couple et de courant lors de la rotation. C'est aussi un critère dans l'étude de la fiabilité de la machine (cf. II.3.1).

Nous définissons le nombre de phases électriques dans une machine comme le nombre de courants électriques déphasés. Typiquement, il y a trois phases dans une machines triphasée (comme son nom l'indique) car les trois forces électromotrices (FEMs) induites de la machine en fonctionnement normal sont déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$ . Dans le cas d'une machine à  $\mathcal{M}$  phases, les FEMs sont déphasées de  $\frac{2\pi}{\mathcal{M}}$ .

Une problématique arrive pour les machines à nombre pair de phases, comme les machines à six phases, souvent alimentées par deux onduleurs triphasés pour des raisons de redondance. Dans ce cas, le déphasage est souvent de  $\frac{2\pi}{6}$  (Fig. I.14b). Il y a alors en effet six FEM déphasées de  $\frac{\pi}{3}$ . Cependant, les couples générés par les six enroulements sont en phase deux par deux (enroulements appartenant à une même phase, modulo  $\pi$ ). Magnétiquement, cette machine est équivalente à une machine triphasée à six enroulements dont trois sont connectés en sens inverse à la source électrique. Du point de vue magnétique, il n'existe alors que trois phases et non six (Fig. I.14a). Ce type de machine est donc triphasé et peut d'ailleurs être câblé comme tel.

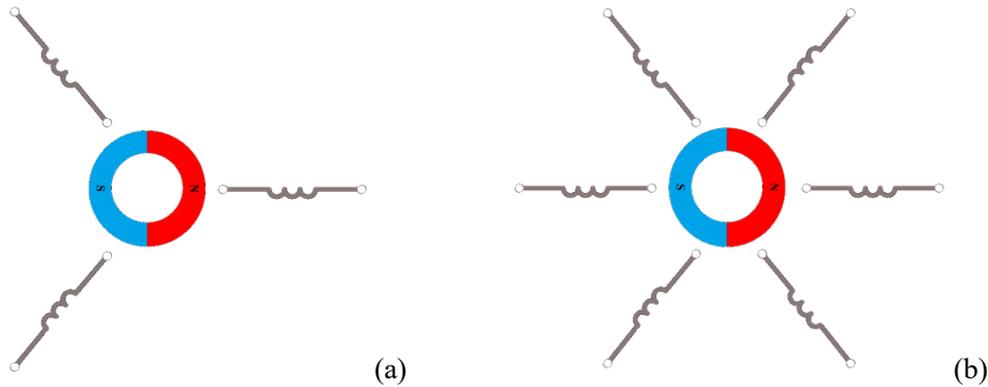


Fig. I.14 : Schéma de machines triphasées à un (a) et deux (b) enroulements par phase.

Une machine à six phases est donc, d'après la définition proposée ici, une machine dont les FEMs sont déphasées de  $\frac{\pi}{6}$  (Fig. I.15b) et non  $\frac{2\pi}{6}$  (Fig. I.15a). Dans le cas général et afin de ne pas changer de définition entre les machines à nombre de paires de pôles pair et impair, une machine à  $\mathcal{M}$  phases présentera des FEM déphasées de  $\frac{\pi}{\mathcal{M}}$  modulo  $\pi$ . Le nombre de phases est alors défini sur une demi-période électrique, la seconde demi-période étant une répétition opposée de la première. Cette définition est très proche de la machine et s'acquitte des problématiques de câblage et d'alimentation de machine. Elle ne dépend que de la géométrie de la machine : le bobinage du stator et le nombre de pôles au rotor.

Plus simplement, on peut dire que deux enroulements appartiennent à la même phase si leurs FEMs induites sont proportionnelles sur une période électrique. Si ce n'est pas le cas, alors les deux enroulements appartiennent à deux phases différentes.

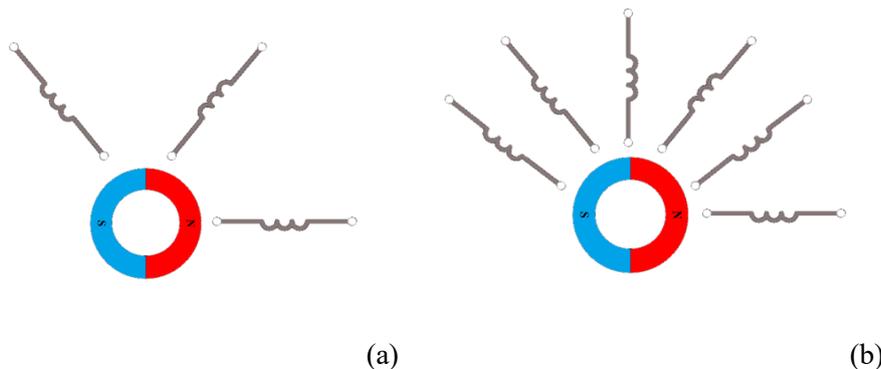


Fig. I.15 : Schéma d'une machine triphasée (a) et d'une machine à six phases (b).

## I-5. Repères et notations

Etant donné que la machine synchrone est l'interface entre une source électrique et une charge mécanique, un repère électrique et un repère mécanique sont définis dans cette partie. Nous verrons aussi le lien entre les deux et les différentes notations qui seront utilisées par la suite.

### I.5.1. Repère mécanique

Le repère mécanique est tout simplement le repère dont la référence est la partie fixe de la machine. On y définit un plan orthogonal à l'axe de la machine. Dans ce plan, on définit un point qui est le centre de l'axe de rotation de la machine et qui est l'origine du repère mécanique. Cela permet de décrire la position angulaire du rotor, des dents du stator et tous les vecteurs électriques et magnétiques que l'on verra par la suite (Fig. I.16).

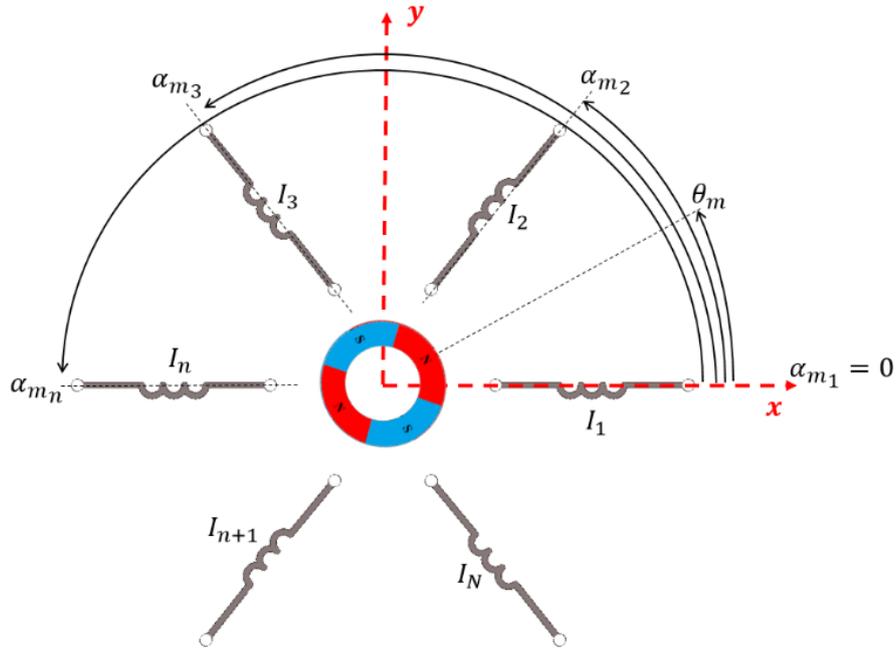


Fig. I.16 : Représentation d'une machine à N enroulements dans le repère mécanique.

On définit la position angulaire mécanique du rotor  $\theta_m$  et sa vitesse de rotation  $\Omega (= \frac{d\theta_m}{dt})$  positive dans le sens trigonométrique. On choisit qu'en  $\theta_m = 0$ , le rotor présente le centre d'un pôle Nord en face d'un pôle du stator appartenant à la première phase.

### I.5.2. Repère électrique

Le repère électrique permet de représenter plus simplement la machine d'un point de vue électromagnétique. En effet, lorsque la machine possède plusieurs paires de pôles magnétiques et qu'ils sont tous identiques, il est possible de n'en considérer qu'un seul. Cela permet aussi d'avoir un vecteur de champ magnétique résultant qui fait une rotation complète lorsque le rotor fait un tour électrique, c'est-à-dire lorsque l'état électrique de la machine a évolué et qu'il est revenu à son état initial.

Dans le cas d'une machine synchrone à une paire de pôles, une rotation du rotor dans le plan mécanique équivaut à une rotation dans le plan électrique. En effet, le rotor doit faire un tour complet pour que son pôle Nord soit à la même position par rapport au stator. Dans le cas d'une machine à deux paires de pôles, le rotor doit seulement faire un demi-tour mécanique pour que la partie du stator qui était en face du premier pôle Nord se retrouve face au second pôle Nord. Dans le cas d'une machine à P paires de pôles, le repère électrique peut donc être vu comme une surjection du repère mécanique selon l'application (I.1). On définit  $r_m$  et  $r_e$ , les normes des vecteurs respectivement dans les repères mécaniques et électriques.

$$\forall (r_m, \theta_m) \mapsto (r_e, \theta_e) \quad (I.1)$$

Tel que :

$$r_e = r_m \quad (I.2)$$

$$\theta_e = P\theta_m \text{ modulo } 2\pi \quad (I.3)$$

Le repère électrique est aussi appelé repère *abc* dans la littérature.

### I.5.3. Modèle des enroulements statoriques

La machine est composée d'un nombre  $N$  d'enroulements. Par la suite, on notera par un indice  $n$  toutes les grandeurs et éléments relatifs à un enroulement spécifique et par un indice  $m$  ceux relatifs à un autre enroulement. Chaque enroulement appartient à une des  $\mathcal{M}$  phases de la machine. Une phase peut contenir plusieurs enroulements, comme expliqué en I-4.

Une approche simple consiste à considérer les enroulements avec leur résistance  $R_n$ , leur inductance  $L_n$  et leur tension liée aux couplages  $V_{M_n}$  entre eux. Les enroulements sont aussi le siège d'une force électromotrice  $FEM_n$  induite par le rotor. Toutes ces composantes s'additionnent pour donner la tension  $V_n$  aux bornes de l'enroulement. La figure I.17 représente le schéma électrique équivalent d'un enroulement.

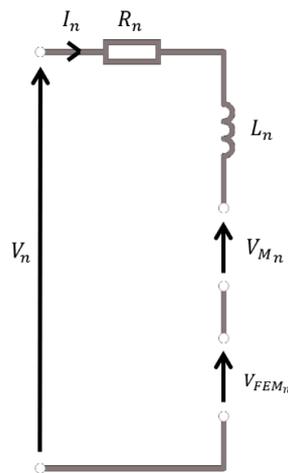


Fig. I.17 : Schéma électrique équivalent à un enroulement.

Ensuite, chaque enroulement crée un vecteur de champ magnétique élémentaire  $\vec{\phi}_n$  lié au courant  $I_n$  qui le traverse. Le vecteur créé a la même direction et le même sens que l'orientation de l'enroulement qui en est la source. La somme vectorielle des champs élémentaires donne le vecteur de champ résultant du stator  $\vec{\phi}_{stator}$ . La figure I.18 donne une représentation de cette somme vectorielle dans le cas d'une machine à trois enroulements.

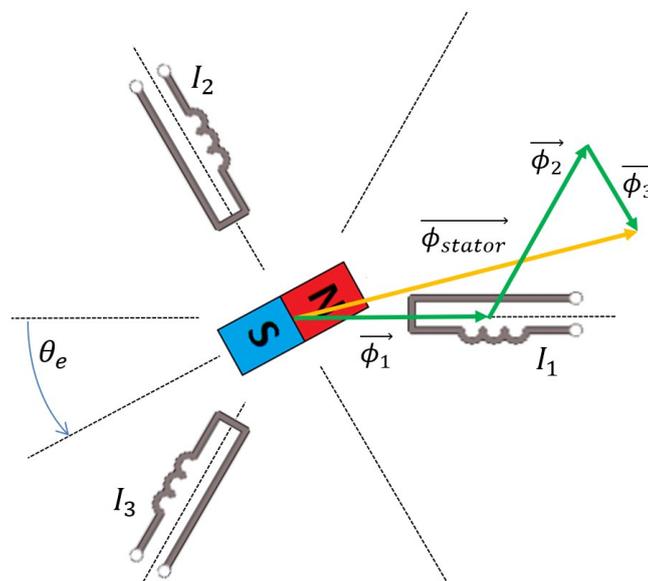


Fig. I.18 : Représentation schématique de la création du champ magnétique du stator.

### I.5.4. Modèle du rotor

Le rotor peut être représenté par une alternance de pôles Nord et Sud dont la somme des flux magnétiques sortant est égale à la somme des flux magnétiques entrants. Nous nous limitons au cas où chaque pôle occupe une même surface angulaire (Fig. I.19). De plus, le rotor est considéré à pôles lisses, c'est-à-dire que sa réluctance est radialement isotrope.

Le rotor peut être vu comme une source d'induction magnétique dont l'intensité varie périodiquement le long de la surface du rotor, c'est-à-dire le long de l'entrefer. L'amplitude de cette source dépend de l'aimantation rémanente des aimants. Lors d'une révolution mécanique du rotor, un point du stator voit autant de période d'induction qu'il y a de paires de pôles au rotor.

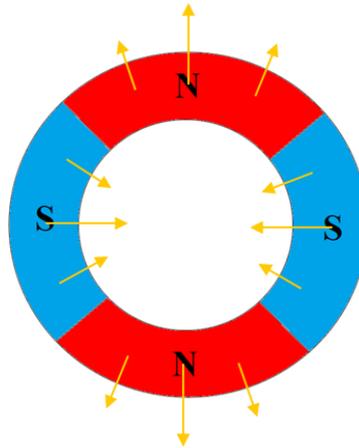


Fig. I.19 : Représentation de la magnétisation du rotor.

Dans la plupart des cas, cette induction a une forme sinusoïdale ou trapézoïdale. Dans le cas sinusoïdal, le rotor peut être modélisé, d'un point de vue électrique, par une source de tension dans les enroulements statoriques dont l'amplitude dépend de la vitesse de rotation du rotor et de sa position par rapport à l'enroulement ciblé (I.4).

$$V_{FEM_n} = K_{e_n} \sin(\alpha_{e_n} + \theta_e) \dot{\theta}_e \quad (I.4)$$

Avec  $K_{e_n}$ , la constante qui lie la vitesse à la force électromotrice induite en Volt par radian par seconde,  $\theta_e$ , la position du rotor dans le repère électrique et  $\alpha_{e_n}$  la position de l'enroulement dans le repère électrique.

### I.5.5. Repère $dqo$

L'étude des machines électriques est complexe, principalement à cause du caractère alternatif des grandeurs électromagnétiques. Ainsi, les ingénieurs et chercheurs en machines électriques ont très vite voulu trouver une représentation plus simple des phénomènes internes aux machines électriques [33] [34].



Fig. I.20 : André Eugène Blondel (1863 - 1938) [35].

Déjà en 1899, A.E. Blondel (Fig. I.20) propose une théorie permettant de séparer deux types de réaction d'une machine synchrone soumise à un courant électrique [36]. En effet, en fonction de la position du rotor, un courant dans un enroulement induira, soit un couple, soit une magnétisation de la machine. C'est en général une combinaison des deux qui se produit.

C'est cette théorie que R.H. Park (Fig. I.21) généralise en 1929 [37] [38]. Cette théorie se concrétise en une transformation permettant de passer du repère électrique naturel  $abc$  à un repère appelé  $dqo$ . Cette transformation est appelée transformée de Park. Elle permet de transformer des grandeurs alternatives en grandeurs continues. Elle a historiquement été utilisée sur les courants statoriques triphasés d'une machine synchrone de façon à ce que la composante  $d$  soit l'image du niveau de magnétisation de la machine,  $q$  soit la composante image du couple et que  $o$  soit la composante homopolaire (ne créant ni couple, ni magnétisation). Cette transformation permet, par la suite, dans le cas d'un fonctionnement normal, de travailler avec des grandeurs continues ( $I_d$ ,  $I_q$  et  $I_o$  pour les courants) au lieu de valeurs alternatives ( $I_1$ ,  $I_2$  et  $I_3$ ).

Le principe est de projeter des grandeurs vectorielles du repère électrique sur trois axes orthogonaux fixes par rapport au rotor. Le premier axe est noté  $d$  (pour « direct ») et est aligné avec le pôle Nord du rotor (Fig. I.22). Le second est noté  $q$  (pour « quadrature ») et est orthogonal à l'axe  $d$  dans le repère électrique. Le troisième est noté  $o$  (pour « zero » ou « homopolaire ») et est orthogonal au plan  $dq$ .



Fig. I.21 : Robert Hiram Park (1902 - 1994) [39].

Cette transformation conserve les amplitudes du repère électrique, mais pas les puissances. (I.5) donne l'expression de la matrice associée à la transformée de Park et (I.6) donne son application pour les courants d'une machine triphasée. Dans le cas d'une machine triphasée équilibrée en fonctionnement normal et dans le cas où le neutre n'est pas relié, on note que le courant homopolaire  $I_o$  est nul. Il est dans ce cas possible d'omettre la composante homopolaire. La figure I.22 représente la transformation de Park pour une machine triphasée équilibrée.

$$\text{Park} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$I_{dq0\text{Park}} \begin{cases} I_d = \frac{2}{3} \left[ I_1 \cos(\theta_e) + I_2 \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + I_3 \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ I_q = -\frac{2}{3} \left[ I_1 \sin(\theta_e) + I_2 \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + I_3 \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ I_o = \frac{1}{3} (I_1 + I_2 + I_3) \end{cases} \quad (I.6)$$

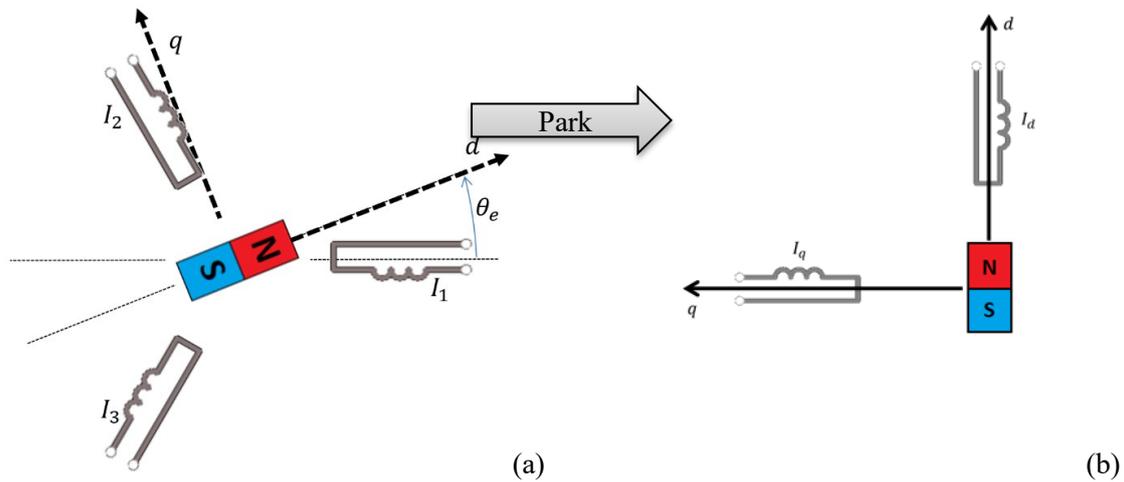


Fig. I.22 : Représentation de la transformée de Park, du repère électrique (a) au repère \$dq\$ (b).

On peut représenter les axes \$d\$ et \$q\$ du rotor dans le repère mécanique (Fig. I.23). Cette représentation pour une machine à plus d'une paire de pôle permet d'observer la répétition du repère électrique dans le repère mécanique.

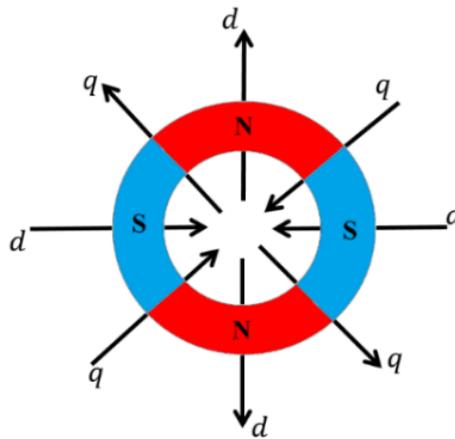


Fig. I.23 : Axes \$d\$ et \$q\$ dans le repère mécanique dans le cas d'une machine à quatre pôles.

## I-6. Modèle de la MSAP

### I.6.1. Modèle de Park d'une MSAP triphasée à trois enroulements

Nous considérons une machine triphasée à pôles lisses dont les inductances propres et mutuelles sont constantes. On considère la machine équilibrée, que les résistances sont toutes égales à \$R\$, que les inductances propres sont égales à \$L\$ et que les mutuelles sont égales à \$M\$. De plus, tous les \$K\_{e\_n}\$ sont égaux à \$K\_e\$.

On définit les matrices d'inductance (I.7), de résistance (I.8), de courant (I.9), de tension (I.10), la matrice des constantes liant la vitesse de rotation à l'amplitude des FEM induites (I.11), ainsi que la matrice des orientations électriques des enroulements (I.12).

$$[L]_{(3,3)} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[R]_{(3,3)} = \text{diag}[R \quad R \quad R] \quad (I.8)$$

$$[I]_{(3,1)} = [I_1 \quad I_2 \quad I_3]^T \quad (I.9)$$

$$[V]_{(3,1)} = [V_1 \quad V_2 \quad V_3]^T \quad (I.10)$$

$$[K_e]_{(3,3)} = \text{diag}[K_e \quad K_e \quad K_e] \quad (I.11)$$

$$[\alpha_e]_{(3,1)} = [\alpha_{e1} \quad \alpha_{e2} \quad \alpha_{e3}]^T = \left[ 0 \quad \frac{-2\pi}{3} \quad \frac{2\pi}{3} \right]^T \quad (I.12)$$

Le modèle d'état de la machine dans le repère  $abc$  est alors exprimé par la formule suivante :

$$[i]_{(3,1)} = [L]_{(3,3)}^{-1} ([V]_{(3,1)} - [R]_{(3,3)} [I]_{(3,1)} - [K_e]_{(3,3)} \sin([\alpha_e]_{(3,1)} + \theta_e) \dot{\theta}_e) \quad (I.13)$$

Le modèle de Park d'une machine triphasée consiste à appliquer la transformée de Park aux éléments de la machine, afin de travailler dans le repère  $dqo$ . Ainsi les trois enroulements (un par phase, dans le cas des machines triphasées à trois enroulements) sont ramenés à deux enroulements équivalents : un dans l'axe  $d$  et un dans l'axe  $q$ . Pour simplifier la modélisation, l'axe homopolaire n'est pas pris en compte. Les grandeurs  $y$  sont nulles dans le cas de machine équilibrée. C'est un modèle extrêmement répandu pour le contrôle des machines électriques. Il réduit la dimension du problème de trois à deux (quand la machine est équilibrée) et permet de travailler avec des grandeurs continues dans le cas normal. En effet, lorsque la machine fonctionne normalement, les courants qui y circulent sont trois courants sinusoïdaux de même amplitude, déphasés de  $\frac{2\pi}{3}$  (I.14). Après la transformée de Park, on obtient deux valeurs continues par rapport à  $\theta_e$  :  $I_d$  et  $I_q$  (I.15).

$$I_{abc} = \begin{cases} I \sin(\theta_e + \gamma) \\ I \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} + \gamma\right) \\ I \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} + \gamma\right) \end{cases} \quad (I.14)$$

$$I_{dqo_{Park}} = Park \times I_{abc} = \begin{cases} I \sin(\gamma) \\ I \cos(\gamma) \\ 0 \end{cases} \quad (I.15)$$

Avec  $I$  l'amplitude du courant et  $\gamma$  l'angle de déphasage des courants.

Il est possible d'exprimer les courants  $I_{abc}$  en fonction de  $I_d$  et  $I_q$  de la façon suivante :

$$I_{abc} = \begin{cases} I_d \cos(\theta_e) + I_q \sin(\theta_e) \\ I_d \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + I_q \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_d \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) + I_q \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.16)$$

La transformation du modèle (I.13) dans le repère  $dqo$  fait apparaître les éléments de la machine dans le repère  $dq$ . Le modèle devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \dot{\theta}_e \\ -\dot{\theta}_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_e \dot{\theta}_e}{L_s} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Avec  $R_s = R$  et  $L_s = L - M$ .

### I.6.2. Extension aux MSAPs multiphases

Dans la partie précédente, le modèle pour une machine triphasée à trois enroulements a été défini. Dans cette partie, ce modèle est étendu au cas général. On considère ici que la machine est équilibrée et que les  $\mathcal{M}$  phases sont équiréparties angulairement dans le repère électrique.

Premièrement, les matrices du modèle de la machine sont étendues à  $N$  enroulements. Le modèle matriciel reste le même que celui décrit par (I.13) :

$$[\dot{I}]_{(N,1)} = [L]_{(N,N)}^{-1} ([V]_{(N,1)} - [R]_{(N,N)} [I]_{(N,1)} - [K_e]_{(N,N)} \sin([\alpha_e]_{(N,1)} + \theta_e) \dot{\theta}_e) \quad (I.18)$$

Seule la dimension des matrices a changé :

$$[L]_{(N,N)} = \begin{bmatrix} L & M_{1/2} & \cdots & M_{1/N-1} & M_{1/N} \\ M_{2/1} & L & \cdots & M_{2/N-1} & M_{2/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{N-1/1} & M_{N-1/2} & \cdots & L & M_{N-1/N} \\ M_{N/1} & M_{N/2} & \cdots & M_{N/N-1} & L \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$[R]_{(N,N)} = \text{diag}[R \quad R \quad \cdots \quad R \quad R] \quad (I.20)$$

$$[I]_{(N,1)} = [I_1 \quad I_2 \quad \cdots \quad I_{N-1} \quad I_N]^T \quad (I.21)$$

$$[V]_{(N,1)} = [V_1 \quad V_2 \quad \cdots \quad V_{N-1} \quad V_N]^T \quad (I.22)$$

$$[K_e]_{(N,N)} = \text{diag}[K_e \quad K_e \quad \cdots \quad K_e \quad K_e] \quad (I.23)$$

$$[\alpha_e]_{(N,1)} = [\alpha_{e1} \quad \alpha_{e2} \quad \cdots \quad \alpha_{eN-1} \quad \alpha_{eN}]^T \quad (I.24)$$

Les enroulements peuvent être regroupés par phase de sorte que l'on obtienne  $\mathcal{M}$  enroulements équivalents (un par phase) à partir des  $N$  enroulements de la machine. Cela revient à confondre les enroulements selon les doublons du vecteur  $[\alpha_e]$ .

Ensuite la transformée de Park doit elle aussi être étendue à  $\mathcal{M}$  phases [40] [41]. Pour cela, les coefficients de projection de la matrice ainsi que la dimension du repère  $dqo$  sont adaptés. Les deux

premières lignes représentent toujours la magnétisation et le couple de la machine. La dernière ligne est, comme dans le cas triphasé, la composante homopolaire.

Les nouvelles lignes de la matrice obtenue sont des degrés de liberté additionnels. Ce sont des composantes tournantes (synchrone avec le rotor) mais suivant une séquence différente. Un exemple d'utilisation de ces degrés de liberté est donné par [42] [43]. Ces degrés de liberté, disponibles dans les machines multiphasées, peuvent être un champ d'étude intéressant pour des applications spécifiques.

Nous choisissons de réduire cette matrice à ses deux premières lignes (I.25). Les grandeurs tournantes dans des séquences différentes de l'ordre des phases ne sont donc pas pris en compte. Le modèle dans le repère  $dq$  reste donc inchangé par rapport à (I.17). On voit ici l'intérêt du modèle de Park qui simplifie le modèle en réduisant sa dimension (I.26).

$$\frac{2}{\mathcal{M}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{\mathcal{M}}\right) & \dots & \cos\left(\theta_e - \frac{(\mathcal{M}-2)2\pi}{\mathcal{M}}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{(\mathcal{M}-1)2\pi}{\mathcal{M}}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{\mathcal{M}}\right) & & -\sin\left(\theta_e - \frac{(\mathcal{M}-2)2\pi}{\mathcal{M}}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{(\mathcal{M}-1)2\pi}{\mathcal{M}}\right) \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{sN}} & \theta_e \\ -\theta_e & -\frac{R}{L_{sN}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_e \dot{\theta}_e}{L_{sN}} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Avec  $R_s = R$  et  $L_{sN} = L - \sum_{\forall m \in [2;N]} M_{1/m} \cos(\alpha_{e_n})$ .

### I.6.3. Modèle par enroulement

Chaque enroulement indépendamment peut être modélisé dans le repère électrique. Cette modélisation prend en compte la résistance et l'inductance propre de l'enroulement (I.27). Elle tient aussi compte de la FEM induite dans l'enroulement et des influences des autres enroulements via les inductances mutuelles.

$$\frac{dI_n}{dt} = \frac{1}{L_n} \left( V_n - R_n I_n - K_{e_n} \sin(\alpha_{e_n} + \theta_e) \dot{\theta}_e - \sum_{\forall m \in [1;3] \setminus n} M_{n/m} \frac{dI_m}{dt} \right) \quad (I.27)$$

On remarque que ce modèle dépend des courants dans les autres enroulements. Il dépend de la position angulaire  $\alpha_{e_n}$  de l'enroulement dans le repère électrique. Pour chaque enroulement, il est possible d'extraire les composantes  $V_{d_n}$  et  $V_{q_n}$  de la tension  $V_n$  projetée dans le repère  $dq$  :

$$\begin{cases} V_{d_n} = V_n \cos(\theta_e + \alpha_{e_n}) \\ V_{q_n} = -V_n \sin(\theta_e + \alpha_{e_n}) \end{cases} \quad (I.28)$$

On définit aussi les composantes  $I_{d_n}$  et  $I_{q_n}$  du courant  $I_n$  de chaque enroulement :

$$\begin{cases} I_{d_n} = I_n \cos(\theta_e + \alpha_{e_n}) \\ I_{q_n} = -I_n \sin(\theta_e + \alpha_{e_n}) \end{cases} \quad (I.29)$$

La projection des tensions  $V_n$  et des courants  $I_n$  sur les axes  $d$  et  $q$  donne des composantes  $V_{d_n}$ ,  $V_{q_n}$ ,  $I_{d_n}$  et  $I_{q_n}$  qui ne sont pas constantes en régime établi et en fonctionnement normal. On note que les

composantes  $d$  et  $q$  dépendent toutes deux de la grandeur ( $I_n$  ou  $V_n$ ). Cela implique que, sur quasiment tout le domaine d'évolution de  $\theta_e$ , les composantes dans l'axe  $d$  dépendent des composantes dans l'axe  $q$  et inversement. Plus précisément, l'indépendance des composantes  $d$  et  $q$  existe uniquement si :

$$(\theta_e + \alpha_{e_n}) \in \left\{0; \frac{\pi}{2}\right\} \text{ modulo } \frac{\pi}{2} \quad (I.30)$$

Dans ce cas, les composantes d'un des deux axes sont nulles. En dehors de cette configuration particulière, les composantes  $d$  et  $q$  sont intriquées. L'indépendance des composantes  $d$  et  $q$ , qui existe lorsqu'on applique la transformée de Park à l'ensemble d'une machine, disparaît lorsqu'on ne l'applique qu'à un seul enroulement. Cela aura un impact sur l'asservissement des courants par la commande (cf. IV.1.1). Mathématiquement, on peut montrer, à partir de (I.29), pour le courant  $I_n$ , que :

$$I_n = I_n [\cos^2(\theta_e + \alpha_{e_n}) + \sin^2(\theta_e + \alpha_{e_n})] \quad (I.31)$$

$$= I_n [\cos(\theta_e + \alpha_{e_n})]^2 + I_n [-\sin(\theta_e + \alpha_{e_n})]^2 \quad (I.32)$$

$$= I_{d_n} \cos(\theta_e + \alpha_{e_n}) - I_{q_n} \sin(\theta_e + \alpha_{e_n}) \quad (I.33)$$

En remplaçant  $I_n$  par (I.33) dans (I.29), l'interaction entre les composantes  $I_{d_n}$  et  $I_{q_n}$  apparaît alors clairement :

$$I_{d_n} = \left( I_{d_n} \cos(\theta_e + \alpha_{e_n}) - I_{q_n} \sin(\theta_e + \alpha_{e_n}) \right) \cos(\theta_e + \alpha_{e_n}) \quad (I.34)$$

$$I_{q_n} = - \left( I_{d_n} \cos(\theta_e + \alpha_{e_n}) - I_{q_n} \sin(\theta_e + \alpha_{e_n}) \right) \sin(\theta_e + \alpha_{e_n}) \quad (I.35)$$

Autrement dit, cette formulation traduit le fait qu'il est impossible, avec un seul enroulement, d'appliquer un couple sans jouer sur la magnétisation de la machine. En effet, dans un enroulement, il n'y a qu'un seul courant  $I_n$  qui peut se décomposer en  $I_{d_n}$  et  $I_{q_n}$ . Ainsi, imposer une de ses deux composantes à zéro revient à annuler le courant  $I_n$  sur quasiment toute la période électrique.

#### I.6.4. Modèle mécanique

La modélisation des phénomènes physiques liés à la mécanique peut devenir très complexe lorsque l'on prend beaucoup de paramètre en compte [44]. Les pertes engendrées par ces phénomènes sont regroupées sous le terme  $C_{perte}$ . Le système mécanique est considéré avec une inertie fixe notée  $J$ . Le principe fondamental de la dynamique est donné par (I.36) où  $C_{Utile}$  est le couple utile de la machine. Le couple électromagnétique de la machine est considéré directement proportionnel au courant dans l'axe  $q$  de la machine (I.37). La constante  $K_{t_n}$  fait le lien entre le courant dans l'axe  $q$  de l'enroulement  $n$  et le couple qu'il crée. Ce coefficient est valable au point de fonctionnement nominal de la machine mais n'est pas constant en réalité. Il dépend du niveau de saturation de la machine. De la même manière,  $K_{e_n}$  est considéré constant même s'il dépend de la saturation de la machine. Ces deux coefficients sont généralement confondus en un seul qui est l'image du flux créé par les aimants du rotor, dans le cas où la machine n'est pas saturée.

$$C_{EM} + C_{perte} + C_{Utile} + J \frac{d\Omega}{dt} = 0 \quad (I.36)$$

$$C_{EM} = \sum_{\forall n \in [1;N]} K_{t_n} I_{q_n} \quad (I.37)$$

## I-7. Conclusion sur la présentation des MSAPs

Ce chapitre a permis de rappeler la composition et le fonctionnement des MSAPs. Une compréhension globale de la machine, de son bobinage à ses aimants en passant par son circuit magnétique et sa mécanique permet de mieux appréhender les problématiques de fiabilité et de commande de la machine.

Le modèle choisi est classique et tient compte des résistances, des inductances (propres et mutuelles) et de la FEM de la machine. Les hypothèses sont elles aussi classiques en considérant que la machine est à pôles lisses, que la FEM est directement proportionnelle à la vitesse et que le couple est directement proportionnel au courant dans l'axe  $q$  de la machine. Ce modèle simple, et connu, a pour objectif une première approche décentralisée des MSAPs. Dans les chapitres suivants, nous allons principalement travailler dans le repère électrique et donc occulter le nombre de paires de pôles de la machine. La position des enroulements est donnée dans ce repère.

Outre la composition et le fonctionnement des MSAPs, il nous paraît important de rappeler deux notions abordées dans ce chapitre. La première est la notion de phase électrique qui est défini sur une demi période électrique. Cette définition rend le nombre de phases indépendant du sens de bobinage et du câblage des enroulements physiques. Le nombre de fils sortant de la machine n'est pas représentatif de son nombre de phase, plusieurs enroulements apparents pouvant appartenir à une même phase.

La seconde notion importante est la formulation enroulement par enroulement des MSAPs. Cette formulation met en avant la dépendance entre les composantes  $d$  et  $q$  lorsque l'on s'intéresse à un seul enroulement. La représentation enroulement par enroulement permet de se rapprocher au plus proche des composants élémentaires de la machine. Cette approche plus atomique de la machine va permettre, par la suite, de mieux exploiter chacun de ses enroulements. C'est une des bases de la fiabilité globale du GMP comme nous le verrons au Chapitre II.



## Chapitre II - Un groupe motopropulseur résilient

Nous sommes à la recherche d'une motorisation électrique permettant d'obtenir un niveau de fiabilité élevé. Pour cela, les notions gravitant autour de la fiabilité vont être présentés pour définir exactement le besoin. Les facteurs influents sur la fiabilité ainsi qu'une structure de GMP de grande fiabilité seront ensuite présentés. La fin de ce chapitre présente les choix et compromis retenus pour cette étude.

### II-1. Concept de disponibilité

La fiabilité d'un système, au sens commun du terme, désigne la capacité de ce système à maintenir son fonctionnement malgré les attaques de l'environnement et le temps qui passe. On parle de la fiabilité d'un système pour désigner sa capacité à remplir la fonction pour laquelle il est conçu. Il est alors nécessaire de bien définir la fonction que doit remplir le système. Par exemple, une voiture peut être considéré fiable quand elle roule. En prenant cette définition comme la fonction que doit remplir la voiture, alors une voiture qui roule mais dont tous les « accessoires » sont défectueux après un faible temps de fonctionnement sera considérée comme fiable. Afin de ne pas rouler sans freins ni phares au volant de notre voiture fiable, il est nécessaire d'affiner qualitativement et quantitativement la définition de la fiabilité. Les termes gravitant autour de la fiabilité vont donc être définis dans cette partie, notamment la disponibilité qui permet de quantifier la fiabilité de notre GMP.

#### II.1.1. Définition des termes

Il existe beaucoup de terme proche de « fiabilité » : redondance, sécurité, disponibilité... On peut globalement regrouper ces termes dans la sémantique commune résumée par le terme « fonctionnel ». Afin de clarifier les explications et lever toute ambiguïté, voici les définitions des termes qui vont être utilisés par la suite (issues des normes AFNOR<sup>9</sup> [45]) :

- Entité : Tout élément, composant, sous-système, système, dispositif, équipement, unité fonctionnelle que l'on peut considérer individuellement.
- Défaillance : Altération ou cessation de l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise. Après une défaillance, l'entité est en panne.
- Panne : Inaptitude d'une entité à accomplir une fonction requise ou à assurer le service approprié à la suite d'une défaillance.
- Défaut : Ecart entre une caractéristique réelle et la caractéristique voulue. En général, un défaut n'affecte pas l'aptitude du système à accomplir une fonction requise.
- Danger : Cause possible de défaut.
- Risque : Produit d'un danger et de sa probabilité de se concrétiser.
- Fiabilité : Aptitude d'une entité à répondre à une fonction requise ou à satisfaire les besoins des utilisateurs dans des conditions données.
- Maintenabilité : Aptitude d'une entité à être maintenue ou rétablie dans un état dans lequel elle peut accomplir une fonction requise.
- Disponibilité : Aptitude d'une entité à être en état d'accomplir une fonction requise dans des conditions données. C'est une grandeur qui intègre la fiabilité et la maintenabilité.

---

<sup>9</sup> AFNOR : acronyme d'Agence Française de NORmalisation.

Ces termes vont être utilisés pour étudier le danger de défaillance d'une application utilisant une MSAP et son électronique<sup>10</sup>. Le danger de défaillance de l'application est quantifié en dénombrant les défauts pouvant survenir. Ce genre de réflexion sur le fonctionnement d'une application est appelée AMDEC<sup>11</sup>. La très grande majorité des produits industrialisés en ont fait l'objet lors de leur développement. Des normes existent et diffèrent selon les domaines d'application. Par exemple, la norme IATF 16949 concerne les démarches qualité dans l'automobile. C'est une partie de la norme ISO 9001 qui vise à améliorer la qualité des produits de manière générale. L'AMDEC met en balance la criticité des défauts possibles avec leur probabilité d'occurrence pour estimer un niveau de risque.

Notre approche s'inscrit dans cette démarche, mais ne tient pas compte de la probabilité d'occurrence. L'objectif est de garantir le fonctionnement de l'application quel que soit le défaut. Notre approche se base donc sur la « loi de Murphy<sup>12</sup> » en considérant le pire cas possible dans les combinaisons de défauts au sein d'un cadre défini.

### II.1.2. Notion de seuil de défaillance

La défaillance de l'application peut être vue comme une caractéristique à deux états : soit l'application fonctionne, soit elle est défaillante et ne fonctionne pas. Afin d'affiner cette notion binaire, il est possible de considérer une diminution continue, ou du moins progressive, du niveau de fonctionnement de l'application. On peut par exemple considérer qu'une voiture fonctionne même si son moteur ne peut fournir que la moitié de son couple nominal.

La notion de défaillance se rapporte à la disparition d'une fonction ou d'une entité. Dans des domaines pouvant paraître éloignés, comme la biologie, cette notion implique la mort d'organismes. Ces organismes ont, par leur évolution, développé une certaine résilience aux défauts. Par exemple, les étoiles de mer reconstituent leurs bras [46] ou les lézards sacrifient leur queue pour tenter d'échapper aux prédateurs [47], illustré par la figure II.24. Les entités que représentent ces organismes, bien qu'aillant perdu un membre, ne disparaissent pas pour autant. Elles sont simplement diminuées et partiellement fonctionnelles. Dans ce domaine, on peut considérer la défaillance des entités au moment où elles décèdent.

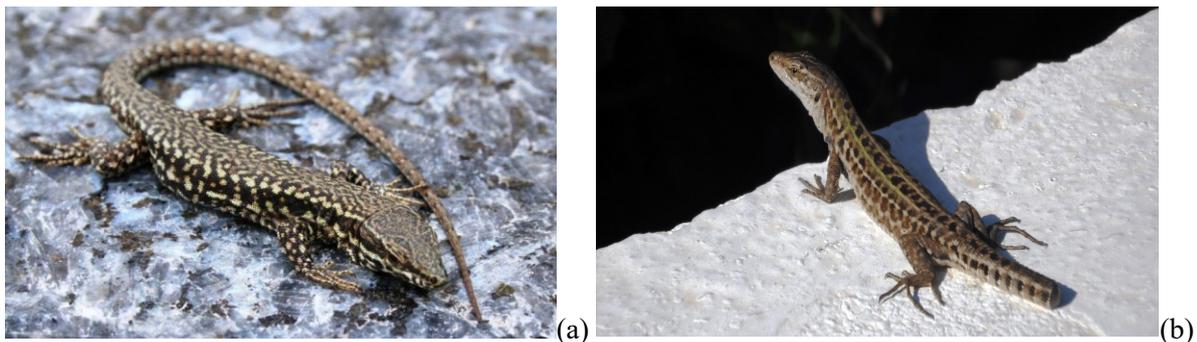


Fig. II.24 : Lézard avec sa queue (a) [48] et lézard ayant perdu sa queue mais toujours vivant (b) [49].

<sup>10</sup> L'électronique regroupe l'électronique de puissance qui fait transiter l'énergie électrique entre l'alimentation et la machine et l'électronique de commande qui pilote l'électronique de puissance et supporte l'algorithme de commande.

<sup>11</sup> AMDEC : acronyme d'Analyse des Modes de Défaillance, leurs Effets et leurs Criticité.

<sup>12</sup> Loi de Murphy : adage de Edward Aloysius Murphy Junior qui stipule que ce qui peut mal tourner va mal tourner.

De la même manière, on peut définir un seuil à partir duquel on considère que l'application défaille (disparaît) au regard de ce que peut fournir son moteur. Dans l'exemple de la voiture, on peut choisir de fixer ce seuil à vingt pourcents du couple nominal du moteur. Ce choix est arbitraire et dépend de l'application. Dans le cas d'un avion qui doit impérativement atteindre une vitesse minimum pour décoller, le seuil peut être donné par la longueur de la piste qui impose une certaine accélération et donc un certain couple pour le moteur.

Une fois le seuil de défaillance fixé, nous pouvons analyser l'effet d'un défaut sur les performances du moteur et en déduire si l'application passe en mode dégradé<sup>13</sup> ou bien si elle est complètement défaillante. Le nombre de défauts admissibles sur le moteur, avant que l'application ne devienne défaillante, peut être déterminé. Au fur et à mesure que les défauts surviennent et réduisent les capacités de la machine, des fonctions secondaires de l'application peuvent être perdues. Dans l'exemple de la voiture, cela peut se traduire par l'incapacité de tracter une remorque quand moins de quatre-vingt pourcents du couple nominal du moteur est disponible.

Nous cherchons à savoir si la machine est « disponible », c'est-à-dire si la machine peut fournir le couple nécessaire à l'application et dans quelle proportion. Nous définissons la disponibilité comme le ratio de couple qu'elle peut fournir à l'instant  $t$  par rapport à son couple nominal. Ainsi, dans le cas normal<sup>14</sup>, la disponibilité du GMP est de 1. Cette disponibilité décroît à l'apparition de défauts jusqu'à atteindre zéro : la défaillance totale du GMP. L'application fixe un niveau de disponibilité minimum à partir duquel le GMP est considéré comme défaillant. Ainsi, si le GMP présente une disponibilité non nulle mais insuffisante pour faire fonctionner l'application, il est considéré comme défaillant par l'application. L'application n'utilise donc plus le GMP. La figure II.25 montre un exemple de disponibilité en fonction du temps avec un seuil de défaillance arbitrairement fixé à 75%. Dans cet exemple, l'application est fonctionnelle de  $t = 0$  à  $t = 40$ . Bien que le moteur puisse fournir un couple après  $t = 40$ , il n'est pas suffisant pour faire fonctionner l'application. L'application est alors défaillante.

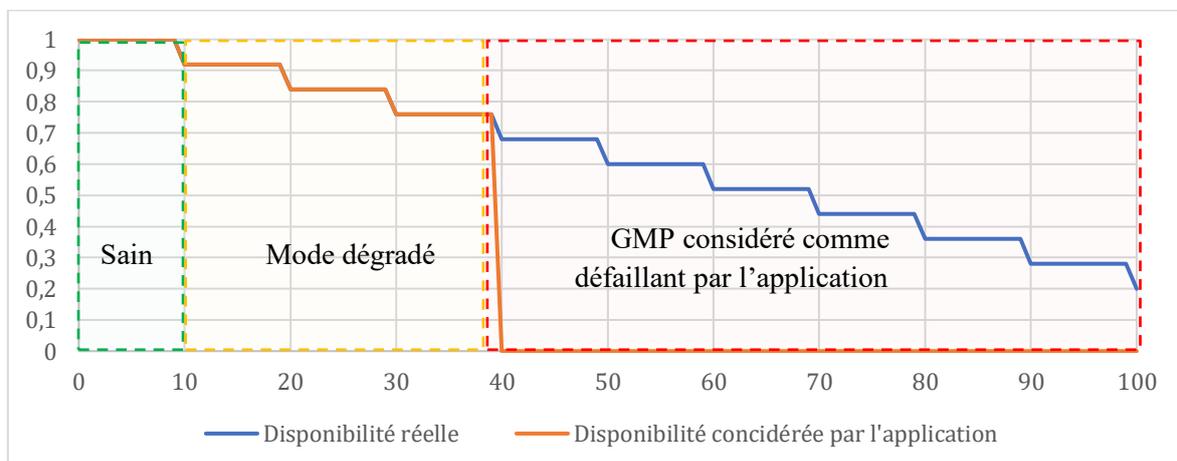


Fig. II.25 : Disponibilité réelle et disponibilité perçue par l'application en fonction du temps.

<sup>13</sup> Mode dégradé : Mode de fonctionnement avec des capacités inférieures aux capacités nominales. L'application n'est pas pleinement fonctionnelle mais n'est pas considérée comme défaillante.

<sup>14</sup> Cas normal : Cas de fonctionnement normal, sans défauts.

### II.1.3. Tolérance aux défauts

La fiabilité d'une entité est sa capacité à remplir sa fonction (en mode sain ou dégradé). La fiabilité de l'entité doit être la plus grande possible au sens où l'entité doit rester fonctionnelle, ou partiellement fonctionnelle, même après un grand nombre de défauts. Il y a pour cela plusieurs approches. Il est possible de faire porter la fiabilité de l'entité sur la fiabilité de ses composants. On choisit alors des composants plus robustes, plus pérennes et parfois surdimensionnés. L'objectif étant de maximiser la durée de vie des composants et donc de l'entité. La figure II.26 montre schématiquement la mise en œuvre d'un surdimensionnement.

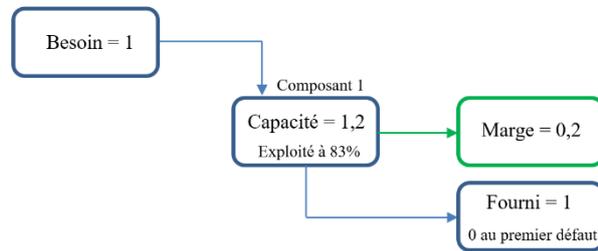


Fig. II.26 : Fiabilité par le surdimensionnement.

Le composant 1 a une capacité de 1,2 pour un besoin de 1 et fourni donc 1 avec une marge de sécurité de 0,2. Dans ce cas, la disponibilité devient nulle si le composant 1 défaille.

Une autre approche est la redondance. Dans ce cas, on multiplie le nombre de composants de façon à ce que ceux qui viendraient à défaillir soit remplacés par d'autres pendant le fonctionnement (Fig. II.27).

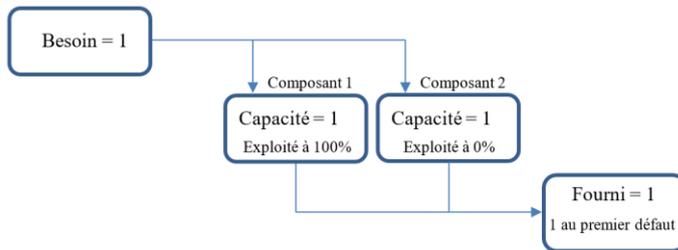


Fig. II.27 : Fiabilité par la redondance.

Cette solution permet de maintenir les caractéristiques nominales de l'application après un défaut. Les composants prévus pour la redondance n'étant pas utilisés dans le mode sain, la multiplication des composants augmente nettement le coût et le poids de la solution.

La dernière approche envisagée est la résilience, au sens de « faire avec moins ». L'entité est alors prévue pour fonctionner même si un de ses composants est défaillant et ne remplit pas sa fonction. Cette approche permet l'utilisation de composants standard et sans redondance. Contrairement à la redondance, la totalité des composants est utilisée dans le mode sain (Fig. II.28). Les capacités de l'entité diminuent après un défaut sans pour autant qu'elle soit considérée défaillante. La fiabilité de l'entité repose alors sur la structure et l'agencement des composants. Les caractéristiques de ces trois approches sont regroupées dans le tableau comparatif ci-après.

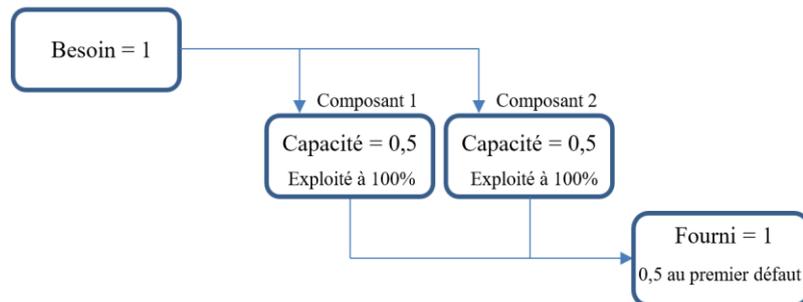


Fig. II.28 : Fiabilité par la résilience.

Approche	Maintient l'entité fonctionnelle après un défaut	Maintient les performances nominales après un défaut	Tolère plusieurs défauts	Augmente le prix et/ou le poids	Simplifie la mise en œuvre
Composants robustes	NON 😞	NON 😞	NON 😞	OUI 😊	OUI 😊
Redondance	OUI 😊	OUI 😊	Dépend du niveau de redondance 😊	Fortement 😞	NON 😞
Résilience	OUI 😊	NON 😞	OUI 😊	Faiblement 😊	NON 😞

Tab. II.1 : Comparaison des approches pour augmenter la fiabilité.

Il est possible de combiner ces approches pour additionner leurs effets. Par exemple, dans une approche redondante ou résiliente, on pourra choisir des composants fiables, c'est-à-dire à grande durée de vie pour augmenter d'autant la durée de vie de l'entité. La redondance et la résilience peuvent aussi être couplées permettant ainsi de maintenir l'entité à ses capacités nominales pour un certain nombre de défauts (redondance) puis une diminution progressive des capacités (résilience) avant la défaillance (Fig. II.29).

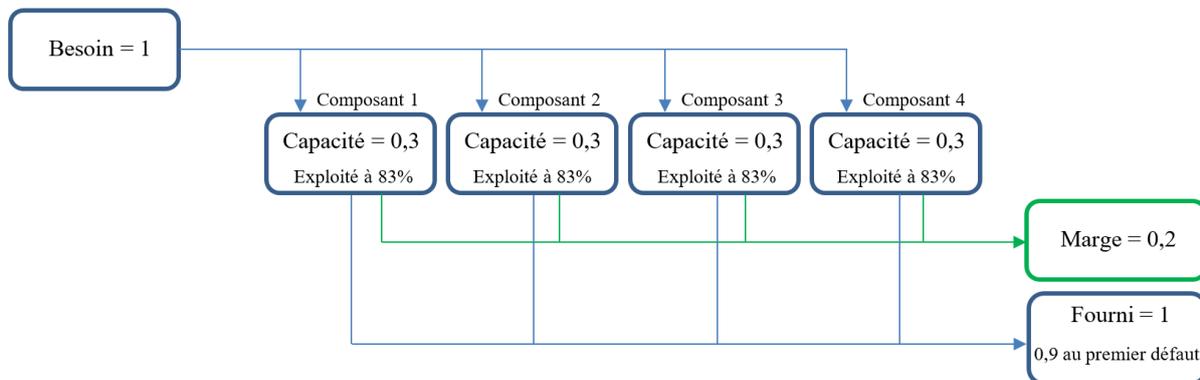


Fig. II.29 : Fiabilité par combinaison de surdimensionnement, de redondance et de résilience.

Pour que l'entité soit fiable, il est nécessaire que les fonctions assurées par ses composants soient elles aussi fiables. Si une de ces fonctions défaille et que l'entité n'est pas résiliente à ce défaut, alors l'entité toute entière défaille.

Pour obtenir un GMP fiable dans son ensemble, ces approches doivent être appliquées à l'ensemble des éléments du GMP, c'est-à-dire la machine, l'électronique et la commande. La source d'énergie électrique et l'ensemble mécanique sont donc hors du champ de cette étude. Le couple est choisi comme critère de disponibilité et déterminer si le GMP est fonctionnel ou non.

## II-2. Quantification de la disponibilité des MSAPs

### II.2.1. Défauts et hypothèses

Dans notre recherche de résilience pour le GMP, la disponibilité et plus particulièrement celle de sa machine doit être quantifiée. Les défauts pouvant survenir sur une MSAP sont ici listés de façon générale. Beaucoup de données de vieillissement et de défaillance ont été recueillies ces dernières décennies, principalement sur des machines industrielles [50]. Plusieurs défauts sont bien connus et des techniques de diagnostic [51], de détection [52] et de maintenance préventive [53] ont été développées. Bien que ces données aient été prises sur des machines à vocation industrielle, les problématiques soulevées par les défauts sont les mêmes dans le domaine de la mobilité électrique. Outre les défauts

communs à toutes les machines électriques (défaut d'isolation, défaut de roulement, court-circuit), les MSAP ont des défauts spécifiques liées à leurs aimants permanents.

La première problématique liée aux aimants permanents est que la magnétisation de la machine est maintenue même en cas de coupure électrique. Cela engendre des forces électromotrices tant que la machine est en rotation (problématique non prise en compte lors du vol G\_HYZA, [16]). En cas de court-circuit sur un enroulement, le courant de court-circuit est maintenu tant que la machine est en rotation ou jusqu'à ce que l'enroulement soit complètement détruit, ce qui en fait un défaut critique.

Le second défaut pouvant survenir est la démagnétisation des aimants (cf. section I-3). Cette démagnétisation (ou modification de magnétisation) est définitive au sens où la magnétisation initiale de l'aimant ne peut pas être restaurée à l'intérieur de la machine. Cette perte de magnétisation entraîne une perte de couple.

La liste des défauts pouvant survenir sur la machine est donc la suivante :

- Défauts électriques
  - Circuit ouvert : un conducteur électrique est coupé et le courant ne passe plus.
  - Court-circuit : l'isolant est détruit, un courant de court-circuit circule. Cela peut engendrer des forces électrodynamiques susceptibles de déformer le stator (pour les machines de forte puissance) (Fig. II.30).
- Défauts magnétiques
  - Démagnétisation des aimants permanents.
  - Modification de la géométrie des conducteurs magnétiques (implique défaut mécanique).
- Défauts mécaniques
  - Défaut des roulements.
  - Casse ou déformation de l'arbre.
  - Casse ou déformation du rotor.
  - Casse ou déformation du stator.

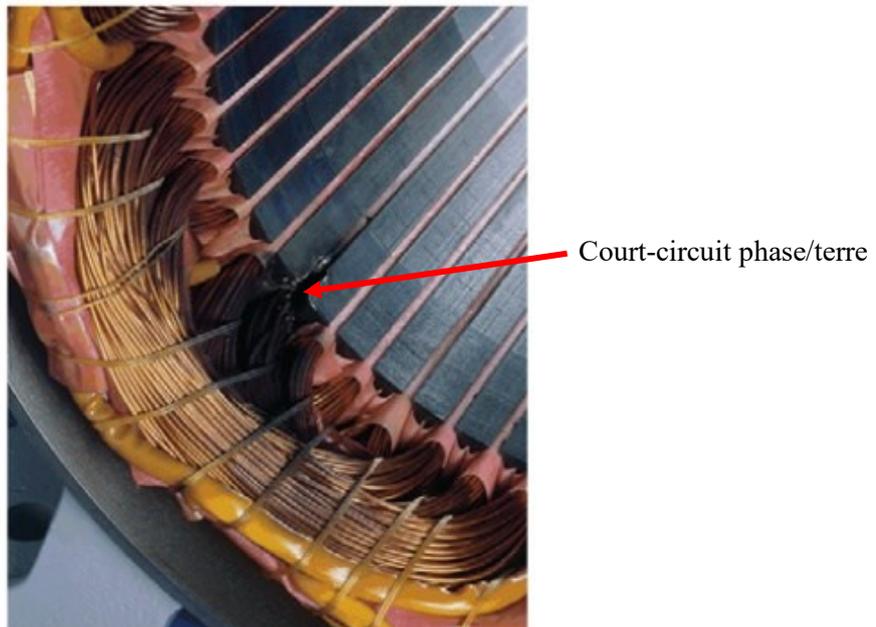


Fig. II.30 : Court-circuit entre un enroulement et le conducteur magnétique du stator.

Les défauts mécaniques ne sont pas pris en compte dans l'étude de disponibilité qui suit. On peut cependant noter que la partie mécanique fait l'objet d'un surdimensionnement par rapport au pire cas envisagé. De ce fait, les défauts mécaniques sont principalement dus à l'usure et peuvent alors être évités par des contrôles réguliers et une maintenance préventive.

Les défauts magnétiques sont aussi ignorés. En effet, un défaut engendrant la démagnétisation des aimants, rend la machine inutilisable en tant que machine synchrone. Quant à une déformation des conducteurs magnétiques, cela s'apparente à un défaut mécanique. Ce genre de défaut fait donc l'objet de la même approche que les défauts mécaniques. Les conducteurs magnétiques sont dimensionnés mécaniquement pour supporter les plus grandes contraintes mécaniques envisagées avec un coefficient de sécurité.

Ainsi, seuls les défauts électriques sont pris en considération dans ce travail de recherche. Afin de simplifier l'étude, il est admis qu'un enroulement est soit sain, soit en défaut. Nous considérons qu'un défaut engendre un courant nul dans l'enroulement ciblé. Ainsi, les défauts de court-circuit de l'enroulement (en dehors du champ d'action des protections de l'électronique) ne sont pas pris en compte.

### II.2.2. Modélisation simplifiée

Pour calculer la disponibilité, notée  $D$ , d'une MSAP et donc le couple qu'elle peut fournir, il est nécessaire de choisir une représentation adaptée [54]. Nous choisissons une approche simple, qui prend peu de paramètres en compte, et dont les applications numériques sont rapides. Tous les courants et champs magnétiques sont normalisés par rapport à leur valeur nominale dans la machine. Si l'enroulement est sain, leur amplitude appartient à  $[-1 ; 1]$ . Dans le cas contraire, leur amplitude est nulle. L'orientation des enroulements dans le repère électrique permet de représenter les courants et les champs sous forme de vecteur dans le repère électrique. L'hypothèse faite est que le champ magnétique créé par un enroulement est directement proportionnel au courant qui le traverse. Dès lors, ces vecteurs de courant et de champ sont indifféremment désignés sous le terme de « vecteur primaire » noté  $\vec{X}_n$ . La figure II.31a montre les vecteurs primaires pour une machine triphasée à trois enroulements. L'amplitude d'un vecteur primaire, notée  $A_n$ , est donnée par l'amplitude normalisée de la grandeur qu'il représente et son orientation est donnée par l'orientation de l'enroulement dans le repère électrique.

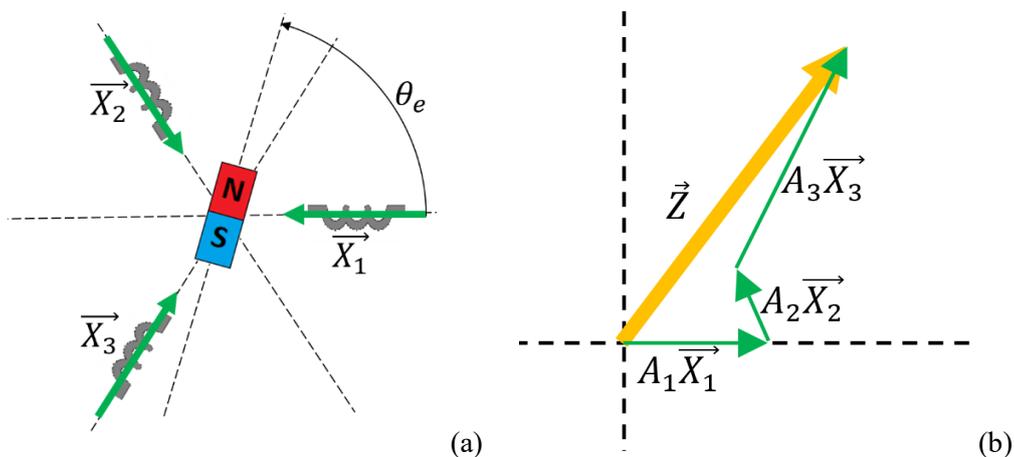


Fig. II.31 : Représentation des vecteurs primaires (a) et de leur somme vectorielle (b).

La somme vectorielle des vecteurs primaires donne un vecteur résultant (II.38). La figure II.31b montre la construction graphique de la somme vectorielle pour des amplitudes choisies arbitrairement.

Ce vecteur résultant peut avoir toutes les orientations possibles dès lors qu'il existe au moins deux vecteurs primaires non colinéaires.

$$\vec{Z} = \sum_{n=1}^N A_n \vec{X}_n \quad (II.38)$$

Le vecteur résultant  $\vec{Z}$  peut atteindre un ensemble de points noté  $S$  à partir de l'origine du repère électrique. L'ensemble des points atteignables  $S$  est désigné sous le terme de « zone atteignable ». Cette zone atteignable s'étend d'autant plus qu'il y a de vecteurs primaires. La zone atteignable étant le résultat d'une somme vectorielle, chaque nouveau vecteur primaire l'étend selon son orientation. La figure II.32 montre la zone atteignable (en vert) par combinaison linéaire des deux vecteurs primaires (flèches vertes). L'ajout d'un nouveau vecteur primaire (flèche en vert clair sur la figure II.33) étend la zone atteignable (Fig. II.33). Les limites de la zone atteignable donnent une forme qui s'étend symétriquement à chaque nouveau vecteur primaire. Par construction, la forme obtenue est toujours un polygone convexe avec autant de symétries qu'il y a de vecteur primaire non colinéaire. La figure II.34 montre la zone atteignable par combinaison linéaire des vecteurs primaires (zone verte) dans le cas d'une machine à trois enroulements déphasés de  $\frac{2\pi}{3}$  dans le repère électrique.

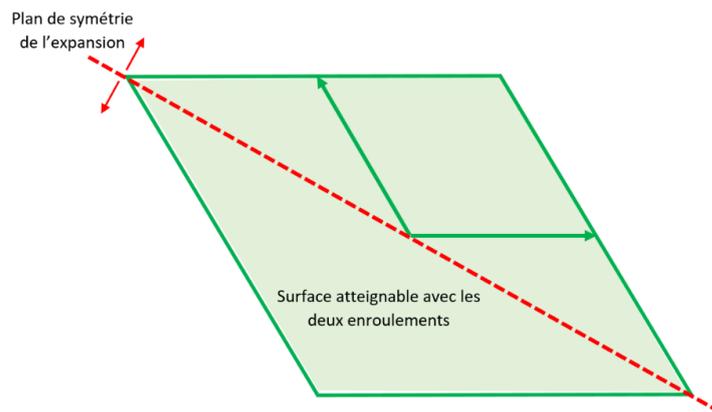


Fig. II.32 : Zone atteignable avec deux vecteurs primaires.

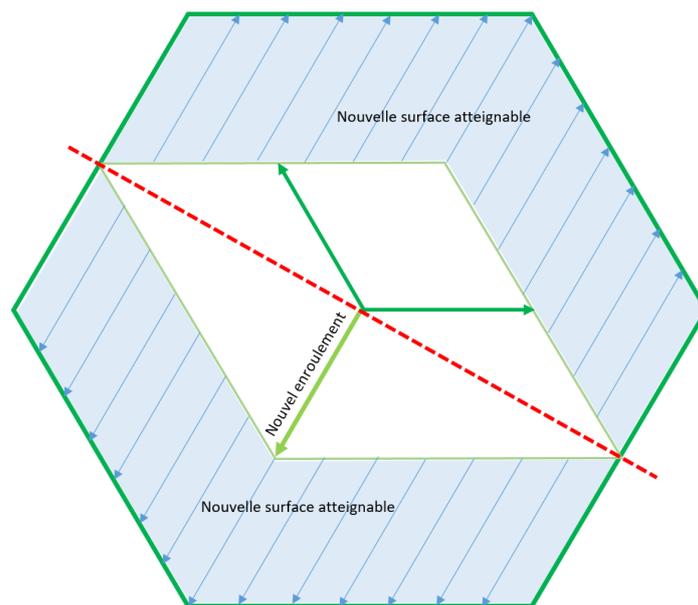


Fig. II.33 : Zone atteignable étendue par le troisième vecteur primaire.

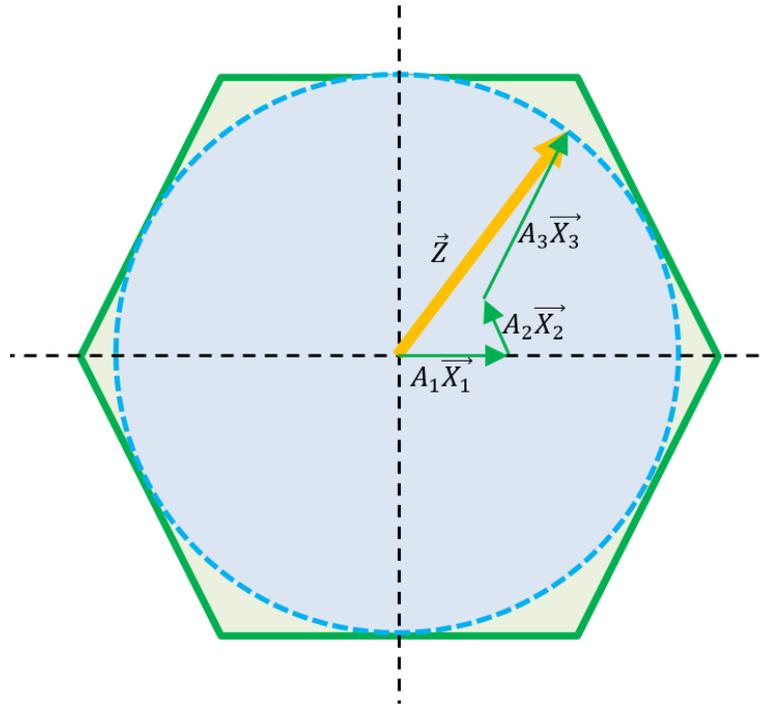


Fig. II.34 : Représentation de la zone atteignable et du plus grand cercle inscrit.

Dès lors, il existe une séquence d'amplitude des courants (vecteurs primaires) dans la machine permettant d'atteindre tout point de la zone atteignable. On définit le rayon du cercle inscrit (cercle bleu sur la figure II.34) comme étant l'amplitude maximale que peut atteindre le vecteur résultant (en jaune sur la figure II.34) quelle que soit son orientation. Le couple que peut fournir la machine est considéré directement proportionnel à l'amplitude du vecteur résultant, image de l'amplitude que peut atteindre le champ magnétique.

Le rayon du cercle inscrit est l'image du couple que peut fournir la machine, quelle que soit la position du rotor. Le contour de la zone atteignable est quant à lui l'image du couple que peut fournir la machine en fonction de la position angulaire du rotor dans le plan électrique.

Nous définissons ici deux références pour le calcul de disponibilité :

- La disponibilité simple, notée  $D$  et basée sur le cercle inscrit. Elle traduit le couple instantané que peut fournir la machine quelle que soit la position du rotor.
- La disponibilité efficace, notée  $D_{eff}$  et basée sur la moyenne du contour de la zone atteignable. Elle traduit le couple moyen que peut fournir la machine sur une période électrique.

Par construction, la disponibilité efficace est plus élevée que la disponibilité simple qui est plus restrictive. Cette approche est relativiste, au sens où elle ne permet pas de calculer directement le couple de la machine, mais plutôt un ratio par rapport à une référence que nous choisissons être les caractéristiques nominales de la machine. La disponibilité simple au temps  $t$  est le rapport du rayon du cercle inscrit au temps  $t$  au rayon du cercle inscrit en mode sain. Si la machine présente un défaut au temps  $t$ , cela se traduit par un cercle atteignable plus petit, et donc une disponibilité simple plus faible.

## II.2.3. Calcul de disponibilité

### II.2.3.1. Les contraintes de câblage

Afin d’atteindre la zone atteignable définie en II.2.2, il faut pouvoir appliquer les courants souhaités dans les enroulements de la machine. La possibilité d’appliquer ces courants dépend en premier lieu de la topologie de câblage de la machine. On considère ici uniquement la loi des nœuds de Kirchhoff sans se préoccuper des problématiques d’impédance ou de régulation des courants.

Le câblage donne les contraintes sur les courants et détermine donc si un enroulement apparent est affecté par un défaut survenant sur un enroulement physique ou pas. Le nombre de combinaisons de câblage augmente rapidement avec le nombre d’enroulements physiques de la machine et le nombre de courants différents que fournit l’électronique de puissance. Toutes ces combinaisons de câblage peuvent être regroupées en plusieurs topologies dont les principales sont présentées dans le tableau II.2 pour une machine triphasée à six enroulements physiques. Elles peuvent aussi être combinées entre elles donnant alors des câblages plus complexes.

Nom de la topologie	Schéma de la topologie	Nom de la topologie	Schéma de la topologie
<b>Etoile triphasée sans neutre relié</b>		<b>Multi-étoile triphasée sans neutre relié</b>	
<b>Etoile triphasée avec neutre relié</b>		<b>Multi-étoile triphasée avec neutre relié</b>	
<b>Triangle</b>		<b>Multi-triangle</b>	
<b>Triangle avec source triangle</b>		<b>Multi-triangle avec source triangle</b>	
<b>Bobinage ouvert série</b>		<b>Bobinage ouvert</b>	

Tab. II.2 : Principales topologies de câblage pour une machine triphasée à six enroulements physiques.

On peut remarquer que les topologies câblées en étoile triphasée sans neutre relié (le neutre n'est pas relié aux sources) et en triangle possèdent certaines sources qui sont présentes mais dont le courant en sortie ne peut pas être fixé indépendamment des courants des autres sources. On peut alors redessiner ces topologies en représentant les sources imposant un courant et non pas les sources physiques d'énergie électrique (Tab. II.3).

Nom de la topologie	Schéma de la topologie	Nom de la topologie	Schéma de la topologie
<b>Etoile triphasée sans neutre relié</b>		<b>Multi-étoile triphasée sans neutre relié</b>	
<b>Triangle</b>		<b>Multi-triangle</b>	

Tab. II.3 : Topologies de câblage pour une machine triphasée à six enroulements physiques. Seuls les générateurs de courant indépendants sont représentés.

### II.2.3.2. Zone atteignable en mode sain

Pour chaque combinaison d'amplitude de courant, il est possible de tracer la zone atteignable pour le cas normal avec des enroulements apparents sains.

La figure II.35a présente le résultat obtenu dans le cas d'un câblage en bobinage ouvert en mode sain pour une machine triphasée à trois enroulements apparents. Les combinaisons de courant ont été parcourues de manière itérative par pas de 0,1 (en amplitude normalisée). Chaque point bleu de la figure II.35a correspond à un point atteint par une ou plusieurs combinaisons de courant dans les enroulements.

On remarque que la forme obtenue est un hexagone. Il s'agit du cas présenté précédemment sur la figure II.34. Un autre exemple est donné par la figure II.35b qui représente la forme obtenue pour une machine à quatre enroulements positionnés à  $0, \pi/2, \pi, 2\pi/3$ . La participation au couple des enroulements s'additionne deux par deux formant ainsi un carré. Cette machine est donc biphasée à quatre enroulements.

Plus généralement, et sous réserve que la machine soit équilibrée, la forme obtenue est toujours un polygone régulier à  $2\mathcal{M}$  côtés, avec  $\mathcal{M}$  le nombre de phases. Cette propriété géométrique est remarquable, car elle permet d'utiliser la formule de calcul de l'apothème pour calculer le rayon du cercle inscrit (II.39) [55].

$$\text{Rayon}_{\text{cercle inscrit}} = \frac{A}{2 \times \tan\left(\frac{\pi}{N_c}\right)} \quad (\text{II.39})$$

Avec  $N_c$  le nombre de côté du polygone ( $N_c = 2\mathcal{M}$ ) et  $A$  la longueur d'un de ses côtés.  $A = 2$  dans le cas où chaque phase comprend un seul enroulement et donc un seul vecteur primaire. Plus généralement, la valeur de  $A$  est égale au double du nombre d'enroulements indépendants et en phase. Ainsi, dans le cas de la figure II.35b,  $A$  vaut 4. Les cercles obtenus sont tracés sur la figure II.35.

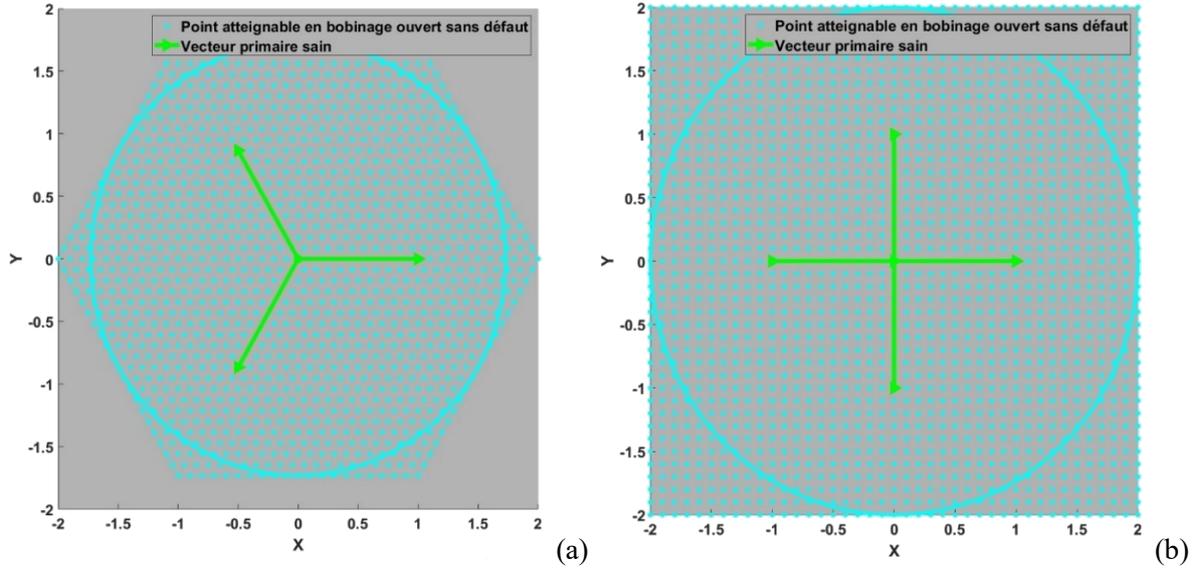


Fig. II.35 : Champ atteignable pour des machines à trois (a) et quatre enroulements (b).

### II.2.3.3. Zone atteignable en cas de défaut

Lorsqu'un défaut survient, dans un enroulement apparent, la forme se contracte en un polygone potentiellement irrégulier. Le rayon du cercle inscrit dans la forme ne peut plus être calculé avec la formule de l'apothème. Il est alors nécessaire de rechercher le rayon minimum parmi l'espace des angles électriques  $\left[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right]$  :

$$Rayon_{cercle\ inscrit} = \sum_{n=1}^N |\cos(\lambda - \arg(\overline{X}_n))| \times \|\overline{X}_n\| \quad (II.40)$$

Avec

$$\lambda \text{ tel que } \begin{cases} \min \left( \sum_{n=1}^N |\cos(\lambda - \arg(\overline{X}_n))| \times \|\overline{X}_n\| \right) \\ \lambda \in \left[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right] \end{cases} \quad (II.41)$$

Il est aisé de réduire cet ensemble de recherche continu à un espace discret. Il suffit pour cela d'utiliser la propriété de perpendicularité de la tangente d'un cercle à son rayon. En effet, le rayon du cercle inscrit est limité par un des bords de la forme. Ce bord est alors une tangente du cercle et donc perpendiculaire au rayon. La recherche peut alors se limiter aux directions perpendiculaires aux bords du polygone. De plus, les orientations des bords du polygone sont connues, car elles sont égales à celles des vecteurs primaires sains. L'espace de recherche est donc l'ensemble suivant :

$$\lambda \in \left\{ \arg(\overline{X}_n) + \frac{\pi}{2} \right\} \quad (II.42)$$

Les figures II.36 et II.37 présentent respectivement les résultats obtenus pour des machines biphasées à quatre enroulements apparents et triphasées à trois enroulements apparents. Ces deux figures présentent les résultats pour ces machines câblées en étoile et en bobinage ouvert, en mode sain et avec un défaut. Les vecteurs primaires sont représentés par les flèches vertes (sains) et noires (en défaut). Les cercles bleu et vert correspondent aux cercles atteignables, respectivement en bobinage ouvert et en câblage étoile sans neutre. Les cercles jaune et rouge correspondent aux cercles atteignables après un défaut, respectivement en bobinage ouvert et en câblage étoile sans neutre.

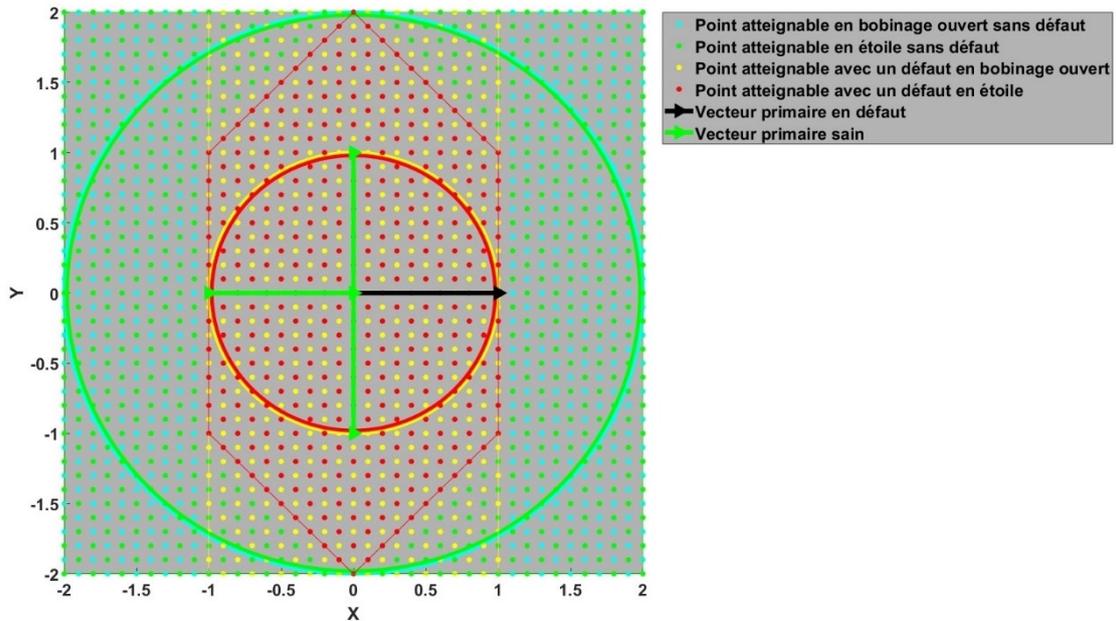


Fig. II.36 : Champ atteignable en fonction du câblage (quatre enroulements).

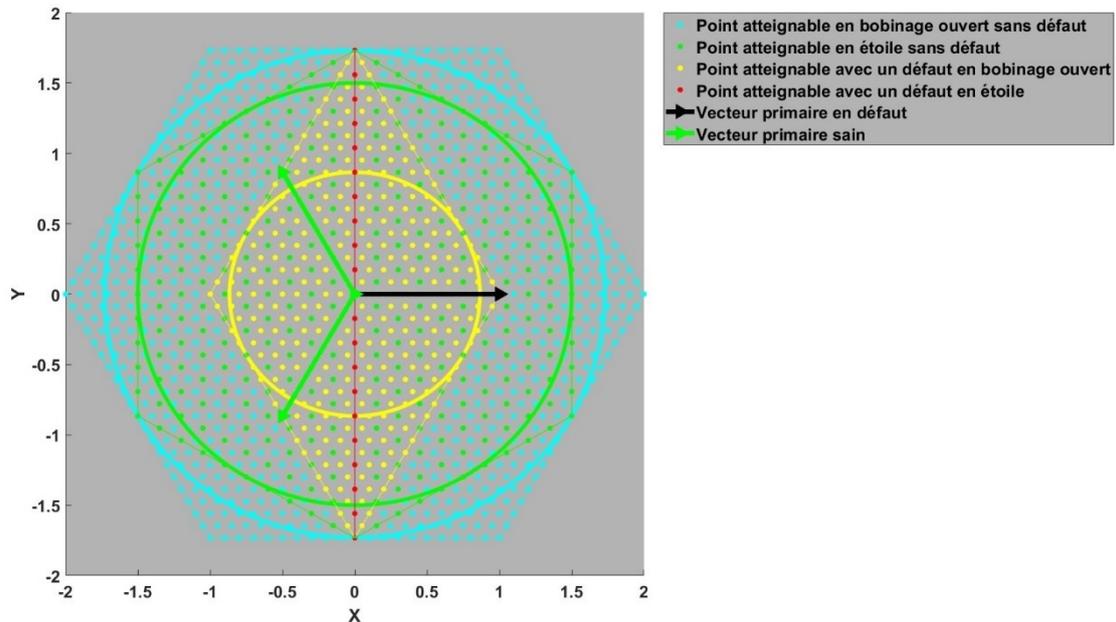


Fig. II.37 : Champ atteignable en fonction du câblage (trois enroulements).

#### II.2.3.4. Calcul de disponibilité simple pour différentes MSAPs

Pour chaque machine, on peut déterminer la zone atteignable pour le cas normal avec des enroulements apparents sains. Le rayon du cercle inscrit peut alors être calculé comme expliqué en II.2.3.3. La disponibilité simple de la machine, noté  $D$ , est alors le rapport entre ce rayon et le rayon obtenu en mode sain.

Par exemple, sur la figure II.36, le rayon du cercle atteignable dans le cas normal est de 2 (cercles vert et bleu) et de 1 (cercles jaune et rouge) dans le cas avec un défaut (dans les deux configurations de câblage). La disponibilité simple est donc de  $\frac{2}{2} = 1$  dans le mode sain et de  $\frac{1}{2} = 0,5$  dans le cas avec un défaut.

Dans le cas d'une machine à trois enroulements apparents comme montré dans la figure II.37, les rayons calculés dans le mode sain sont respectivement de 1,73 et 1,5 pour les configurations de câblage en bobinage ouvert et en étoile. Dans le cas d'un défaut sur un enroulement apparent, les rayons des cercles inscrit sont respectivement de 0,87 et 0. On peut calculer la disponibilité simple pour ces deux configurations de câblage qui sont respectivement de  $\frac{1,73}{1,73} = 1$  et  $\frac{1,5}{1,5} = 1$  dans le cas normal et de  $\frac{0,87}{1,73} = 0,5$  et  $\frac{0}{1,5} = 0$  dans le cas avec un défaut.

En réalisant ce calcul dans tous les cas de défauts possibles, la disponibilité simple de la machine dans le pire cas de défaut possible peut être déterminée. Cela permet de prédire la disponibilité simple de la machine au fur et à mesure que les défauts surviennent et ainsi déterminer le nombre de défauts que peut supporter le GMP avant que l'application ne vienne à défaillir.

En appliquant la même méthode à chaque topologie abordée dans le tableau II.2, les résultats présentés dans le tableau II.4 sont obtenus. La disponibilité simple dans le cas de deux défauts est donnée pour le pire cas, c'est-à-dire le cas qui contracte le plus le cercle inscrit. La variation de disponibilité simple en fonction de la position relative des défauts s'explique par la contraction de la forme de la zone atteignable. En effet, si deux vecteurs primaires colinéaires sont en défaut, la contraction de la zone atteignable se fait deux fois dans la même direction, contrairement au cas où ils seraient orthogonaux. Dans ce cas, le premier défaut réduirait le rayon du cercle inscrit mais pas le second défaut qui, lui, contracterait la zone atteignable sans impact sur le cercle inscrit.

Nom de la topologie	Disponibilité simple après un défaut	Disponibilité simple après deux défauts
<b>Etoile triphasée sans neutre relié</b>	0%	0%
<b>Etoile triphasée avec neutre relié</b>	50%	0%
<b>Triangle</b>	0%	0%
<b>Triangle avec source triangle</b>	50%	0%
<b>Bobinage ouvert série</b>	50%	0%
<b>Double-étoile triphasé sans neutre relié</b>	50%	0%
<b>Double-étoile triphasée avec neutre relié</b>	75%	50%
<b>Double-triangle</b>	50%	0%
<b>Double-triangle avec source triangle</b>	75%	50%
<b>Bobinage ouvert</b>	75%	50%

Tab. II.4 : Disponibilité simple après un et deux défauts pour une machine à six enroulements physiques.

La même méthode est maintenant appliquée sur des machines avec plus d'enroulements et câblées selon différentes topologies. La figure II.38 montre la disponibilité simple pour un et deux défauts des câblages étudiés.

Les croix bleues représentent la disponibilité simple des machines à  $N$  enroulements apparents en bobinage ouvert après un défaut. Avec neutre relié, ces machines donnent la même disponibilité simple représentée par les cercles violets. On retrouve, par exemple, la machine à trois enroulements apparents en bobinage ouvert et celle câblée en étoile triphasée avec neutre relié vues dans le tableau II.4 qui donnent une disponibilité simple de 50% après le premier défaut.

Les ronds verts représentent la disponibilité simple des machines câblée en multi-triphasé. On retrouve également, la disponibilité de 50% de la machine double-étoile triphasée sans neutre relié après le premier défaut du tableau II.4.

Les barres verticales noires représentent la plage de disponibilité simple des machines à  $N$  enroulements apparents en bobinage ouvert après un second défaut. Cette plage est obtenue en fonction de la position du second défaut. Les croix rouges représentent la moyenne de disponibilité simple de ces différentes positions.

De manière générale, on remarque que l'augmentation du nombre d'enroulements apparents permet d'augmenter la disponibilité simple après un ou deux défauts. On remarque également que les topologies en bobinage ouvert ou en étoile avec neutre relié ont la plus grande disponibilité simple après un défaut, comparée aux topologies plus classiques. Par exemple, la disponibilité simple d'une machine à cinq enroulements câblée classiquement en étoile sans neutre relié (sans accès au neutre) est de 38% (rond noir sur la figure II.38) après un premier défaut, alors que la même machine câblée en bobinage ouvert a une disponibilité de 69%.

Les courbes bleue, rouge et verte approximent respectivement les machines à bobinage ouvert avec un défaut, deux défauts et les machines câblées en multi-triphasé avec un défaut. L'approximation polynomiale est de la forme  $1 - \frac{\Lambda}{N}$ . Pour chacune des courbes,  $\Lambda$  vaut respectivement 1,615, 2,824 et 3,000. Cette approximation permet d'estimer rapidement la disponibilité simple pour des machines à grand nombre d'enroulements et sera utile pour choisir, concevoir et dimensionner les machines.

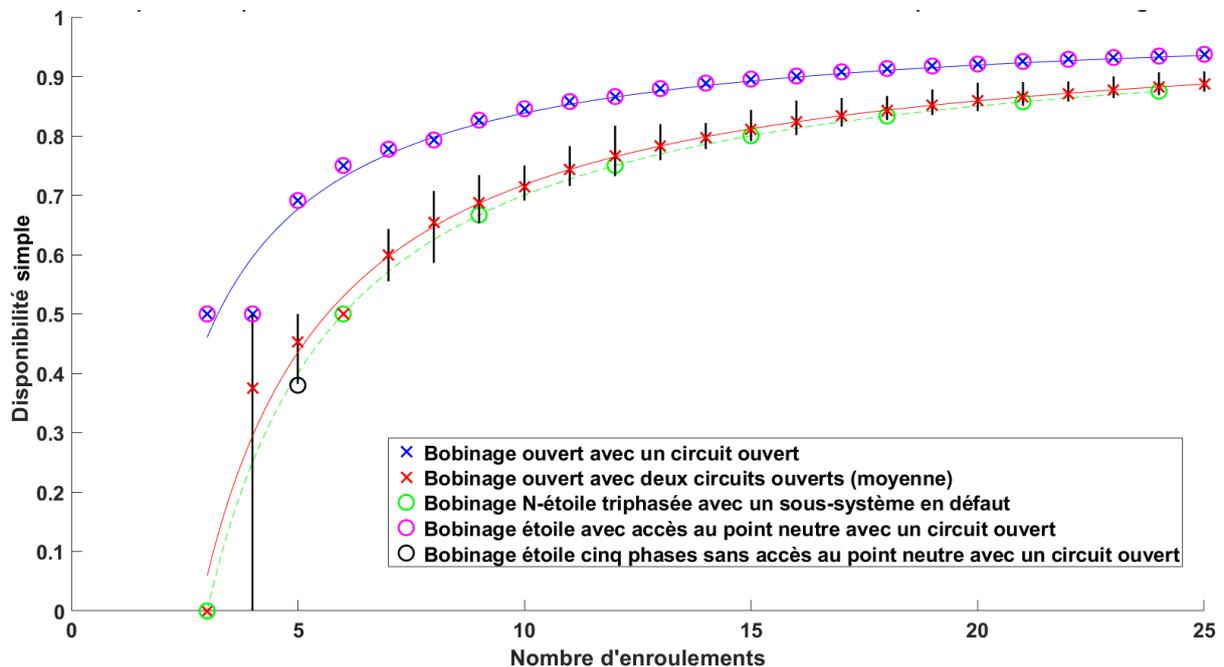


Fig. II.38 : Disponibilité simple des MSAPs en fonction du câblage et du nombre d'enroulements apparents  $N$ .

### II.2.3.5. Calcul de la disponibilité efficace

La méthode présentée en II.2.3.4 donne la disponibilité simple qui est basée sur le cercle inscrit de la zone atteignable. Cette méthode garantit la disponibilité sur toute la période électrique et occulte donc les instants de la période électrique où la machine pourrait fournir plus de couple. La méthode de calcul de la disponibilité efficace, notée  $D_{eff}$ , est ici décrite. Elle est basée sur le couple moyen que peut fournir la machine sur une période électrique. Du fait que la zone atteignable ne soit pas un cercle implique qu'il existe des moments dans la période électrique où le couple est plus important qu'à d'autres. Une oscillation du couple apparaît. Les instants où le couple est minimum dans la période électrique correspondent aux points de contact entre le cercle inscrit et le contour de la zone atteignable. Certaines applications peuvent se contenter d'un couple moyen pour fonctionner, d'où la nécessité de pouvoir calculer cette disponibilité efficace. Par exemple, une hélice d'avion peut admettre une oscillation de couple sur une période électrique, si le couple moyen nécessaire à l'avion lui est appliqué.

Cette approche est plus simple car elle fait disparaître la position du rotor présente dans le calcul de la disponibilité simple. On considère que chaque enroulement fournit un couple moyen  $C_{neff}$  sur une période électrique. Le couple moyen de la machine  $C_{eff}$  est alors la somme des couples moyens fournis par chacun des enroulements :

$$C_{eff} = \sum_{n=1}^N C_{neff} \quad (II.43)$$

Dans le cas où tous les enroulements sont identiques et indépendants, la disponibilité efficace est directement le rapport du nombre d'enroulements sains  $N_{sain}$  sur le nombre d'enroulements total  $N$ , soit :

$$D_{eff} = \frac{N_{sain}}{N} \quad (II.44)$$

La disponibilité efficace est toujours supérieure à la disponibilité simple de par la définition de cette dernière (II.40). La différence entre les deux dépend de l'écart entre le rayon du cercle inscrit et la distance à l'origine du point atteignable le plus éloigné de la zone atteignable. De ce fait, la différence entre  $D$  et  $D_{eff}$  dépend du nombre de phases dans le cas où la machine est équilibrée. Le tableau II.5 regroupe les disponibilités efficaces théoriques pour les mêmes topologies de câblage que le tableau II.4 pour les disponibilités simples.

Nom de la topologie	Disponibilité efficace après un défaut	Disponibilité efficace après deux défauts
<b>Etoile triphasée sans neutre relié</b>	33%	0%
<b>Etoile triphasée avec neutre relié</b>	67%	33%
<b>Triangle</b>	67%	33%
<b>Triangle avec source triangle</b>	67%	33%
<b>Bobinage ouvert série</b>	67%	33%
<b>Double-étoile triphasé sans neutre relié</b>	67%	33%
<b>Double-étoile triphasée avec neutre relié</b>	83%	67%
<b>Double-triangle</b>	83%	67%
<b>Double-triangle avec source triangle</b>	83%	67%
<b>Bobinage ouvert</b>	83%	67%

Tab. II.5 : Disponibilité efficace après un et deux défauts pour une machine à six enroulements physiques.

## II-3. Choix de l'architecture du GMP

Pour illustrer nos propos, un cahier des charges (CdC) est arbitrairement choisi : Tout d'abord, l'application admet une disponibilité simple de 70% pour le GMP. En dessous de cette valeur le GMP sera considéré défaillant. De plus, au moins deux défauts doivent pouvoir apparaître avant que le GMP soit défaillant. Après le critère de fiabilité, le poids est le second enjeu. Le coût de la solution est un critère de choix subsidiaire.

### II.3.1. Une machine disponible

#### II.3.1.1. Choix de l'approche pour la MSAP

Pour que la MSAP puisse fournir un couple sur son arbre, il faut pouvoir lui appliquer les bons courants dans les bons enroulements. Pour que cette fonction soit fiable, il est possible de lui appliquer les trois approches vues dans la partie précédente (II.1.3).

Une des façons les plus simples de l'approche redondante est le doublement de la machine [56]. Ceci permet de faire fonctionner l'application avec « la seconde machine » quand la première est en panne. Cette redondance sur la machine se traduit par l'ajout d'enroulements de cuivre et de conducteurs magnétiques qui sont des matériaux lourds et encombrants. C'est généralement l'approche qui augmente le plus la masse totale. C'est cependant la seule permettant de maintenir les performances initiales de la machine en cas de défaut. La disponibilité (simple ou efficace) est donc toujours de 1 après un défaut. Une autre façon de présenter la redondance est de considérer que le GMP est surdimensionné en mode sain et que sa disponibilité (simple ou efficace) est réduite en mode dégradé, avec un niveau de performance considéré comme optimal par l'application.

Nous choisissons de ne pas utiliser l'approche redondante afin de minimiser le poids et le coût, mais plutôt d'opter pour l'approche résiliente. La résilience apportée au système doit permettre de maintenir la disponibilité simple au-dessus des 70% fixés par le CdC après deux défauts.

L'approche résiliente a aussi un coût financier du fait de la complexité supérieure de la machine. En fixant une échelle de défaillance, c'est l'application qui dicte la façon dont l'approche résiliente peut être utilisée. L'architecture du GMP est adaptée selon les différentes contraintes imposées par l'application. Un compromis sera trouvé pour chaque application. L'approche résiliente a par exemple été utilisée pour la motorisation du vol G-HYZA [16]. Un moteur composé de deux bobinages triphasés indépendant (M1 et M2), alimentés par deux onduleurs dédiés (Inverter1 et Inverter2), eux-mêmes alimentés par un bus d'alimentation commun a été mis en œuvre. De cette façon, chacun des deux bobinages triphasés fournit la moitié de la puissance nominale de l'avion. La figure II.39 montre une représentation schématique du GMP de l'avion.

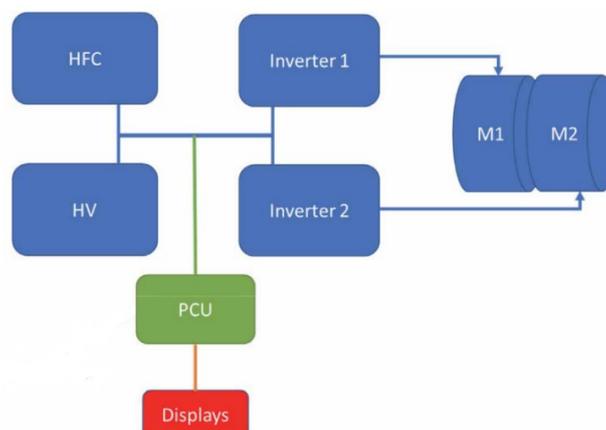


Fig. II.39 : Schéma fonctionnel du système de propulsion du Piper PA-46-350P modifié [16].

L'approche consistant à utiliser des composants de meilleure qualité ou surdimensionnés sera également retenue de manière à augmenter le temps entre deux défauts et donc augmenter la durée de vie de l'ensemble. Elle se traduit par l'utilisation de matériaux plus performants pour l'isolation électrique, les conducteurs magnétiques et les aimants. Les isolants peuvent être plus épais pour garantir une tenue électrique supérieure plus longtemps. Les aimants sont plus épais que nécessaire pour éviter qu'ils ne soient démagnétisés et réalisés en Néodyme-Fer-Bore plutôt qu'en ferrite pour maintenir la densité de puissance. Afin de réduire les pertes fer et donc l'échauffement de la machine, les tôles magnétiques peuvent être plus fines et l'alliage Fer-Silicium remplacé par un alliage Fer-Cobalt permettant d'atteindre des inductions à saturation de 2,4T. Tous les éléments peuvent être surclassés thermiquement, par exemple en utilisant des matériaux classe H (180°C) pour un moteur utilisé en classe B (130°C) (cf. tableau des classes thermiques en Annexe 1). Les structures du rotor et du stator sont dimensionnées pour supporter des contraintes mécaniques légèrement supérieures à celles qui pourraient survenir même en cas de défaut. Ces améliorations et surdimensionnements sont coûteux économiquement et pondéralement. Ils doivent donc être utilisés avec parcimonie.

### *II.3.1.2. Choix du type de MSAP*

Afin de répondre au CdC donné au début de ce chapitre, une machine non redondante à bobinage ouvert est choisie. En effet, le choix du bobinage ouvert correspond à deux préoccupations. La première est son niveau de résilience donnant la meilleure disponibilité simple en cas de défauts. La seconde est une simplicité d'industrialisation du bobinage. Ces avantages viennent aussi avec des contraintes. La première est la nécessité pour l'électronique de puissance de fournir autant de courants indépendants qu'il y a d'enroulements dans la machine. Cela la rend plus complexe, avec plus de composants, et donc implique la seconde contrainte qui est la hausse du coût de l'électronique.

Concernant le nombre de phases et d'enroulements, deux machines seront étudiées dans ce manuscrit : une à trois phases avec douze enroulements indépendants et une seconde à onze phases avec vingt-deux enroulements indépendants.

Le choix de la machine triphasée à bobinage ouvert correspond plus au besoin de ce travail de recherche qui cible la commande de la machine. Elle permet d'expérimenter la loi de commande sans pour autant avoir une électronique spécifique, les électroniques de puissance triphasées étant fortement majoritaires sur le marché. Une telle machine permet aussi de valider les calculs de disponibilité (simple et efficace). En effet, du fait qu'elle possède un bobinage ouvert, il est possible de la câbler suivant toutes les topologies que l'on souhaite. Cela permet alors de comparer les performances obtenues entre une machine câblée en étoile triphasée à trois enroulements (cas le plus courant) et notre choix de bobinage ouvert. La machine triphasée est une machine basse tension (48V), pour se rapprocher des caractéristiques de la machine à onze phases, qui, elle aussi, est basse tension. Ce choix est dicté par la législation en vigueur comme expliqué en introduction. Il s'agit d'une machine bobinée sur mesure de faible puissance (8kW) pour simplifier l'expérimentation, ces caractéristiques seront développées dans le Chapitre III.

La machine à onze phases, quant à elle, est entièrement développée sur mesure et prévue pour être utilisée dans une application de mobilité où un bon compromis entre la complexité de la machine et son niveau de résilience est nécessaire. Sa puissance est plus importante (>100kW) mais toujours en basse tension (48V). Les développements de la machine à onze phases et de son électronique intégrée sont réalisés en parallèle de ce travail de recherche dans une autre thèse. Les caractéristiques de la machine à onze phases, en particulier sa disponibilité (simple et efficace), sont exposées au Chapitre V.

### II.3.1.3. Calcul de la disponibilité simple de la machine triphasée

La disponibilité simple du GMP peut être estimée dans le cas de la machine triphasée à douze enroulements indépendants. Nous cherchons à estimer la disponibilité simple dans le cas où le pire défaut survient. En utilisant (II.39), le rayon du cercle inscrit est calculé (II.45). C'est une image du couple nominal de la machine.  $A$  vaut 8 du fait qu'il y ait quatre enroulements par phase.

$$Rayon_{cercle\ inscrit\ sain} = \frac{A}{2 \times \tan\left(\frac{\pi}{N_c}\right)} = \frac{8}{2 \times \tan\left(\frac{\pi}{6}\right)} \approx 6.93 \quad (II.45)$$

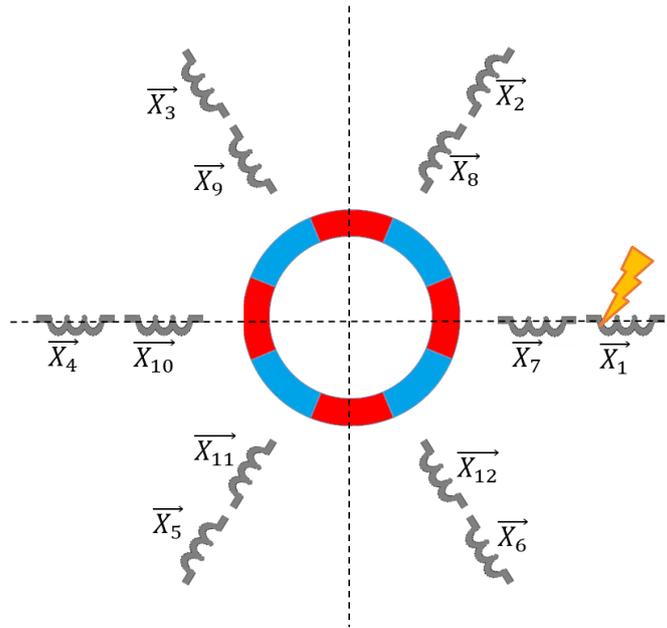


Fig. II.40 : Représentation de la machine triphasée avec un défaut sur l'enroulement 1.

Nous supposons ensuite qu'un défaut survient sur l'enroulement 1 (Fig. II.40) et que son courant devient nul. Ce défaut peut être dû à l'enroulement ou à l'électronique qui l'alimente. Le vecteur correspondant, d'orientation 0 et de module normalisé égal à 1, est donc perdu. La méthode de recherche du rayon du cercle inscrit (II.40) est appliquée sur la famille des onze vecteurs restants. Du fait que le défaut apparaisse sur l'enroulement 1, la zone atteignable se contracte selon l'orientation de cet enroulement, c'est-à-dire 0. Le bord de la zone atteignable limitant le rayon du cercle inscrit est donc dans l'orientation  $\left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right)$  ou  $\left(\frac{-2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right)$ . Nous choisissons  $\lambda = \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}$ , et obtenons :

$$Rayon_{cercle\ inscrit_{1\ défaut}} = \left( \left| 3 \times \cos(\lambda - 0) \right| + \left| 4 \times \cos\left(\lambda - \frac{2\pi}{3}\right) \right| + \left| 4 \times \cos\left(\lambda - \frac{-2\pi}{3}\right) \right| \right) \times 1 \approx 6,06 \quad (II.46)$$

On obtient alors la disponibilité simple après un défaut :  $D \approx \frac{6,06}{6,93} \approx 87\%$ .

De la même manière, la méthode pour calculer la disponibilité simple de la machine après deux défauts est appliquée. Ce second défaut est considéré sur la même phase que le premier et donc avec la même orientation dans le repère électrique. Cela correspond au pire cas car la contraction du cercle inscrit est la plus grande par rapport à un second défaut qui apparaîtrait sur une autre phase. Le diamètre du cercle inscrit peut être calculé dans ce cas :

$$Rayon_{\text{cercle inscrit } 2_{\text{défauts}}} = \left( |2 \times \cos(\lambda - 0)| + \left| 4 \times \cos\left(\lambda - \frac{2\pi}{3}\right) \right| + \left| 4 \times \cos\left(\lambda - \frac{-2\pi}{3}\right) \right| \right) \times 1 \approx 5,20 \quad (II.47)$$

On obtient alors la disponibilité simple après deux défauts :  $D \approx \frac{5,20}{6,93} \approx 75\%$ . Cette machine permet donc de répondre au CdC avec sa disponibilité simple de 75% après deux défauts dans le pire cas.

Le même raisonnement permet de calculer la disponibilité simple après différents défauts. La machine triphasée ne pourra plus fournir de couple continu (sans retour à zéro) après le huitième défaut, dans le pire des cas. En effet, si les huit défauts touchent les huit enroulements indépendants de deux des trois phases, il reste quatre enroulements appartenant tous à la dernière phase. La machine ne peut alors pas créer de couple sur l'ensemble de la période électrique, sa disponibilité simple est tombée à zéro. On note que dans ce cas, la disponibilité efficace est de  $\frac{4}{12} = 33\%$ .

## II.3.2. Une électronique résiliente

### II.3.2.1. Présentation de l'électronique

Dans cette sous-partie, l'électronique, les défauts qu'elle peut rencontrer ainsi que les effets engendrés sur la disponibilité (simple ou efficace) du GMP sont succinctement décrits. L'électronique est l'interface entre la source d'énergie électrique, la machine et les consignes de vitesse ou de couple que désire l'utilisateur. Comme pour la machine, nous cherchons à obtenir une structure d'électronique résiliente. Elle doit de plus être adaptée aux machines à bobinage ouvert, c'est-à-dire permettre leur contrôle tout en conservant leur disponibilité (simple ou efficace). L'électronique doit pouvoir fournir une tension variable sur chaque fil de la machine à partir du bus continu<sup>15</sup> qui sert d'alimentation électrique.

On regroupe deux fonctions principales sous le terme « électronique » :

- La gestion de la puissance électrique, sa mise en forme et son transfert. Cette fonction est assurée par ce qu'on appelle l'électronique de puissance. Elle regroupe tous les composants électroniques de puissance et de protection.
- Le support et l'interfaçage de la loi de commande avec le matériel en fonction des consignes reçues. Cette fonction est assurée par l'électronique de commande. Elle inclut aussi les différents capteurs (capteur de courant, de position, ...).

On distingue ces deux fonctions car elles subissent des contraintes différentes et remplissent des rôles différents. L'électronique de puissance subit de fortes contraintes électriques directement dues à sa fonction. C'est généralement ses composants qui défont au sein de l'électronique, occasionnant des courts-circuits ou des circuits ouverts. C'est aussi elle qui garantit la protection en cas de court-circuit, par ses fusibles qui transforment rapidement les défauts de court-circuit en défaut de circuit ouvert.

Quant à l'électronique de commande, la majorité de ses composants est généralement moins soumise aux contraintes électriques et thermiques. Cependant, elle peut aussi défaillir. La perte des capteurs ou des drivers<sup>16</sup> peut être un défaut à l'origine d'une défaillance de toute l'électronique de commande, donc du GMP et finalement de l'application toute entière. La conception de l'électronique de commande doit non seulement éviter une telle propagation de défaut, mais aussi permettre le fonctionnement des

<sup>15</sup> Bus continu : Paire de conducteurs électriques permettant d'interconnecter différents appareils électriques en courant continu. Souvent utilisé comme distribution d'alimentation en courant continu.

<sup>16</sup> Drivers : Interface entre le composant de commande et les cellules de commutation. Son rôle est d'adapter le signal électrique du composant de commande aux cellules de commutation.

organes sains restants. Par exemple, c'est un défaut sur l'électronique qui a forcé le vol G-HYZA à atterrir en catastrophe malgré la structure résiliente de son GMP [16]. Le tableau II.6 expose les composants associés aux sous-fonctions de l'électronique.

Sous-Fonction	Composant	Type
<b>Routage de l'énergie électrique</b>	Cellule de commutation	Electronique de puissance
<b>Protection électrique</b>	Fusible	Electronique de puissance
<b>Support du contrôle des cellules de commutation et de la loi de commande</b>	Microcontrôleur <sup>17</sup> , FPGA <sup>18</sup>	Electronique de commande
<b>Mesure de courant</b>	Shunt, capteur à effet Hall	Electronique de commande
<b>Mesure d'angle machine</b>	Résolveur, codeur	Electronique de commande
<b>Communication</b>	Bus de communication	Electronique de commande

Tab. II.6 : Composants associés aux sous-fonction de l'électronique.

Différentes technologies sont disponibles pour les composants de l'électronique. Pour l'électronique de puissance, le choix se fait principalement sur la technologie des cellules de commutation. Pour l'électronique de commande, le choix se fait sur le type de contrôleur utilisé. L'étude et le choix de la technologie des cellules de commutations et le type de contrôleur utilisé ne font pas partie de ce travail de recherche. Seul la structure et le fonctionnement de l'électronique sont considérés pour analyser ses réactions aux défauts.

### II.3.2.1. Choix de la structure de l'électronique de puissance

La structure de l'électronique de puissance détermine la façon dont l'énergie électrique est transmise à la machine. Cette structure doit permettre d'imposer les courants souhaités dans la machine en appliquant la tension du bus continu à ses bornes.

Différentes structures d'électronique de puissance existent. Une des plus courantes et des plus simples est le bras de pont (Fig. II.41a). L'utilisation de deux bras de pont permet de créer un pont en H (Fig. II.41b). Cette structure permet d'imposer un courant bidirectionnel dans un enroulement. Il existe également beaucoup d'autres structures dans la littérature [57]. Par exemple, les hacheurs multi-niveaux permettent de réduire l'écart de tension entre deux états [58]. Cela permet de réduire le stress sur les isolants dû aux échelons de tension. Un exemple de hacheur multi-niveau est donné par la figure II.41c. D'autres électroniques sont redondantes et tolèrent des défauts [59]. La figure II.41d en donne un exemple où un bras de pont est doublé et protégé par des fusibles, de sorte que si le premier est défaillant, il est isolé par les fusibles et « remplacé » par le second.

<sup>17</sup> Microcontrôleur : Composant électronique regroupant les éléments d'un ordinateur (processeur, mémoire, ordonnanceur, périphériques d'entrée/sortie. Il permet d'exécuter séquentiellement des tâches complexe.

<sup>18</sup> FPGA : Acronyme de réseau de portes logiques programmable (Field-Programmable Gate Array en anglais), est un composant électronique logique programmable. Il trouve son intérêt dans le traitement logique parallélisé à haute vitesse

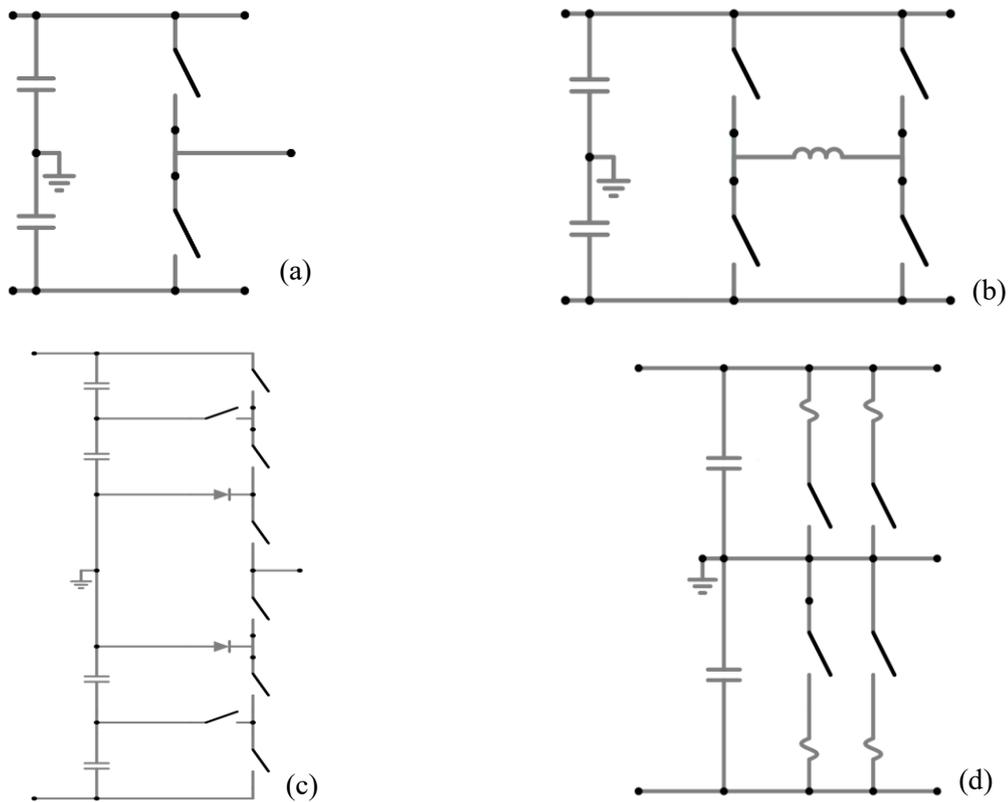


Fig. II.41 : Bras de pont simple (a), pont en H (b), bras de pont à quatre niveaux (c), bras de pont redondant (d).

Le tableau II.7 résume quelques caractéristiques d'un convertisseur et les intérêts associés

Caractéristique	Possibilité	Intérêt
<b>Multi-niveaux</b>	De 2 à N niveaux de tension en sortie	Permet de réduire le stress sur les isolants électriques et le calibre des cellules de commutation
<b>Redondante</b>	De 0 à N redondances des cellules de commutation	Permet de maintenir les cellules de commutation fonctionnelles jusqu'à N défauts
<b>Bidirectionnelle en puissance</b>	Bidirectionnelle ou Unidirectionnelle	Permet d'imposer des puissances positives et négatives dans le cas bidirectionnel

Tableau II.7 : Caractéristiques permettant de classer les électroniques de puissance.

Une autre caractéristique de l'électronique de puissance est sa fréquence de travail, c'est-à-dire la fréquence à laquelle elle peut changer l'état de ses cellules de commutation. Cette fréquence, détermine l'ondulation de courant résiduelle dans la machine. Si cette ondulation est trop importante, elle peut engendrer un bruit lors du fonctionnement de la machine. Le contenu harmonique haute fréquence de cette ondulation est transformé en perte fer et perte Joule dans la machine. Cette ondulation de courant peut aussi perturber la loi de commande qui régule le courant (cf. Chapitre III). On note que cette ondulation dépend aussi de l'impédance de la machine. C'est donc un compromis à trouver lors de la conception de la machine, de l'électronique et de la loi de commande.

### II.3.2.2. Choix de la structure de l'électronique de commande

La loi de commande qui contrôle la machine doit elle aussi être fiable. Elle doit être fiable dans sa logique mais aussi que son support physique soit fiable. La loi de commande est supportée par un ou plusieurs composants électroniques (microcontrôleur ou FPGA) qui peuvent défaillir. Si la loi de commande pilote l'intégralité du GMP, y compris les hypothétiques redondances matérielles, sa défaillance ou celle de son support entraîne la perte totale du groupe motopropulseur.

Le support de la loi de commande doit donc être résilient ou redondant. La résilience au sein d'un microcontrôleur ou d'un FPGA est difficile à concevoir, car ce sont des composants monoblocs qui sont souvent complètement défaillants au premier défaut. La multiplication des supports de la loi de commande est donc nécessaire, celle-ci sera donc redondée. Cependant la loi de commande peut ne pas être déployée pleinement sur tous ses supports.

En utilisant par exemple deux microcontrôleurs, reliés à chacun une moitié de l'électronique de puissance et de la machine, ainsi qu'une loi de commande conçue pour fonctionner en deux parties indépendantes, on obtient une commande résiliente aux défauts de son support. Si un des deux microcontrôleurs est défaillant, une moitié de la machine est perdue faute de pouvoir la contrôler. La seconde moitié peut continuer de fonctionner normalement étant donné que la machine, l'électronique et la commande le permette. La disponibilité efficace après un défaut du support de commande serait donc de 50%. Cette disponibilité efficace est inférieure à celle de la machine après un défaut dans la machine. Cette solution n'est donc pas adaptée à la machine car elle bride la disponibilité (simple et efficace) de la machine après un défaut. Afin que la disponibilité (simple et efficace) du GMP soit égale à celle de la machine, nous choisissons de placer un support de commande par enroulement. Cela permet de réduire la perte à un enroulement en cas de défaillance d'un des composants qui supporte la loi de commande.

### II.3.3. Une loi de commande adaptée

Nous cherchons maintenant une structure de loi de commande adaptée à la partie physique qui a été choisie. La loi de commande du GMP doit être résiliente vis-à-vis des défauts qui pourraient survenir sur certains de ses supports. Elle doit aussi continuer de fonctionner si un défaut survient sur les capteurs ou sur les communications. Il existe plusieurs structures de commande résilientes aux défauts. Le support physique de notre commande comporte plusieurs composants de calcul (microcontrôleurs) qui sont les points d'entrée des données des capteurs et les sorties permettant de piloter la partie physique. Ces composants sont reliés informatiquement entre eux permettant l'échange de donnée. Cette liaison permet aussi la diffusion de la consigne donnée par l'utilisateur.

#### II.3.3.1. Objectif de la loi de commande

Chaque partie de la loi de commande doit être indépendante des autres pour être résiliente aux défauts pour que la disponibilité (simple ou efficace) de l'électronique et de la machine puisse être utilisée.

Le couple fourni par la machine dépend du courant dans ses enroulements et de la position du rotor. La commande doit donc avoir accès à ces informations pour contrôler correctement la machine. Pour cela, des capteurs de courant et un capteur de position angulaire (résolveur<sup>19</sup>, codeur<sup>20</sup> ou autre) sont présents sur l'électronique.

<sup>19</sup> Résolveur : Machine électrique biphasée synchrone à rotor bobiné, utilisée comme capteur de position angulaire. Son utilisation est plus complexe que les autres capteurs mais il résiste très bien à la température (>150°C) et aux vibrations.

<sup>20</sup> Codeur : Il peut être absolu en renvoyant une valeur d'angle ou incrémental (moins cher) en renvoyant une impulsion à chaque pas de rotation.

Dans le cas d'une commande classique, sans besoin de résilience, la commande est centralisée dans un seul microcontrôleur (figure II.42) [60]. Cela rend toutes les informations des capteurs intrinsèquement accessibles. Dans notre cas, la commande est supportée par plusieurs microcontrôleurs qui recueillent chacun une partie des données (courants, position angulaire du rotor, ...). On parle de commande décentralisée [61]. Ces informations doivent donc être partagées ou alors être suffisantes au contrôle des cellules de commutations locales (associées au même microcontrôleur qui recueille les données).

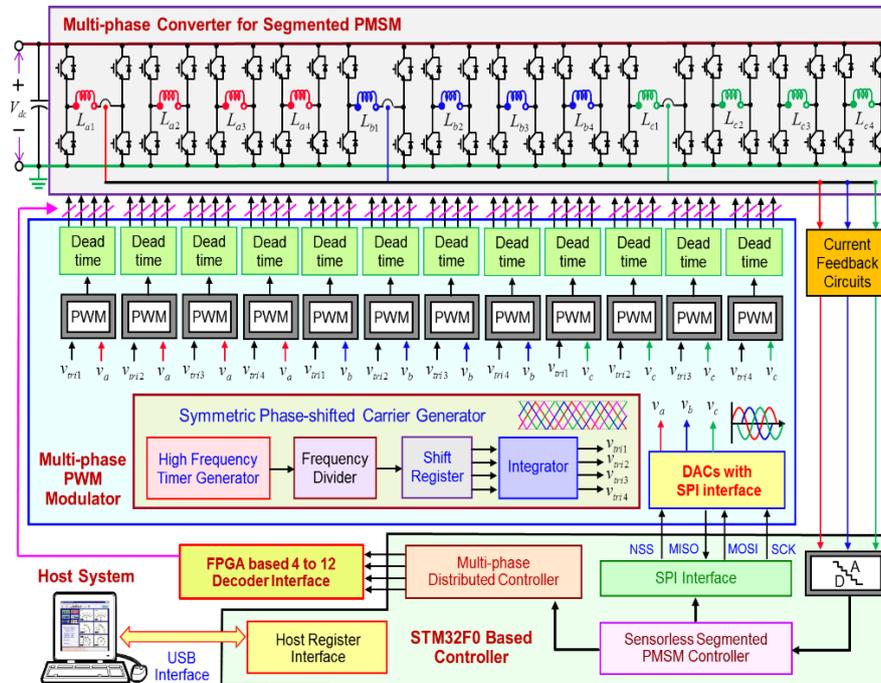


Fig. II.42 : Schéma fonctionnel proposé par [60].

La structure de communication doit permettre à la commande d'être résiliente. Cela implique que, soit la commande peut se passer de communications, soit la communication est résiliente et reste en partie opérationnelle après un défaut du canal de communication<sup>21</sup>. La gestion des communications intègre aussi la communication de la consigne de commande (vitesse, couple) à tous les éléments qui en ont besoin.

### II.3.3.2. Les différentes structures de commande

La structure de la commande est l'organisation de l'information au sein du GMP. La commande doit prendre des décisions (quelles cellules commuter) en fonction des données qu'elle reçoit et de leur historique. Le domaine de l'organisation de l'information et de la prise de décisions sont basés sur la théorie des graphes et la théorie de la décision. Ces deux théories mathématiques permettent de donner un cadre et des outils pour l'étude de ce genre de problématique. Plusieurs termes sont définis [62]:

- Environnement : Ensemble étudié.
- Entité : Ensemble d'un tout qui peut être considéré indépendamment.
- Agent : Entité dans un environnement capable de le percevoir et d'agir sur ce dernier. Il possède des ressources et des compétences lui permettant de réaliser des tâches afin d'atteindre un objectif.

<sup>21</sup> Canal de communication : Intégralité de ce qui se trouve entre l'émetteur d'une information et son récepteur. Le canal de communication n'est jamais parfait et peut induire une déformation de l'information.

- Ressource : Elément de l'environnement accessible à un agent. La ressource peut être l'information d'un capteur, un accès à un bus de communication ou à des organes d'actionnement comme les cellules de commutations d'un bras de pont. Certaines ressources peuvent être partagée avec d'autre agent.
- Compétence : Capacité d'un agent à agir sur l'environnement. Une compétence requiert souvent une ressource.
- Tâches : Fonctions attribuées à un agent dans l'optique qu'il atteigne un objectif.
- Multi-agent : Système contenant plusieurs agents en interactions.
- Attributs : Ensemble des caractéristiques d'un agent. Ils regroupent les ressources et les compétences de l'agent en question.
- Structure : Organisation des interactions entre les agents d'un système.

On peut distinguer deux types de structures : les structures centralisées et les structures décentralisées [63] [64] [65]. Dans le premier cas, une seule entité prend des décisions et les applique à l'environnement comme la structure proposée dans [60]. Dans le cas des structures décentralisées [23], plusieurs entités prennent chacune des décisions et les appliquent à l'environnement. Dans les deux cas, on peut définir des ressources dans l'environnement et des compétences associées aux entités. Comme expliqué en II.3.3.1, les structures décentralisées sont plus résilientes que les structures centralisées qui sont vulnérables à un défaut de leur élément centralisé. Nous nous concentrons donc sur les structures décentralisées et donc multi-agents.

Dans notre cas, l'environnement est la partie physique du GMP au complet, c'est-à-dire la machine et l'électronique, y compris les microcontrôleurs, les capteurs et les canaux de communications (parties en bleue et verte sur la figure II.43). Les ressources sont les informations des capteurs (courant et position). Les compétences des agents sont les cellules de commutation qu'ils peuvent actionner (et donc la tension qu'ils appliquent aux enroulements). Il ne reste qu'à définir les attributs des agents ainsi que leur nombre.

Les agents sont supportés physiquement par les microcontrôleurs et doivent contrôler une partie (ou l'intégralité du GMP). L'ensemble des agents doit permettre de contrôler l'intégralité de la machine. Lorsqu'un des agents est défaillant par exemple à cause d'un défaut sur un des microcontrôleurs qui le supporte, le GMP doit pouvoir continuer de fonctionner avec le maximum de performances restantes.

La structure de l'électronique conditionne les ressources disponibles depuis chaque microcontrôleur. On considère comme disponible depuis un microcontrôleur, tout ce qui lui est relié directement. On distingue deux types de ressources :

- Les ressources en lecture : qui sont un accès à une information.
- Les ressources en écriture : qui permettent de transmettre une information ou de contrôler un élément.

Le tableau II.8 donne les ressources disponibles depuis chaque microcontrôleur d'après l'électronique choisie précédemment pour la machine triphasée à douze enroulements indépendants.

Support	Ressources en lecture	Ressources en écriture
<b>Microcontrôleur 1</b>	Courant [enroulement 1, phase 1] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 1, phase 1] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 2</b>	Courant [enroulement 2, phase 1] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 2, phase 1] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 3</b>	Courant [enroulement 3, phase 1] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 3, phase 1] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 4</b>	Courant [enroulement 4, phase 1] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 4, phase 1] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 5</b>	Courant [enroulement 1, phase 2] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 1, phase 2] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 6</b>	Courant [enroulement 2, phase 2] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 2, phase 2] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 7</b>	Courant [enroulement 3, phase 2] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 3, phase 2] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 8</b>	Courant [enroulement 4, phase 2] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 4, phase 2] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 9</b>	Courant [enroulement 1, phase 3] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 1, phase 3] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 10</b>	Courant [enroulement 2, phase 3] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 2, phase 3] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 11</b>	Courant [enroulement 3, phase 3] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 3, phase 3] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 12</b>	Courant [enroulement 4, phase 3] ; Tension bus DC ; Bus CAN	Pont en H [enroulement 4, phase 3] ; Bus CAN
<b>Microcontrôleur 13</b>	Position rotor ; Bus CAN	Bus CAN

Tab. II.8 : Ressources accessibles par chaque support de la loi de commande.

Les agents peuvent être répartis sur plusieurs supports ou bien supportés par un unique microcontrôleur. Dans le cas d'un agent réparti sur plusieurs microcontrôleurs, une communication est nécessaire entre les différents microcontrôleurs pour que l'agent soit pleinement opérationnel. De la même manière, un microcontrôleur peut être le support de plusieurs agents. Les capacités du microcontrôleur sont alors réparties entre les différents agents. La figure II.43 représente un exemple du choix de la structure de commande, c'est-à-dire le choix du nombre d'agents, leurs fonctions, leurs interactions et leur attribution aux supports physiques que sont les microcontrôleurs de l'électronique de commande.

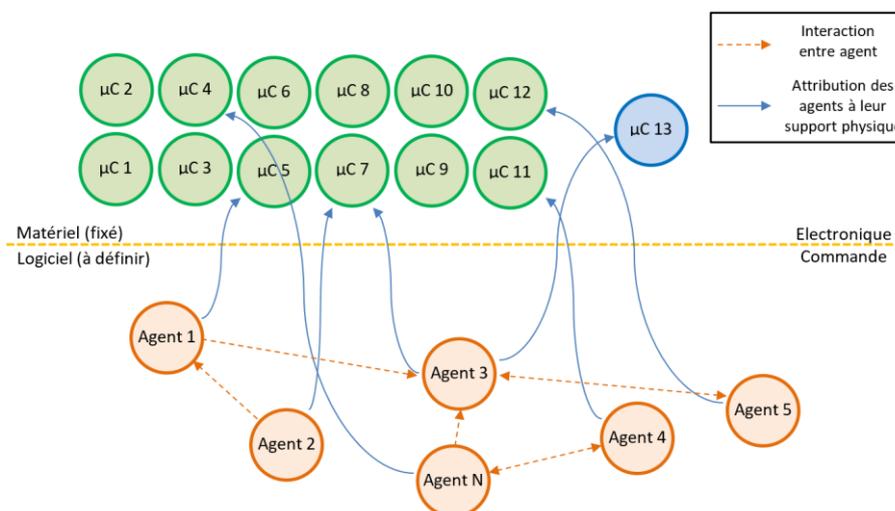


Fig. II.43 : Illustration du choix de la structure de commande et de l'attribution des agents à leur support physique.

L'objectif global de la structure de commande est de faire tourner la machine en fonction de la consigne. Pour cela plusieurs tâches sont à réaliser dans le cas d'un fonctionnement normal :

- Recevoir la consigne de couple ou de vitesse
- Récupérer les données des capteurs (courant, position rotor, température)
- Calculer les courants nécessaires dans chaque enroulement
- Appliquer les courants calculés dans chaque enroulement
- Détecter les défauts

Dans le cas d'un défaut, d'autres tâches doivent être assurées :

- Détecter les nouveaux défauts
- Reconfigurer le GMP pour un fonctionnement tolérant au défaut (isolation du défaut, compensation du défaut dans la mesure du possible)
- Rapporter le défaut à l'utilisateur

Ces tâches doivent être allouées aux agents. Cette allocation peut être statique ou dynamique. Si l'allocation des tâches est dynamique, c'est alors une tâche de plus.

L'allocation des tâches doit permettre à chaque agent de réaliser ses tâches en lui garantissant l'accès aux ressources nécessaires. Dans le cas où un agent est supporté par plusieurs microcontrôleurs, il peut transférer des informations d'un microcontrôleur à l'autre en utilisant un bus de communication. C'est alors une nouvelle tâche qui nécessite l'accès au bus de communication. C'est aussi le cas si deux agents doivent interagir alors qu'ils sont supportés par deux microcontrôleurs différents. Le tableau II.9 présente les ressources nécessaires pour chaque tâche.

Tâche	Ressources nécessaires
Recevoir la consigne	Bus CAN en lecture
Récupérer les données d'un capteur	Capteur en question
Calculer les courants à appliquer	Consigne, courants et position rotor, CPU
Appliquer un courant dans un enroulement	Cellules de commutation associées à l'enroulement
Allocation des tâches	Communication avec les agents visés
Communication entre microcontrôleurs	Bus CAN en lecture et écriture

Tab. II.9 : Ressources nécessaires à la réalisation des tâches.

### II.3.3.3. Choix de la structure de la commande multi-agents

Une commande classique de la machine, suivant le modèle de Park, peut être réalisée avec un seul agent réparti sur tous les microcontrôleurs. Il peut alors centraliser les informations et contrôler le courant dans tous les enroulements. Cela demande beaucoup de communication et centralise complètement la commande ce qui annule la disponibilité (simple ou efficace) en cas de défaut de l'agent.

Nous choisissons de créer un agent par microcontrôleur. De cette façon, douze des treize agents peuvent contrôler le courant dans un enroulement via le microcontrôleur qui les supporte (Fig. II.44). Le treizième agent a accès à la position du rotor mais n'a pas de moyen d'action direct sur les courants dans la machine. Une commande décentralisée par enroulement est ainsi obtenue. On qualifie de locales les ressources accessibles directement par un agent, c'est-à-dire les ressources accessibles sans communication avec d'autres agents.

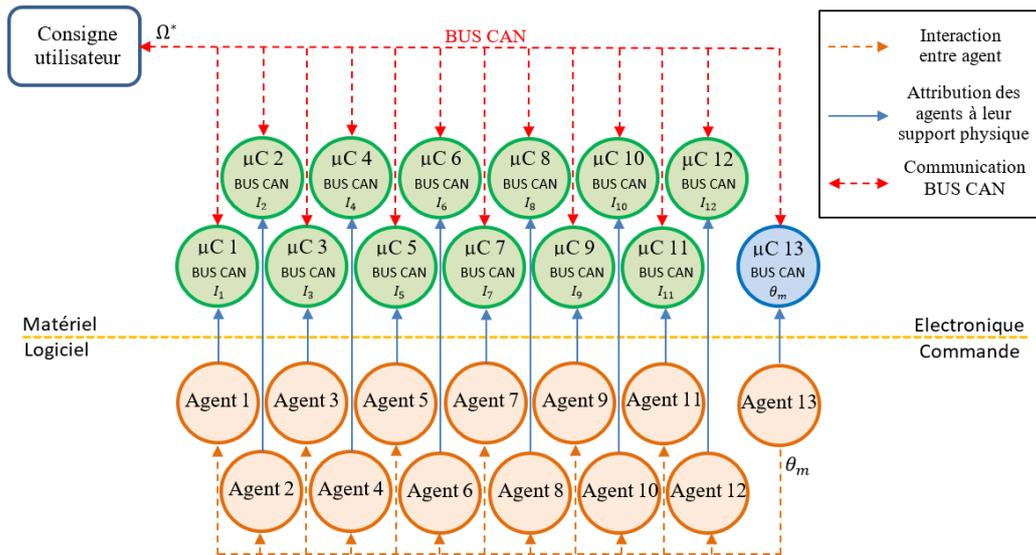


Fig. II.44 : Schéma fonctionnel de la structure de commande proposée.

L'objectif de la commande est communiqué aux agents via le bus de communication CAN. Cet objectif est commun, c'est la consigne de vitesse (ou de couple). Les consignes de courant peuvent être calculées à partir de l'objectif et de la position du rotor. Cela rend les agents qui contrôlent les enroulements uniquement dépendant de l'agent qui a accès à la position du rotor. Cette solution permet d'augmenter la disponibilité (simple ou efficace) du GMP mais engendre quelques problématiques sur la loi de commande qui seront abordées au Chapitre IV.

Le contrôle des courants dans la machine a encore une faiblesse de disponibilité (simple ou efficace) car il dépend de l'agent qui récupère et diffuse la position du rotor (l'agent 13). Cette information est indispensable au démarrage de la machine dans le cas d'une application nécessitant un démarrage en charge. Une fois la machine en rotation, la position du rotor pourrait être observée localement par chaque agent contrôlant un enroulement [66].

Le programme de chaque agent (loi de commande, communication, paramètres, ...) doit pouvoir être supporté par le seul microcontrôleur à sa disposition. En effet, cette structure de commande ne permet pas de répartir les calculs que doit effectuer un agent sur l'ensemble des ressources de calcul (microcontrôleurs) du GMP.

En cas de défaillance d'un agent, l'enroulement qu'il contrôle est perdu. Le défaut ne se propage pas car les autres agents sont indépendants. De plus, le défaut peut être isolé physiquement par les protections de l'électronique.

La figure II.45 représente schématiquement l'architecture retenue pour l'ensemble de la structure du GMP. Le GMP est défini par tout ce qui est à droite de la ligne en pointillés orange et il interagit avec son environnement, à gauche de cette ligne. Les éléments physiques du GMP, à savoir la machine et l'électronique, sont respectivement représentés en bleu et en vert, séparés par la ligne en pointillés jaune, qui représente la limite entre les éléments physiques et logiciels. Le support mécanique de la MSAP et son capteur de position, ainsi que son bus de communication sont des éléments uniques qui sont représentés à gauche de la ligne en pointillés violette. A droite de cette ligne, sont représentés les éléments multiples correspondant à la gestion d'un seul enroulement et de l'électronique qui lui est associée. Chaque agent est supporté par un microcontrôleur dédié. Un treizième agent est en charge de la diffusion du retour de position. Il y a donc treize agents dans le cas de la machine triphasée à douze enroulements indépendants.

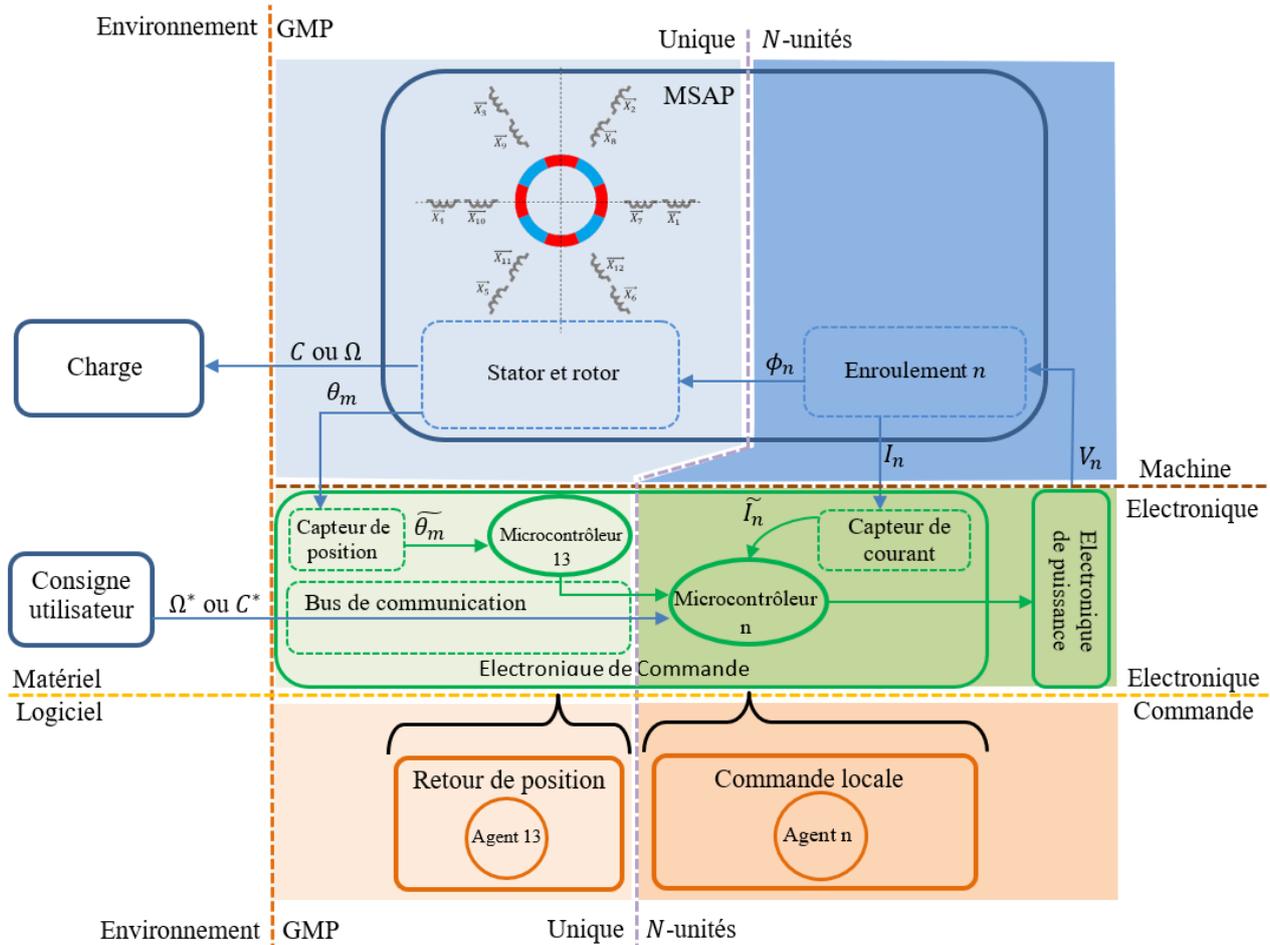


Fig. II.45 : Représentation globale de la structure du GMP choisie.

## II-4. Conclusion sur la structure du GMP

Ce chapitre a permis de définir les termes associés à la disponibilité et de les appliquer aux GMPs et plus particulièrement aux MSAPs. Le concept de disponibilité était très général et pouvait s'appliquer dans beaucoup de domaines, même éloignés des machines électriques. Nous avons choisi d'étudier la disponibilité des GMPs et plus particulièrement des MSAPs en prenant le couple comme critère. L'approche proposée se base sur le danger plutôt que sur le risque. De cette façon, le temps moyen entre deux défauts (MTBF en anglais) ne rentre pas en compte et la disponibilité peut être donnée de façon sûre par rapport au nombre de défauts plutôt qu'à un temps moyen, basé sur l'espérance de vie des composants du GMP.

Deux types de disponibilité ont été définis : simple et efficace. Ces deux types de disponibilité correspondent à deux besoins distincts. La disponibilité simple est pertinente pour une application qui nécessite un couple minimum sur toute la période électrique et donc quelle que soit la position mécanique. Par exemple, les gouvernes de direction et de profondeur d'un avion doivent pouvoir être manœuvrées quelle que soit leur position. La disponibilité efficace est, quant à elle, moins restrictive que la disponibilité simple en se basant sur le couple moyen que peut fournir le GMP. Elle est pertinente dans les applications où l'inertie permet de passer les instants de couple nul. C'est par exemple le cas pour beaucoup d'applications de propulsion, comme la propulsion d'un avion à hélice.

Une méthode de calcul a priori pour ces deux types de disponibilité a été proposée. L'intérêt de cette méthode de calcul est de pouvoir comparer les disponibilités des machines électriques plus simplement et plus rapidement qu'en réalisant des simulations par éléments finis. De plus, il est possible de donner

le nombre d'enroulements indépendants nécessaires pour obtenir une certaine disponibilité après un certain nombre de défauts. La méthode de calcul proposée se limite ici aux défauts en circuit ouvert.

Il apparait que les machines à bobinage ouvert permettent de maintenir une meilleure disponibilité simple en cas de défaut. Nous avons pu montrer que l'augmentation du nombre d'enroulements indépendant permettait d'augmenter la disponibilité simple et efficace des MSAPs. La disponibilité simple semble tendre vers la disponibilité efficace lorsque le nombre d'enroulements augmente. Nous avons pu montrer que la position des enroulements dans le repère électrique impactait la disponibilité de la machine lorsqu'ils défailaient. Ainsi, la disponibilité de la machine augmente non seulement avec le nombre d'enroulement, mais aussi avec le nombre de phases. Il est de ce fait intéressant, en termes de fiabilité, que la machine ait un maximum d'enroulements indépendants et tous de phase différente dans la mesure du possible.

L'étude de disponibilité permet de faire des choix sur la structure de la machine, de l'électronique et de la loi de commande. En effet, pour profiter pleinement de la disponibilité de la machine, les structures de l'électronique et de la loi de commande sont adaptées à la structure décentralisée de la machine. Au cours de ce chapitre, la structure et les éléments d'un GMP triphasé ont été choisis pour être étudiés dans la suite de ce manuscrit. La MSAP choisie est triphasée à bobinage ouvert avec douze enroulements indépendants. Une électronique (de puissance et de commande) est associée à chaque enroulement. La commande est elle aussi décentralisée enroulement par enroulement, chaque agent de la commande étant indépendant et en charge d'un enroulement. Un treizième agent est dédié à la diffusion du retour de position. Le chapitre suivant présente la machine triphasée à douze enroulements choisie pour valider l'étude de disponibilité.

## Chapitre III – MSAP triphasée à bobinage ouvert

Dans ce chapitre, la machine triphasée à bobinage ouvert choisie va être étudiée plus en détail. Cette machine à douze enroulements a été conçue et réalisée spécifiquement pour ce travail de recherche. Elle est conçue pour fonctionner avec une batterie basse tension de 48V. Sa géométrie et son bobinage sont définis à l'aide de simulation par éléments finis sous Flux2D. Ce logiciel permet de simuler les phénomènes électromagnétiques dans les machines électriques et ainsi calculer leurs caractéristiques avant de les fabriquer. La simulation permet d'avoir accès à des données internes aux machines électriques qui seraient très compliquées et coûteuses à mesurer en pratique, comme par exemple, l'intensité des flux magnétiques. Ce modèle de machine permettra de valider l'approche théorique présentée en II-2 par la simulation de la machine dans différentes conditions.

### III-1. Présentation de la machine triphasée

#### III.1.1. Tôlerie

Cette machine est basée sur la tôlerie d'une machine triphasée existante. La tôlerie choisie est une structure 12/8, c'est-à-dire douze dents au stator et huit pôles au rotor. La figure III.1 présente la géométrie retenue pour la machine.

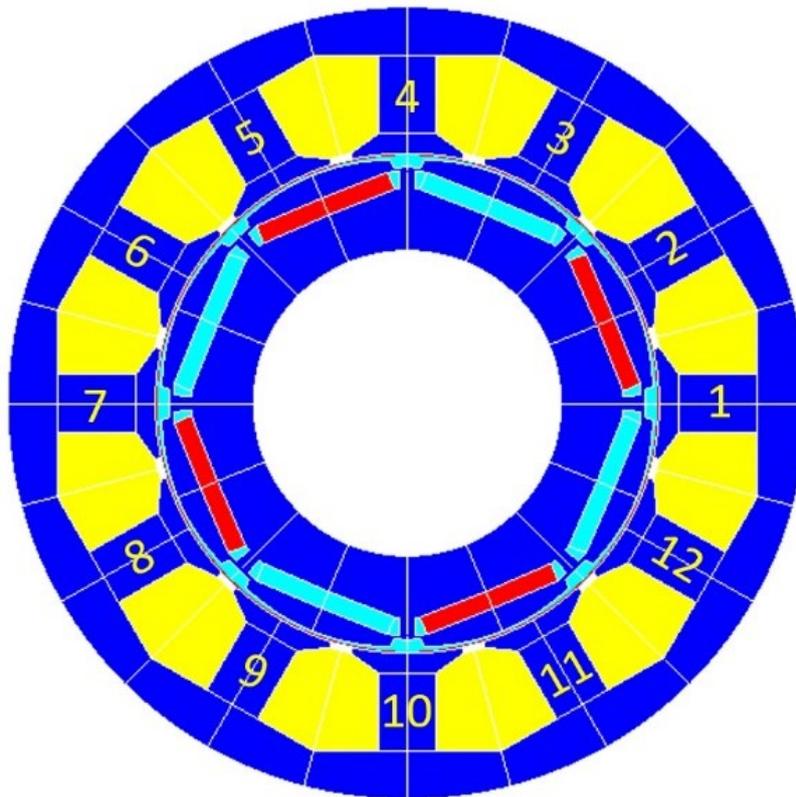


Fig. III.1 : Schéma de la machine triphasée à douze enroulements indépendants.

La nuance de tôle magnétique choisie est la référence M400\_50A dont la caractéristique d'aimantation en fonction de l'induction est présentée par les figures III.2 et III.3. Cette caractéristique est utilisée dans les simulations sous Flux2D.

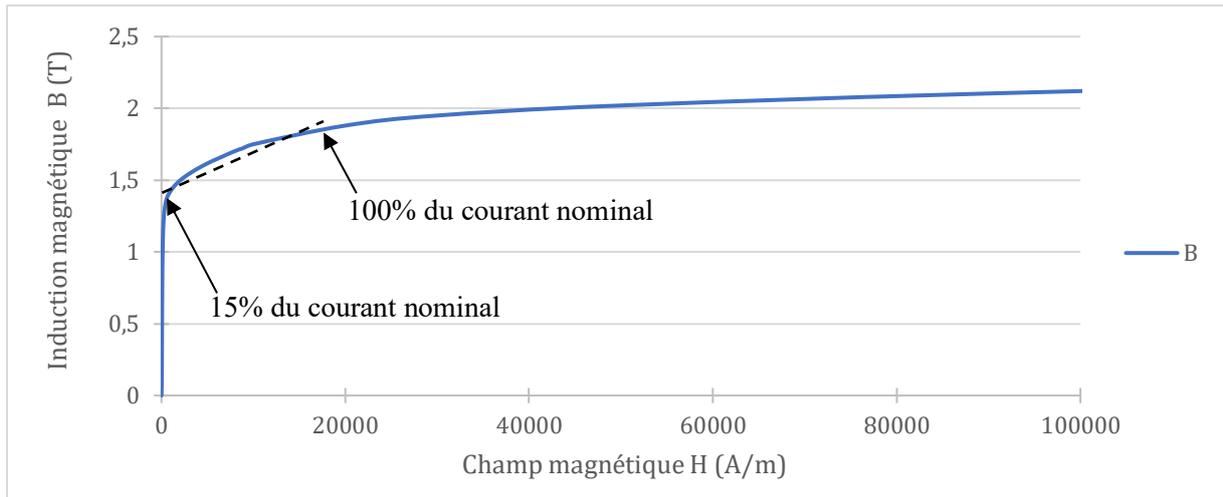


Fig. III.2 : Caractéristique d'aimantation de la tôle M400\_50A.

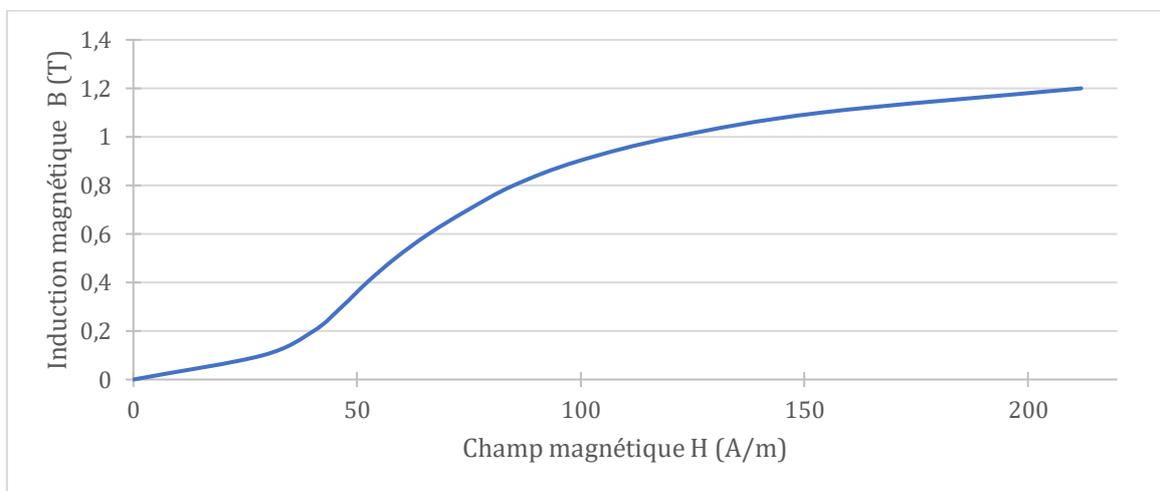


Fig. III.3 : Caractéristique B(H) de la tôle M400\_50A de 0T à 1,2T.

L'aimantation de la tôle n'est pas linéaire avec l'augmentation du courant dans les enroulements. On constate que les faibles inductions (jusqu'à 1,2T) sont atteintes avec une faible excitation magnétique (jusqu'à 200A/m). Cela correspond, pour cette machine, à un courant de  $2,5A_{RMS}$ <sup>22</sup> par enroulement (Fig. III.3). Ce courant représente 2% du courant nominal de la machine ( $120A_{RMS}$ ), pour lequel l'induction magnétique atteint 1,7T.

Lorsque la machine est alimentée par un courant entre 15% et 100% du courant nominal, elle présente une induction magnétique entre 1,4T et 1,7T (Fig. III.2). L'induction magnétique peut alors être approchée par une droite de régression linéaire dont le coefficient de détermination linéaire de Pearson est égal à 0,96 (ligne en pointillés noir sur la figure III.2). L'équation de cette droite est donnée par la formule suivante :

$$B = 1,4 + 4,1 \times 10^{-5}H \quad (III.1)$$

<sup>22</sup>  $A_{RMS}$  : Courant efficace en Ampère. De l'anglais « Root Mean Square » équivalent à la moyenne quadratique en français.

### III.1.2. Bobinage

La machine est équilibrée et ses douze enroulements sont équirépartis mécaniquement tous les  $\frac{2\pi}{12}$  et électriquement tous les  $\frac{2\pi}{3}$ . Le stator de cette machine est réalisé avec la technologie de bobinage sur dent. Chaque dent du stator supporte un enroulement. Le bobinage est dimensionné pour obtenir  $8V_{RMS}$ <sup>23</sup> aux bornes d'un enroulement physique à une vitesse de rotation de 4000 tr/min et un courant sinusoïdal de  $120A_{RMS}$ . Comme expliqué dans le Chapitre I, la tension aux bornes d'un enroulement physique est la somme de la tension induite par le rotor, de la tension due aux pertes Joule (le produit de la résistance et du courant) et des tensions induites par les courants dans les autres enroulements physiques. La mise en série des quatre enroulements physiques d'une même phase implique une tension crête de 45V sur un enroulement apparent. Cela est en accord avec l'utilisation d'une batterie de 48V nominal.

Lors du dimensionnement du bobinage, le nombre de spires, la section du fil et la densité de courant dans le fil sont les trois paramètres ajustables pour atteindre l'objectif. Il faut aussi respecter deux contraintes : le fil doit pouvoir être logé dans les encoches avec les isolants et la densité de courant doit être suffisamment basse pour limiter les pertes par effet Joule. On admet généralement un taux de remplissage en cuivre des encoches (en jaune sur la figure III.1) de 40% de leur section. On admet une densité de courant de  $8A_{RMS}/mm^2$  dans un conducteur en cuivre pour une machine de cette gamme de puissance et refroidie par convection naturelle.

Après plusieurs ajustements en simulation sous Flux2D, nous déterminons que chaque dent du stator doit supporter treize spires. Dans ces conditions, la tôle de la machine est exposée à une induction inférieure à 1,7T et la tension aux bornes d'un enroulement est de  $7,9V_{RMS}$  pour un courant sinusoïdal de  $120A_{RMS}$  et une vitesse de 4000 tr/min. La machine délivre alors un couple moyen de 19,69Nm (figure III.5). A ce point de fonctionnement, la machine est à l'équilibre thermique à sa température nominale. Les figures III.4 et III.5 présentent les résultats de simulation pour ce point de fonctionnement nominal. La figure III.6 présente le schéma électrique utilisé dans la simulation de la figure III.5.

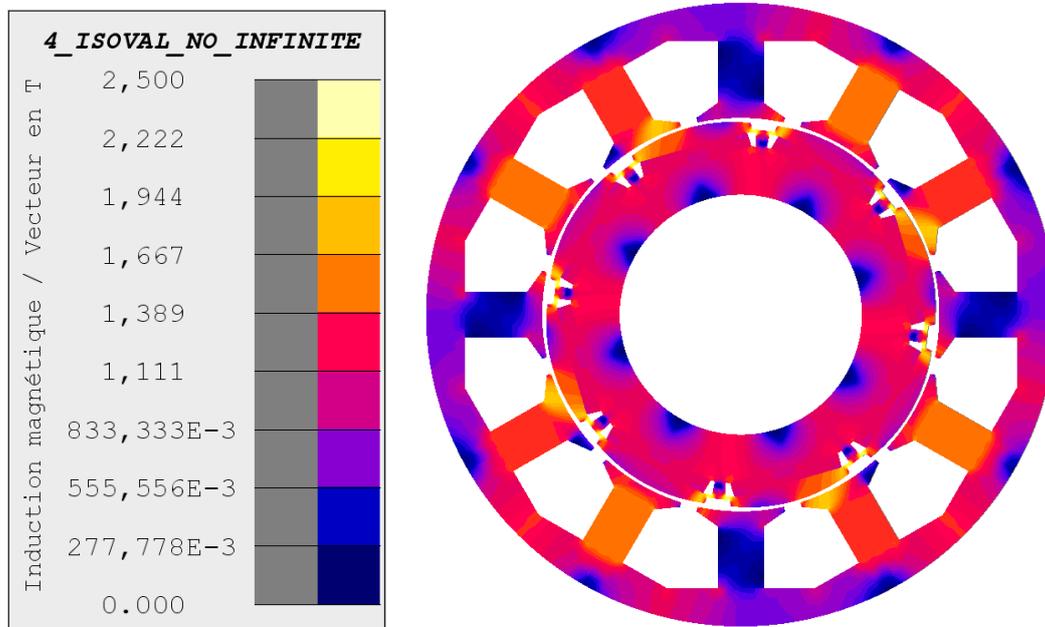


Fig. III.4 : Induction dans la machine alimentée par un courant de  $120A_{RMS}$ .

<sup>23</sup>  $V_{RMS}$  : Tension efficace en Volt. De l'anglais « Root Mean Square » équivalent à la moyenne quadratique en français.

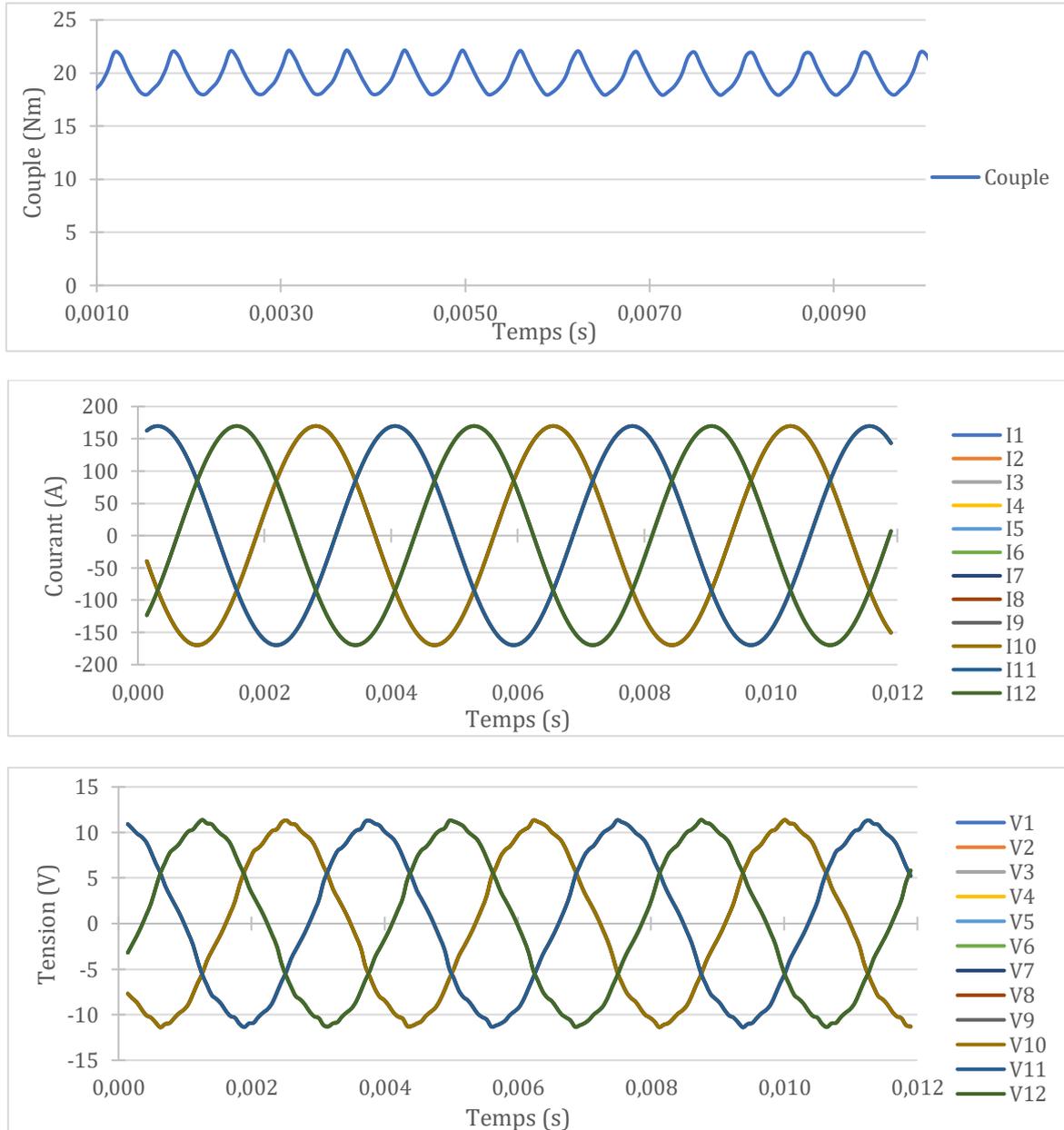


Fig. III.5 : Résultats de simulation de la machine triphasée à douze enroulements en fonctionnement nominal.

Lors de cette simulation, les courants imposés sont sinusoïdaux et dans l'axe  $q$  du rotor. Cela correspond au fonctionnement normal de la machine sans défluxage ou surfluxage (cf. I-5). Il apparaît une ondulation de couple sur cette figure. Elle correspond au crantage magnétique<sup>24</sup> dont l'effet est visible lors des simulations sous Flux2D.

On fixe donc  $I_d^* = 0 \text{ A}_{\text{RMS}}$  et  $I_q^* = 12 \times 120 \text{ A}_{\text{RMS}} = 1440 \text{ A}_{\text{RMS}}$ . On obtient alors la formulation suivante pour les courants dans chaque enroulement :

$$I_n^* = \sqrt{2} \frac{I_q^*}{12} \sin(\alpha_{e_n} + \theta_e) + \sqrt{2} \frac{I_d^*}{12} \cos(\alpha_{e_n} + \theta_e) \quad (III.2)$$

$$= 120\sqrt{2} \sin(\alpha_{e_n} + \theta_e) \quad (III.3)$$

<sup>24</sup> Le crantage magnétique, appelé « cogging torque » en anglais, résulte de l'anisotropie de l'attraction entre le rotor et le stator due au flux des aimants permanents et à la denture du stator.

On remarque sur la figure III.5 que les douze tensions obtenues sont bien identiques par groupe de trois, correspondant aux trois phases de la machine. Les tensions obtenues aux bornes des enroulements sont proches d'une sinusoïde mais elles contiennent aussi les composantes de troisième harmonique dues à la structure de la machine et de cinquième harmonique dues à la denture. Le couple nominal contient une composante oscillatoire due au crantage magnétique.

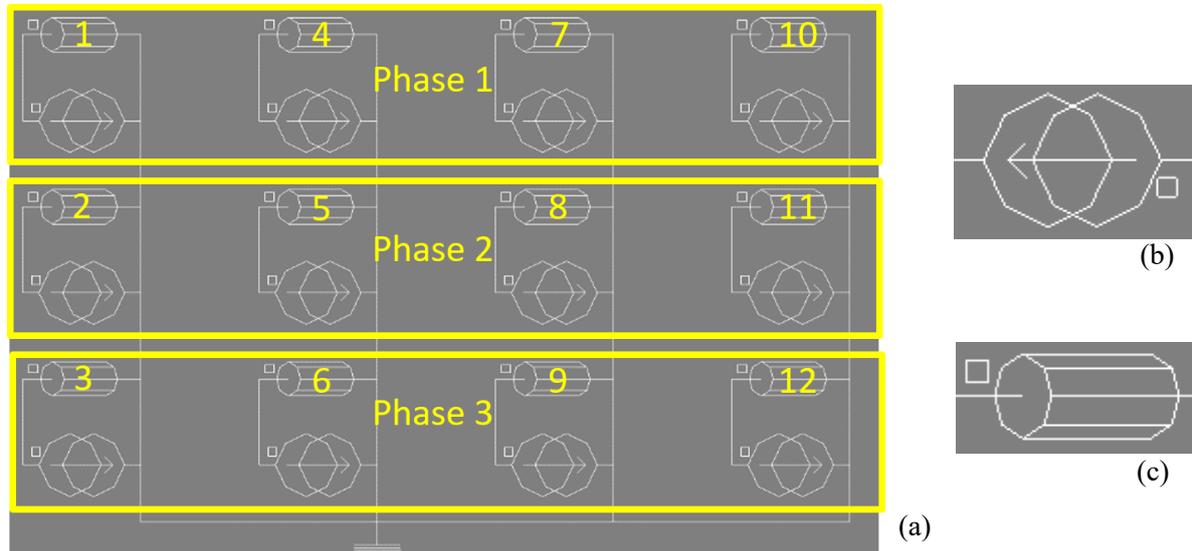


Fig. III.6 : Schéma de simulation utilisé dans la simulation sous Flux2D (a), symbole utilisé pour représenter une source de courant (b), schéma utilisé pour représenter un enroulement physique (c).

### III.1.3. Caractéristiques de la machine triphasée

Les paramètres indépendants du choix de la configuration de câblage choisis sont regroupés dans le tableau suivant :

$K_e$ par enroulement	Puissance nominale	Couple nominal	Résistance par enroulement	Inductance par enroulement	Inertie	Nombre de pôles
$2V_{RMS} / \text{ktr/min}$	8 kW	19,69 Nm	$0.22 \Omega$	0.11 mH	0.0015 kg.m <sup>2</sup>	8

Tab. III.1 : Paramètres de la machine triphasée à douze enroulements.

La mise en série et/ou parallèle des enroulements physiques de la machine donne différentes configurations de câblage. Nous choisissons d'en étudier quatre : la configuration étoile triphasée sans accès au neutre et les configurations à trois, six et douze enroulements apparents indépendants. Afin de simplifier la dénomination des configurations de câblage et de défaut, des acronymes sont définis de la manière suivante : la première partie correspond à la configuration de câblage, suivie d'une deuxième partie indiquant le nombre de défaut s'il y en a. Le cas de référence désigné comme « sain » correspond aux résultats présentés par la figure III.5. Cela correspond au cas OW12. Les cas Etoile, OW3 et OW6 sont eux aussi des cas sains. La machine y est dans les mêmes conditions électromagnétiques que le cas OW12. Seule change le câblage et donc les tensions observées. Le tableau suivant récapitule ces définitions :

Configuration de câblage	Acronyme
Câblage étoile sans accès au neutre	Etoile
Bobinage ouvert à trois enroulement apparent	OW3
Bobinage ouvert à six enroulement apparent	OW6
Bobinage ouvert à douze enroulement apparent	OW12

Tab. III.2 : Acronymes des différents câblages.

Les caractéristiques des enroulements apparents de la machine, vue par l'électronique de puissance, sont détaillées dans le tableau III.3. Dans le cas du câblage en étoile, les valeurs sont données entre phase et neutre.

Câblage	Nombre d'enroulements apparents	Résistance	Inductance	$K_e$
Etoile	3	0,88 $\Omega$	0,44 mH	8V <sub>RMS</sub> / ktr/min
OW3	3	0,88 $\Omega$	0,44 mH	8V <sub>RMS</sub> / ktr/min
OW6	6	0,44 $\Omega$	0,22 mH	4V <sub>RMS</sub> / ktr/min
OW12	12	0,22 $\Omega$	0,11 mH	2V <sub>RMS</sub> / ktr/min

Tab. III.3 : Impédance des enroulements apparents en fonction de la configuration de câblage.

Pour chacune de ces configurations, le cas du fonctionnement sain et le cas du fonctionnement en défaut sont simulés. Les défauts simulés sont des circuits ouverts sur les enroulements physiques 1 et 2 appartenant respectivement aux phases 1 et 2. Le tableau III.4 présente les acronymes des cas de fonctionnement en défaut.

Configuration de câblage	Défaut	Acronyme
Câblage étoile sans accès au neutre	Circuit ouvert sur l'enroulement 1	Etoile-1D
Bobinage ouvert à trois enroulement apparent	Circuit ouvert sur l'enroulement 1	OW3-1D
Bobinage ouvert à six enroulement apparent	Circuit ouvert sur l'enroulement 1	OW6-1D
Bobinage ouvert à douze enroulement apparent	Circuit ouvert sur l'enroulement 1	OW12-1D
Câblage étoile sans accès au neutre	Circuit ouvert sur l'enroulement 1 et 2	Etoile-2D
Bobinage ouvert à trois enroulement apparent	Circuit ouvert sur l'enroulement 1 et 2	OW3-2D
Bobinage ouvert à six enroulement apparent	Circuit ouvert sur l'enroulement 1 et 2	OW6-2D
Bobinage ouvert à douze enroulement apparent	Circuit ouvert sur l'enroulement 1 et 2	OW12-2D

Tab. III.4 : Configurations des différents câblages avec un ou deux défauts et leurs acronymes.

#### III.1.4. Méthode de validation du calcul théorique de disponibilité

La simulation par éléments finis est chronophage. Dans le cas de cette machine à douze enroulements, la simulation d'une période électrique demande environ 45min<sup>25</sup>. Cette simulation donne beaucoup d'informations sur les caractéristiques de la machine avec une erreur d'environ 3%. Les méthodes de calcul de disponibilité de la machine peuvent être exécutées quasiment instantanément par un ordinateur et donnent une information sur la disponibilité de la machine.

Le fonctionnement de la machine triphasée à douze enroulements indépendants va être simulé par éléments finis dans la partie suivante (III-2). L'objectif est de confronter les résultats des disponibilités simple et efficace de la méthode de calcul proposée au Chapitre II à ceux de la simulation sous Flux2D.

Pour valider la pertinence de la méthode de calcul de disponibilité théorique, les mêmes contraintes sur les courants doivent être respectées. Les formes de courant qui correspondent au parcours du périmètre de la zone atteignable (pour la disponibilité efficace) et de son cercle inscrit (pour la disponibilité simple) ne sont pas nécessairement des sinusoïdes. Ces formes de courant sont décrites dans la partie suivante.

La modélisation utilisée au Chapitre II pour calculer théoriquement la disponibilité demande de fixer une limite à la valeur instantanée maximum des courants. Cette valeur instantanée maximum fixe à la fois la dimension de la zone atteignable et le rayon de son cercle inscrit. Nous choisissons de la fixer à 147A pour tous les cas de simulation dans la suite de ce chapitre. Cette valeur correspond à la valeur de courant maximale nécessaire pour obtenir le couple nominal de la machine en bobinage ouvert. Nous

<sup>25</sup> La machine utilisée pour la simulation est basée sur un processeur Intel I9-9900K (8C, 16T, 5GHz) et 64Go de RAM DDR4 cadencée à 2400MHz.

choisissons une forme de courant qui minimise la valeur instantanée de courant pour atteindre ce couple. Autrement dit, cette forme de courant garanti que le cercle obtenu est bien le cercle inscrit de la zone atteignable définit par cette amplitude instantanée maximum.

### III.1.4.1. Références de courant en mode sain (disponibilité simple)

Comme expliqué en III.1.2, la machine est conçue pour fonctionner avec un courant sinusoïdal de  $120A_{RMS}$ . A son point de fonctionnement nominal, elle fournit un couple moyen de 19,69Nm.

Une forme de courant avec la propriété de maximiser le couple en minimisant la valeur instantanée du courant est déjà connue. Elle est classiquement utilisée en modulation vectorielle pour maximiser la tension entre phases à partir d'une tension de bus continue fixée [18]. On la définit pour le cas triphasé par la formule (III.4).

$$\begin{cases} I_1^* = 120 \sqrt{2} [\sin(\theta_e) - \chi(\theta_e)] \\ I_2^* = 120 \sqrt{2} \left[ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) - \chi(\theta_e) \right] \\ I_3^* = 120 \sqrt{2} \left[ \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) - \chi(\theta_e) \right] \end{cases} \quad (III.4)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \chi(\theta_e) = \frac{1}{2} & \left[ \min\left(\sin(\theta_e), \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right), \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right. \\ & \left. + \max\left(\sin(\theta_e), \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right), \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right] \end{aligned} \quad (III.5)$$

Ainsi défini, cette forme de courant à une valeur instantanée maximum  $I_{max}$  de 147A. Les références de courants ainsi obtenues, sont présentées par la figure III.7. Le couple moyen obtenu avec ces références de courant est de 19,69Nm, soit le couple nominal présenté par la figure III.5. Ces références sont données pour le cas OW3 et peuvent être étendues aux cas OW6 et OW12 en appliquant les mêmes courants aux enroulements de même phase.

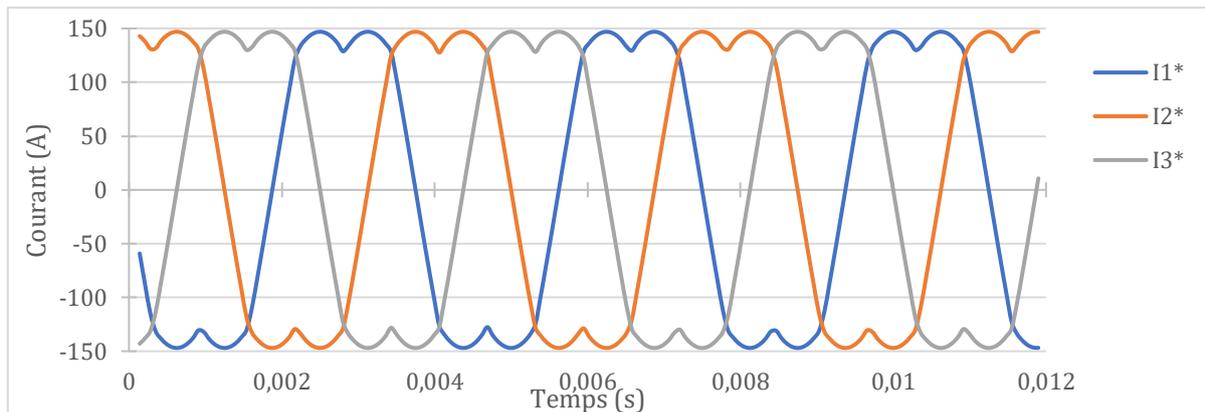


Fig. III.7 : Références de courants permettant d'atteindre le plus grand cercle inscrit en mode sain OW3.

Deux remarques doivent être apportées ici. La première concerne le fait que la valeur efficace de ces références est environ 2% plus élevée que celle des courants sinusoïdaux qui donnent le même couple moyen. Cette technique permet de limiter les valeurs maximales des courants mais augmente leur valeur efficace. Deuxièmement, la somme temporelle de ces références de courant n'est pas nulle. Elles ne peuvent donc pas être appliquées au cas de câblage Etoile. Pour ce cas, la limite de valeur instantanée de courant à  $I_{max} = 147A$  est maintenue. Les références de courants sont alors décrites par les équations suivantes :

$$\begin{cases} I_1^* = I_{max} * \sin(\theta_e) \\ I_2^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_3^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III.6)$$

Du fait que des références de courants différentes soient utilisées en mode sain en fonction des configurations de câblage, des couples de référence différents sont obtenus pour le calcul de disponibilité simple. Ces différents couples de référence sont présentés en III.2.3.

#### III.1.4.2. Références de courant en mode sain (disponibilité efficace)

Les références de courant permettant de parcourir le contour de la zone atteignable (un hexagone dans ce cas) vont maintenant être décrites, toujours pour le cas sain, afin d’obtenir le plus grand couple moyen possible. Cela servira de référence pour le calcul de disponibilité efficace. Comme expliqué précédemment, la valeur instantanée du courant est limitée à  $I_{max}$ .

Le couple moyen maximum est obtenu en passant directement d’un sommet de l’hexagone au suivant. Cette solution correspond à des courants de forme rectangulaire (III.7), présentés par la figure III.8. Cette forme de courant est discontinue, ce qui la rend impossible à réaliser parfaitement en réalité. Il est tout de même possible de s’en approcher fortement en simulation.

$$\begin{cases} I_1^* = I_{max} * \text{signe}(\sin(\theta_e)) \\ I_2^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ I_3^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (III.7)$$

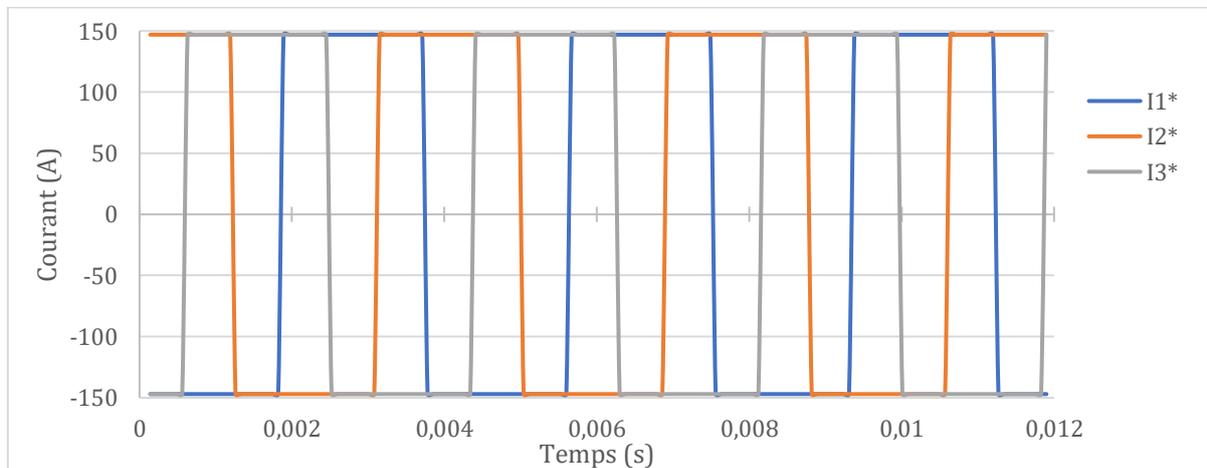


Fig. III.8 : Références de courants permettant de fournir le plus grand couple moyen en mode sain OW3.

#### III.1.4.3. Références de courant en mode dégradé (disponibilité simple)

En mode dégradé, la forme des courants doit être adaptée pour suivre le nouveau cercle inscrit. Nous considérons ici les cas OW3-1D et OW3-2D. Les formes de courant nécessaires pour atteindre le cercle inscrit de la zone atteignable après un défaut sont d’abord décrites. Dans le cas OW3-1D, il est possible de déphaser les deux courants restant de  $\frac{\pi}{6}$  et de leur donner une forme sinusoïdale (III.8) représentée sur figure III.9. Cette méthode de compensation est connue pour les machines triphasées [67] [68].

$$\begin{cases} I_1^* = 0 \\ I_2^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ I_3^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (III.8)$$

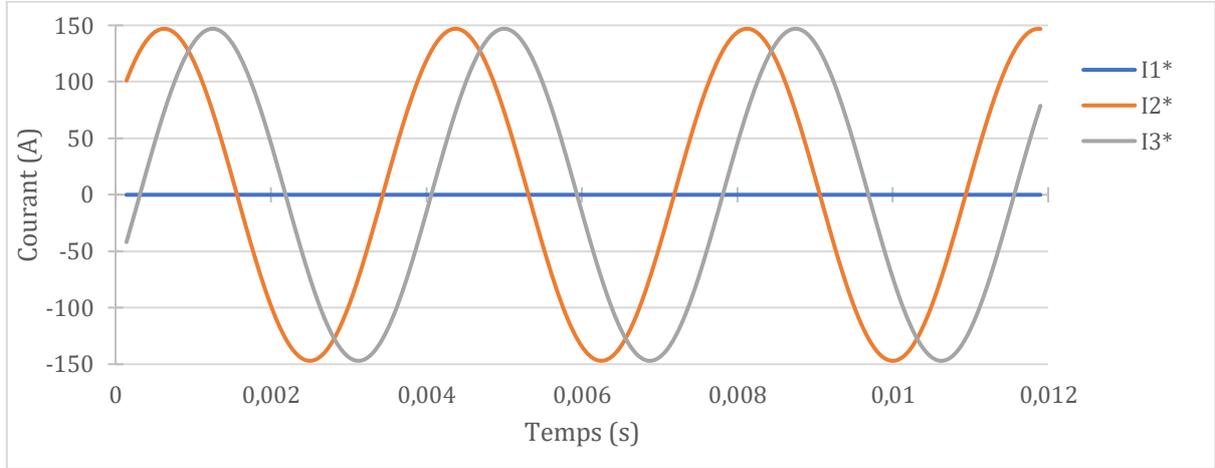


Fig. III.9 : Références de courants permettant d'atteindre le plus grand cercle inscrit en mode dégradé OW3-1D.

Cette solution fonctionne aussi pour les cas OW6-1D et OW12-1D, à ceci près que les autres courants restent identiques au mode sain. Les six références de courant pour le cas OW6-1D sont données par (III.9) et présentée par la figure III.10. Les courants imposés dans le cas OW12-1D sont explicités par (III.10). Les courants modifiés par rapport au mode sain sont soulignés dans ces formulations.

$$\begin{cases} I_1^* = 0 \\ I_2^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ I_3^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\ I_4^* = I_{max} * \text{signe}(\sin(\theta_e)) * \sin\left(\left|\frac{\tan(\theta_e)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\ I_5^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\ I_6^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (III.9)$$

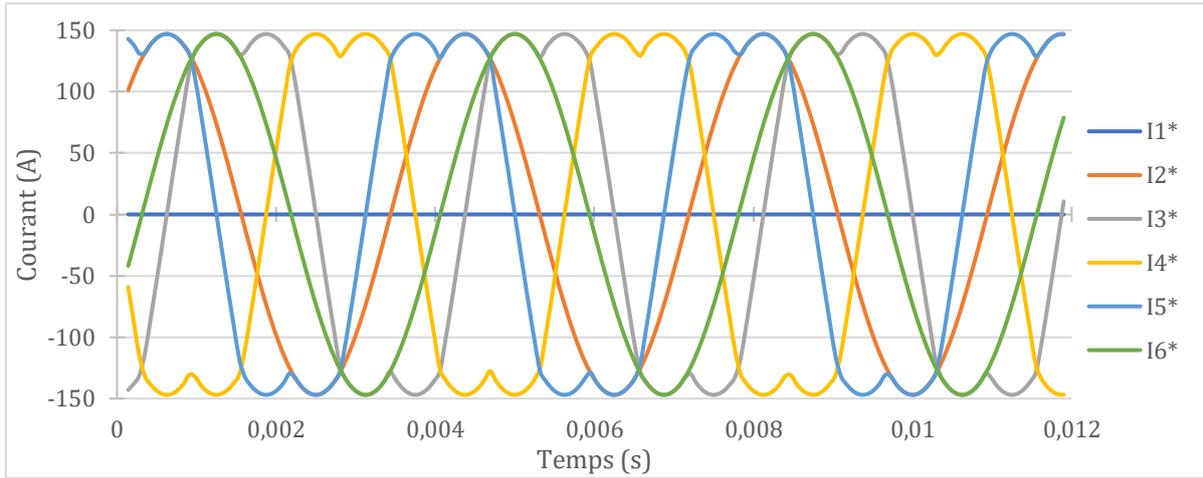


Fig. III.10 : Références de courants permettant d'atteindre le plus grand cercle inscrit dans le cas OW6-1D.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \underline{I_1^* = 0} \\
 \underline{I_2^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right)} \\
 I_3^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\
 I_4^* = I_{max} * \text{signe}(\sin(\theta_e)) * \sin\left(\left|\frac{\tan(\theta_e)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\
 I_5^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\
 I_6^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\
 I_7^* = I_{max} * \text{signe}(\sin(\theta_e)) * \sin\left(\left|\frac{\tan(\theta_e)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\
 I_8^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\
 I_9^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\
 I_{10}^* = I_{max} * \text{signe}(\sin(\theta_e)) * \sin\left(\left|\frac{\tan(\theta_e)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\
 I_{11}^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\
 \underline{I_{12}^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right)}
 \end{array} \right. \quad (III.10)$$

Lorsqu'un second défaut survient, il n'est plus possible de faire un couple constant dans la configuration de câblage OW3. En revanche, pour la configuration OW6-2D, les références de courant décrites par les équations (III.11) et présentées par la figure III.11, permettent de parcourir le cercle inscrit de la zone atteignable. Dans ce cas, toutes les références de courants sont modifiées par rapport au mode sain. Dans le cas OW12-2D, seule la moitié des références de courant sont modifiées par rapport au mode sain. Elles sont soulignées dans les équations (III.12).

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1^* = 0 \\ I_2^* = 0 \\ I_3^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ I_4^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e + \frac{\pi}{6}\right) \\ I_5^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) \\ I_6^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{array} \right. \quad (III.11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1^* = 0 \\ I_2^* = 0 \\ I_3^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ I_4^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e + \frac{\pi}{6}\right) \\ I_5^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\ I_6^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\ I_7^* = I_{max} * \text{signe}(\sin(\theta_e)) * \sin\left(\left|\frac{\tan(\theta_e)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\ I_8^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\ I_9^* = I_{max} * \text{signe}\left(\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right) * \min\left(\left|\frac{\tan\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\ I_{10}^* = I_{max} * \text{signe}(\sin(\theta_e)) * \sin\left(\left|\frac{\tan(\theta_e)}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right|; 1\right) \\ I_{11}^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) \\ I_{12}^* = I_{max} * \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{array} \right. \quad (III.12)$$

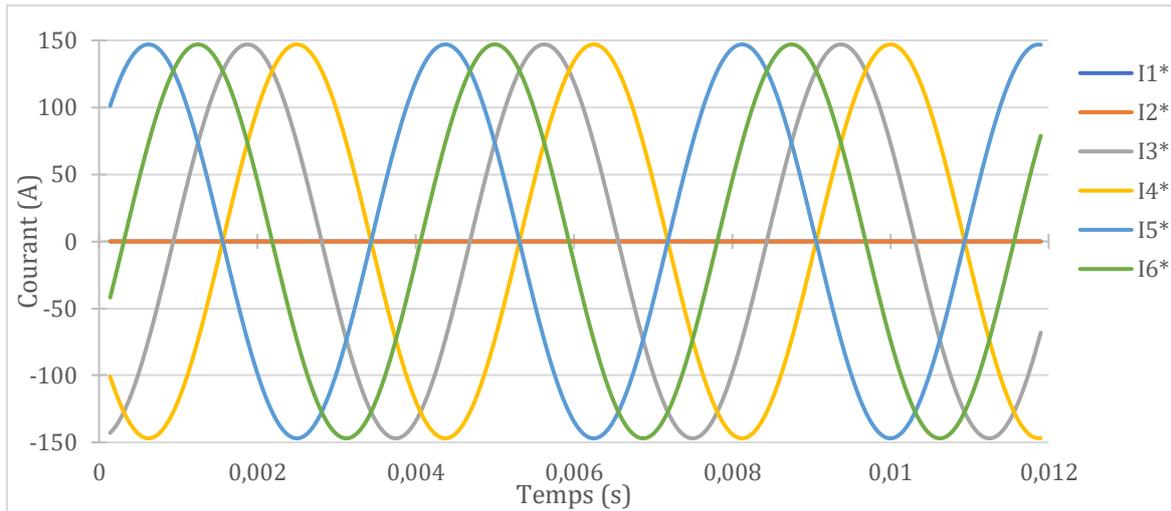


Fig. III.11 : Références de courants permettant d'atteindre le plus grand cercle inscrit dans le cas OW6-2D.

#### III.1.4.4. Références de courant en mode dégradé (disponibilité efficace)

Nous décrivons maintenant les formes de courant permettant de fournir le plus grand couple moyen dans les cas de défaut : il suffit de maintenir les mêmes références rectangulaires que dans le cas sain. Seuls les enroulements en défaut sont mis à zéro. Les figures III.12 et III.13 montrent respectivement les références de courant pour obtenir le plus grand couple moyen dans les configurations OW3-1D et OW3-2D.

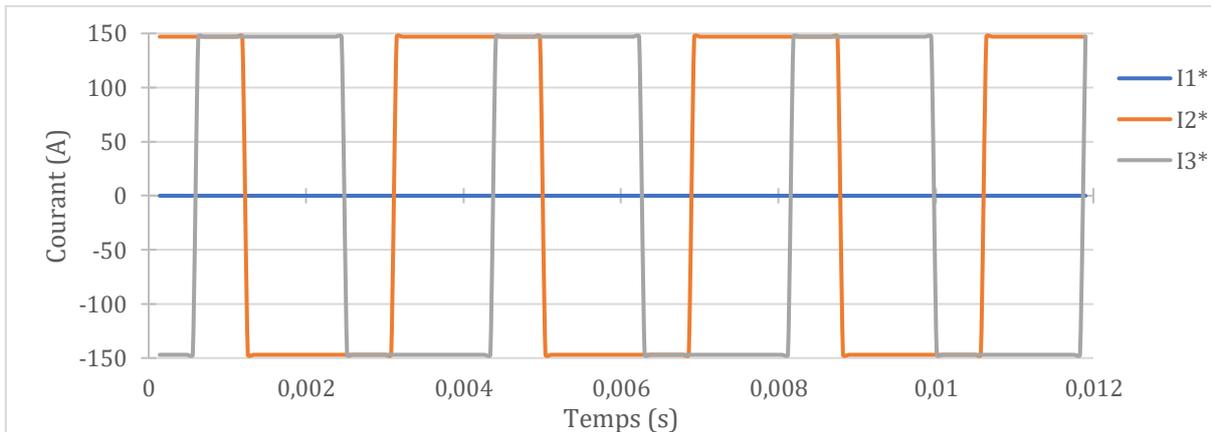


Fig. III.12 : Références de courants permettant d'obtenir le plus grand couple moyen dans le cas OW3-1D.

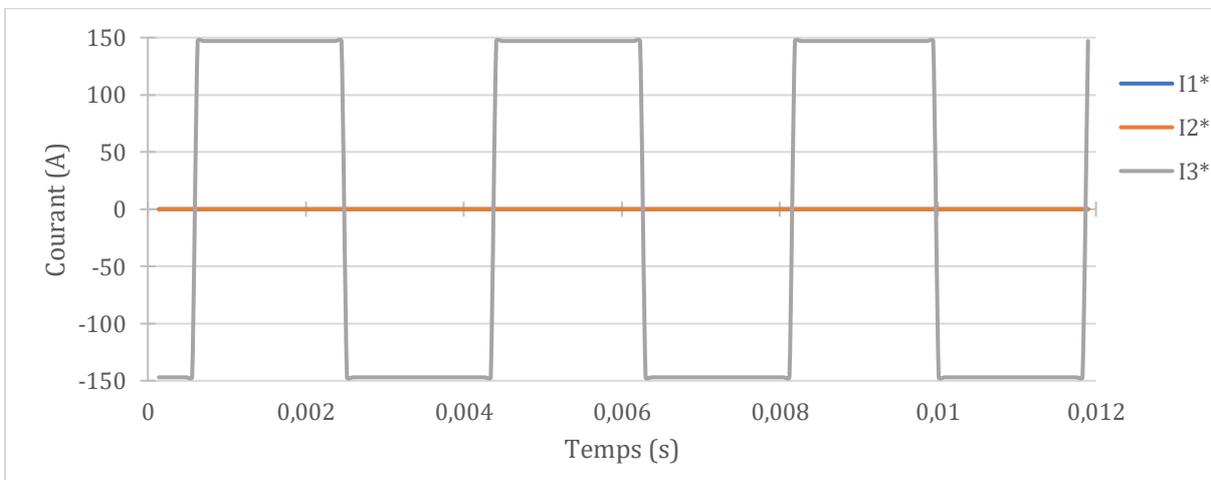


Fig. III.13 : Références de courants permettant d'obtenir le plus grand couple moyen dans le cas OW3-2D.

## III-2. Simulation en mode sain

### III.2.1. Couples de références pour le cas Etoile

Dans le cas Etoile, les courants sont imposés à la machine selon les références données par (III.6). Le schéma de câblage des douze enroulements est présenté par la figure III.14.

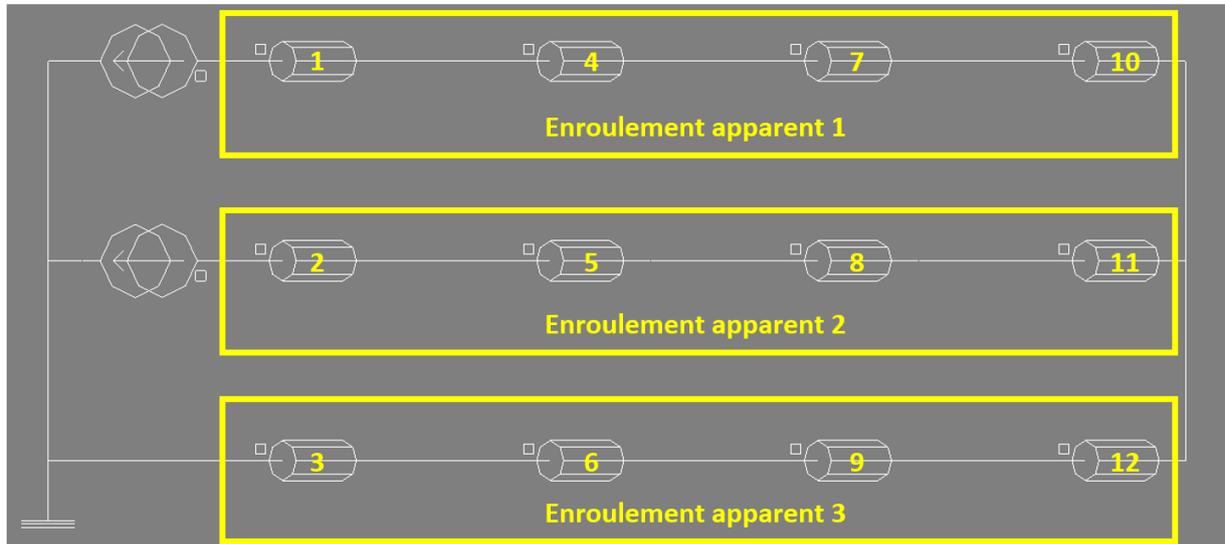
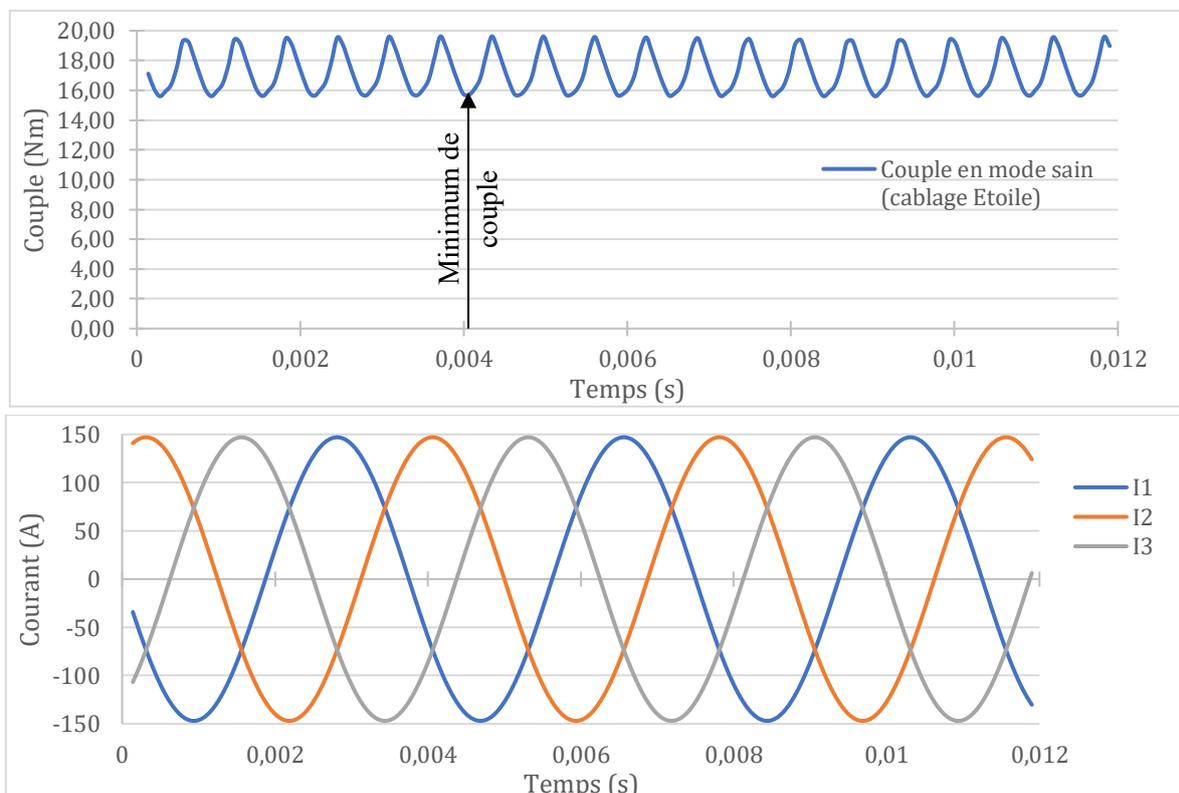


Fig. III.14 : Schéma de câblage de la machine dans la configuration Etoile.

Les résultats de simulation pour ce cas sont présentés dans la figure III.15. Les tensions phase-neutre ont la même forme que dans le cas OW12 présenté en III.1.2. Le couple moyen est de 17,26Nm, ce qui est plus faible que le couple nominal du fait de la limitation des courants. C'est ce couple qui est pris comme référence de disponibilité efficace pour le câblage Etoile. Le minimum de couple atteint est ici de 15,60Nm. Ce couple est la référence pour la disponibilité simple dans le cas du câblage Etoile.



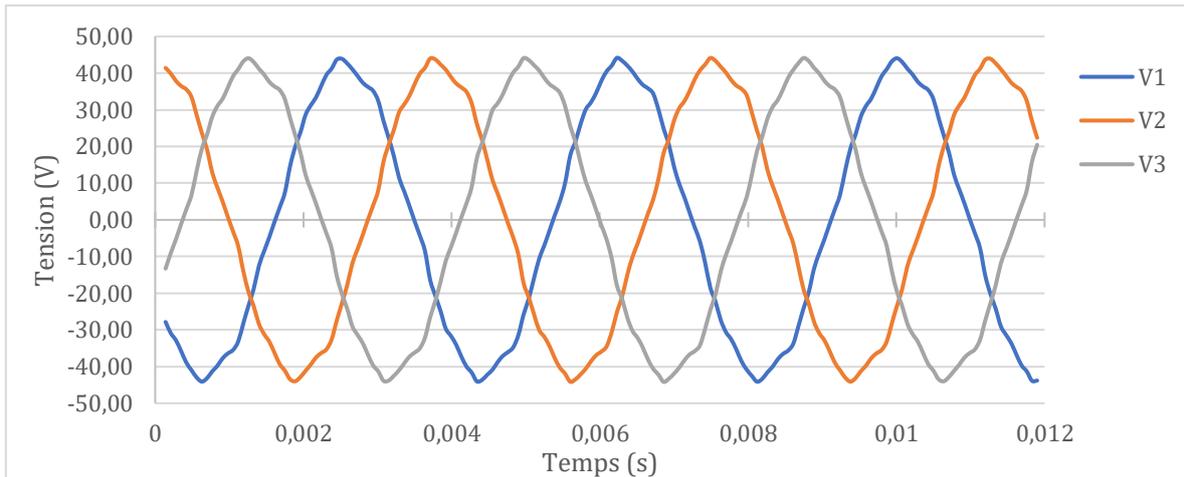


Fig. III.15 : Résultats de simulation de la machine dans le cas Etoile (tensions entre phase et neutre).

### III.2.2. Couples de références pour le cas du bobinage ouvert

Dans le cas de la configuration à trois enroulements indépendants (OW3), les quatre enroulements appartenant à une même phase sont mis en série comme pour la configuration Etoile. Cependant, les courants sont imposés directement à leurs bornes (Fig. III.16) et non entre phases. Il y a alors trois enroulements apparents indépendants, un par phase.

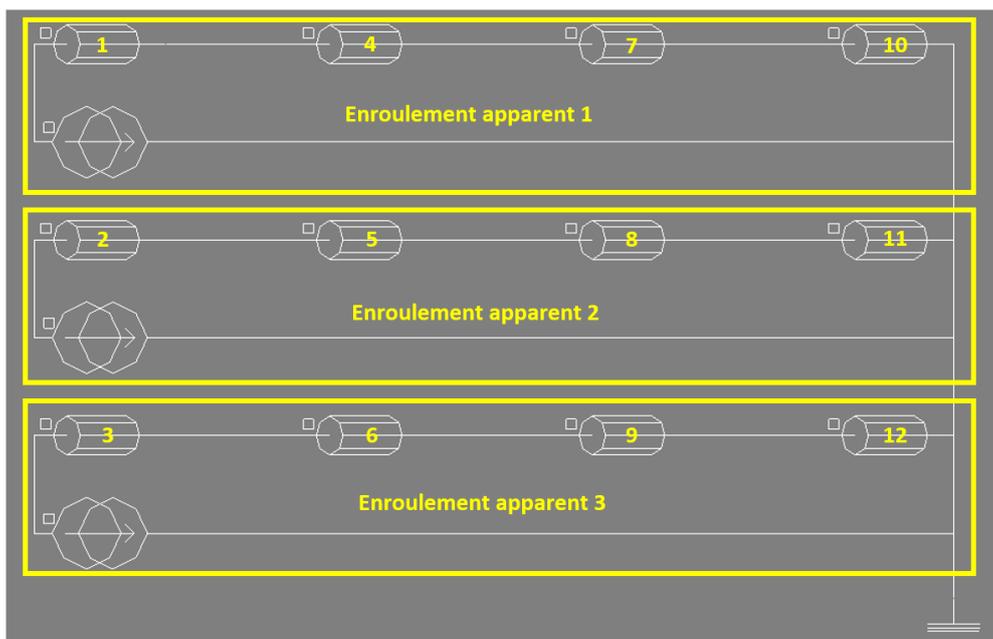


Fig. III.16 : Schéma de câblage de la machine dans le cas OW3.

#### III.2.2.1. Référence pour la disponibilité simple

Dans le cas du bobinage ouvert et afin d'estimer la disponibilité simple, les courants décrits par (III.4) sont imposés à la machine. La simulation sous Flux2D donne les résultats présentés par la figure III.17. Le minimum de couple obtenu est de 17.90Nm. Il sert de référence pour le calcul de disponibilité simple. Cette référence est valable pour les cas OW3, OW6 et OW12.

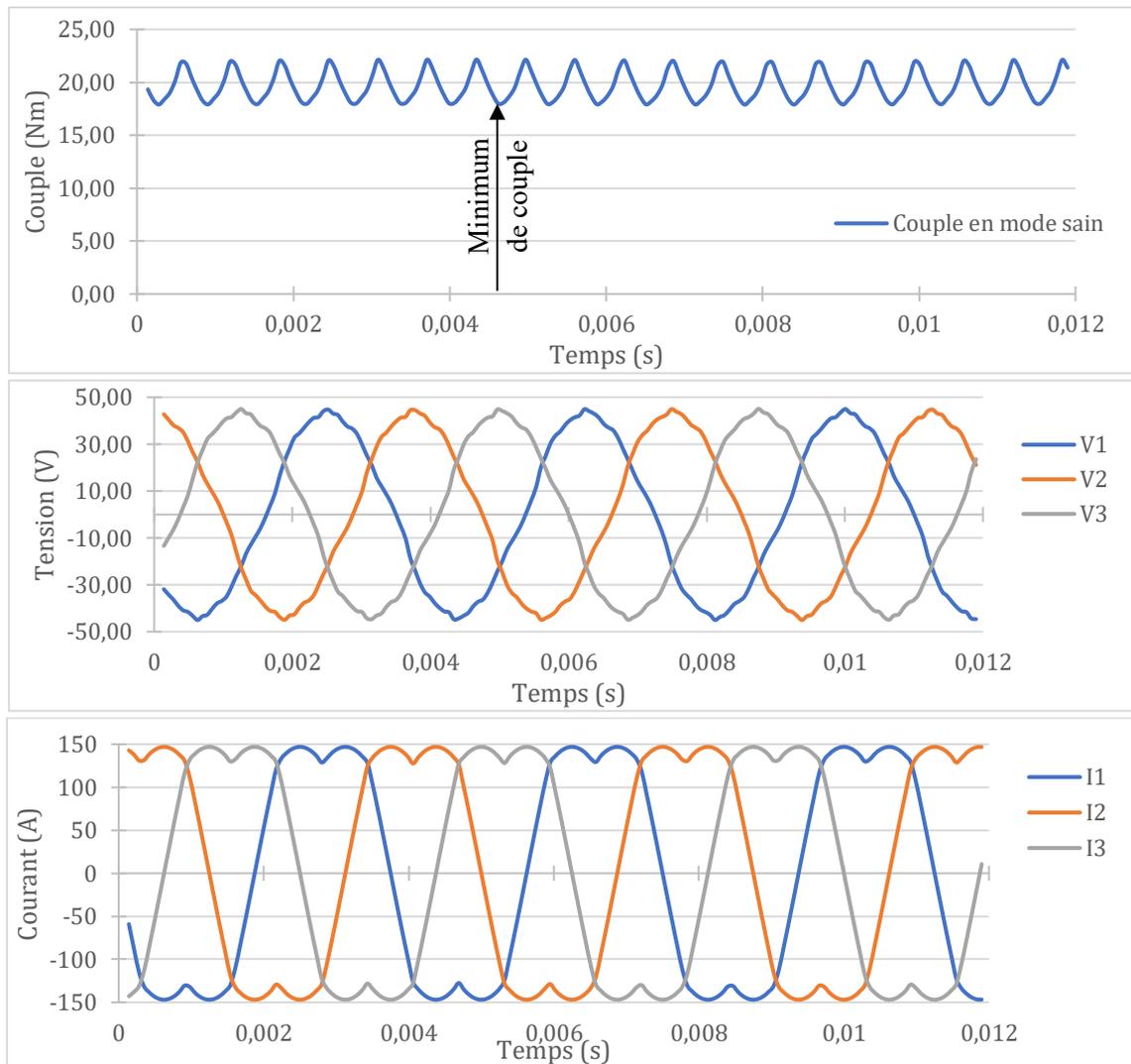
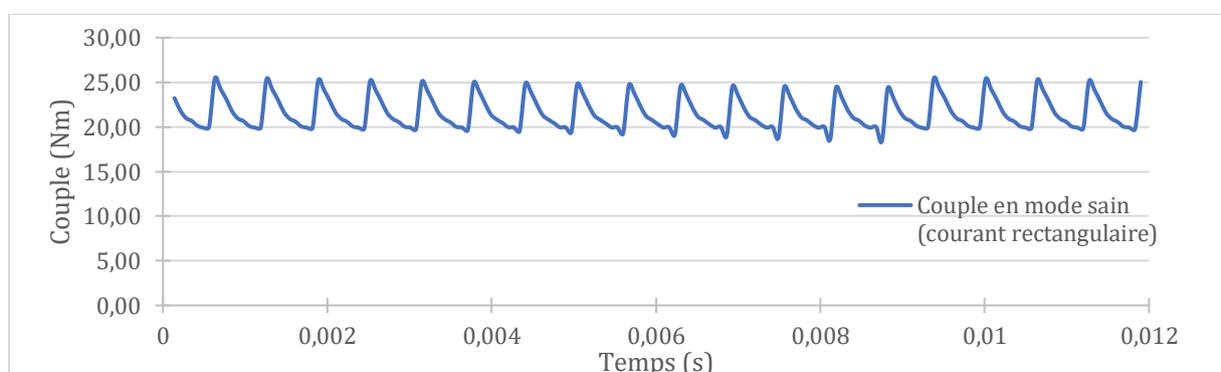


Fig. III.17 : Couple, tensions et courants obtenu en simulation dans le cas OW3.

### III.2.2.2. Référence pour la disponibilité efficace

Pour obtenir la référence de couple du calcul de disponibilité efficace, les courants rectangulaires (III.7) sont imposés à la machine. Les résultats de simulations sont présentés par la figure III.18. Comme on peut le voir, le fait d'imposer des courants rectangulaires implique des pics de tensions très importants. Le couple moyen obtenu est de 21,50Nm. Il sert de référence pour le calcul de la disponibilité efficace des cas OW3, OW6 et OW12.



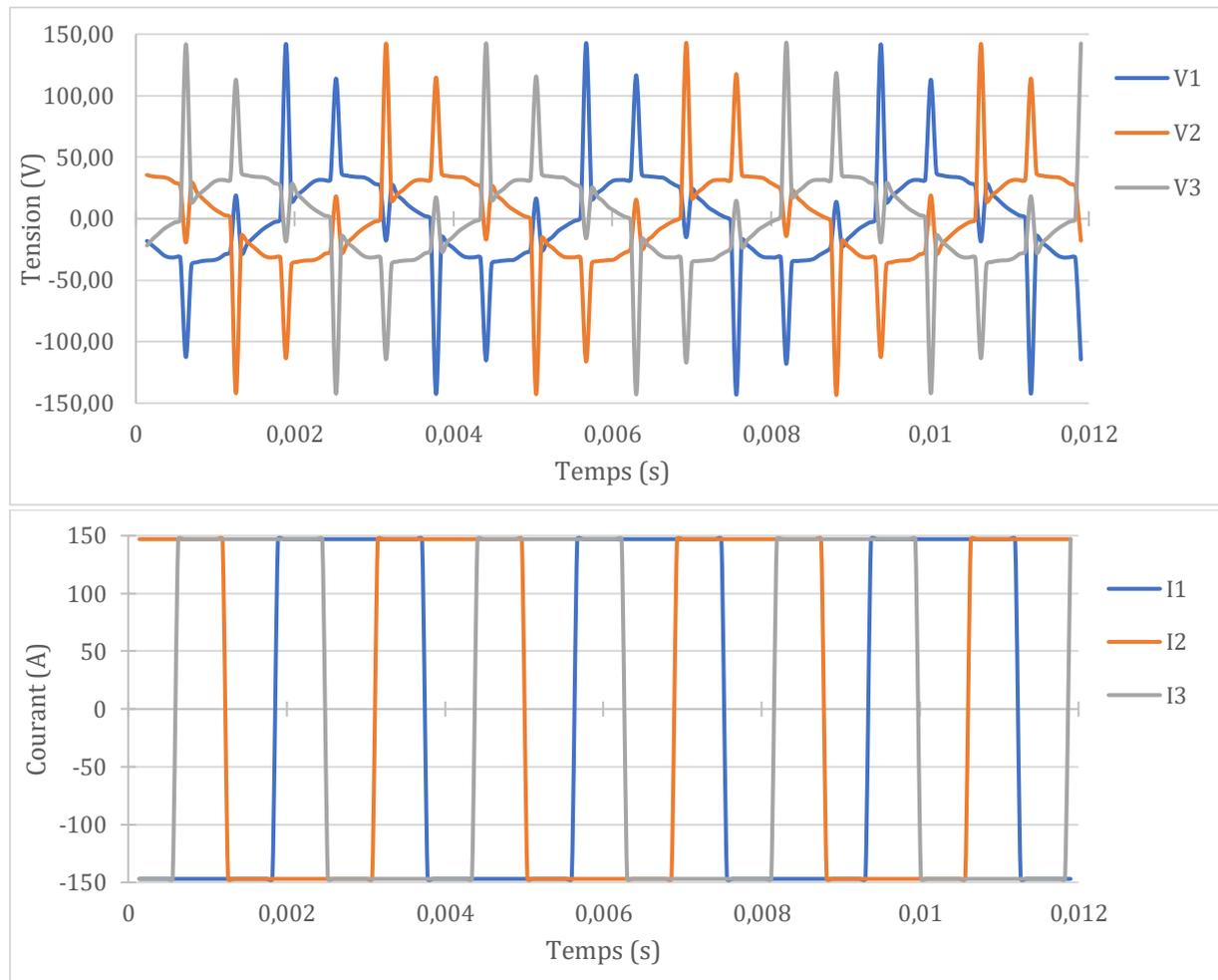


Fig. III.18 : Couple, tensions et courants obtenus en simulation dans le cas OW3 avec des courants rectangulaires.

### III.2.3. Récapitulatifs des références pour le calcul de disponibilité

Les différentes configurations de câblage en mode sain ont été simulées. Le tableau III.5 présente les couples retenus pour le calcul des disponibilités simple et efficace pour les cas de défaut (enroulement en circuit ouvert). La disponibilité sera alors le rapport du couple obtenu en mode dégradé à sa référence. Dans le cas sain, les disponibilités simple et efficace sont de 100% pour toutes les configurations de câblage.

Câblage	Etoile	OW3	OW6	OW12
Référence de disponibilité efficace	15,60Nm	17,90Nm	17,90Nm	17,90Nm
Référence de disponibilité simple	17,26Nm	21,50Nm	21,50Nm	21,50Nm

Tableau III.5 : Disponibilité simple en fonction de la configuration de câblage et de l'état de la machine.

### III-3. Simulation en mode dégradé

#### III.3.1. Configuration étoile triphasée

Nous nous intéressons maintenant au cas où l'enroulement physique 1 est en circuit ouvert (Etoile-1D). Il en résulte un courant nul dans l'enroulement physique 1, ainsi que dans les trois autres enroulements physiques qui sont en série avec lui. L'enroulement apparent 1 est alors complètement défaillant : aucun courant ne peut y être imposé (Fig. III.19).

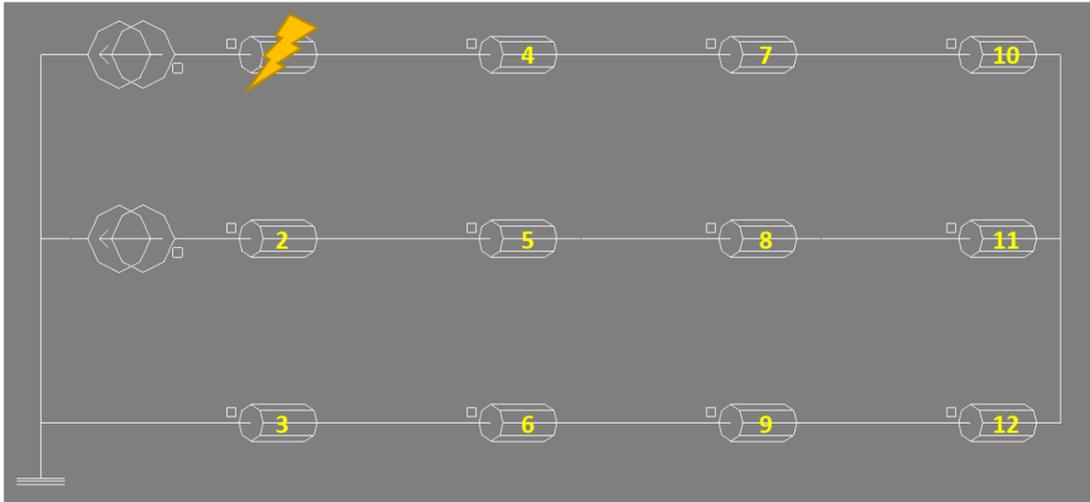


Fig. III.19 : Schéma de simulation de la machine dans le cas Etoile-1D.

Les résultats de simulation sous Flux2D obtenus dans cette situation sont exposés dans la figure III.20. On peut voir le couple en mode sain (en bleu), donné pour comparaison, ainsi que le couple corrigé obtenu avec un défaut. Du fait que la machine soit câblée en étoile sans accès au point neutre, les huit enroulements sains restants sont alimentés par un seul et même courant ( $I_2 = -I_3$ ). Il en résulte un couple pulsatoire (qui passe par zéro). La disponibilité simple est donc égale à  $\frac{0Nm}{17,26Nm} = 0\%$ .

La moyenne du couple que fournit la machine avec un défaut est de 8,23Nm. La disponibilité efficace est donc égale à  $\frac{8,23Nm}{17,26Nm} = 47,7\%$ . Les valeurs théoriques de disponibilité simple et efficace étaient respectivement de 0% et 50% (cf. tableaux II.4 et II.5).

Pour cette configuration, on peut faire les remarques suivantes : bien que l'enroulement 1 soit en circuit ouvert, la tension  $V_1$  n'est pas nulle car une force électromotrice continue d'être induite dans les enroulements de la phase 1. Cette tension induite doit être prise en compte pour dimensionner les isolants et les organes de coupure (fusibles) en cas de défaut pour éviter la propagation du défaut. La tension induite aux bornes de l'enroulement peut être supérieure à la tension nominale de la machine et de son électronique de puissance. Ici,  $V_1$  atteint 41V. Il n'y a donc pas de problème sur la tension induite. La tension  $V_3$  est, elle, de 60V crête. C'est la tension qu'il faudrait appliquer pour obtenir un courant  $I_3$  sinusoïdal. Si la tension est limitée à 48V crête, alors le courant sera déformé. On note que les tensions aux bornes des enroulements ne sont plus du tout sinusoïdales. Enfin, un second défaut en circuit ouvert (Etoile-2D) sur les enroulements restants rend la machine inopérante car aucun courant ne peut alors y être imposé. Les disponibilités simple et efficaces tombent à zéro.

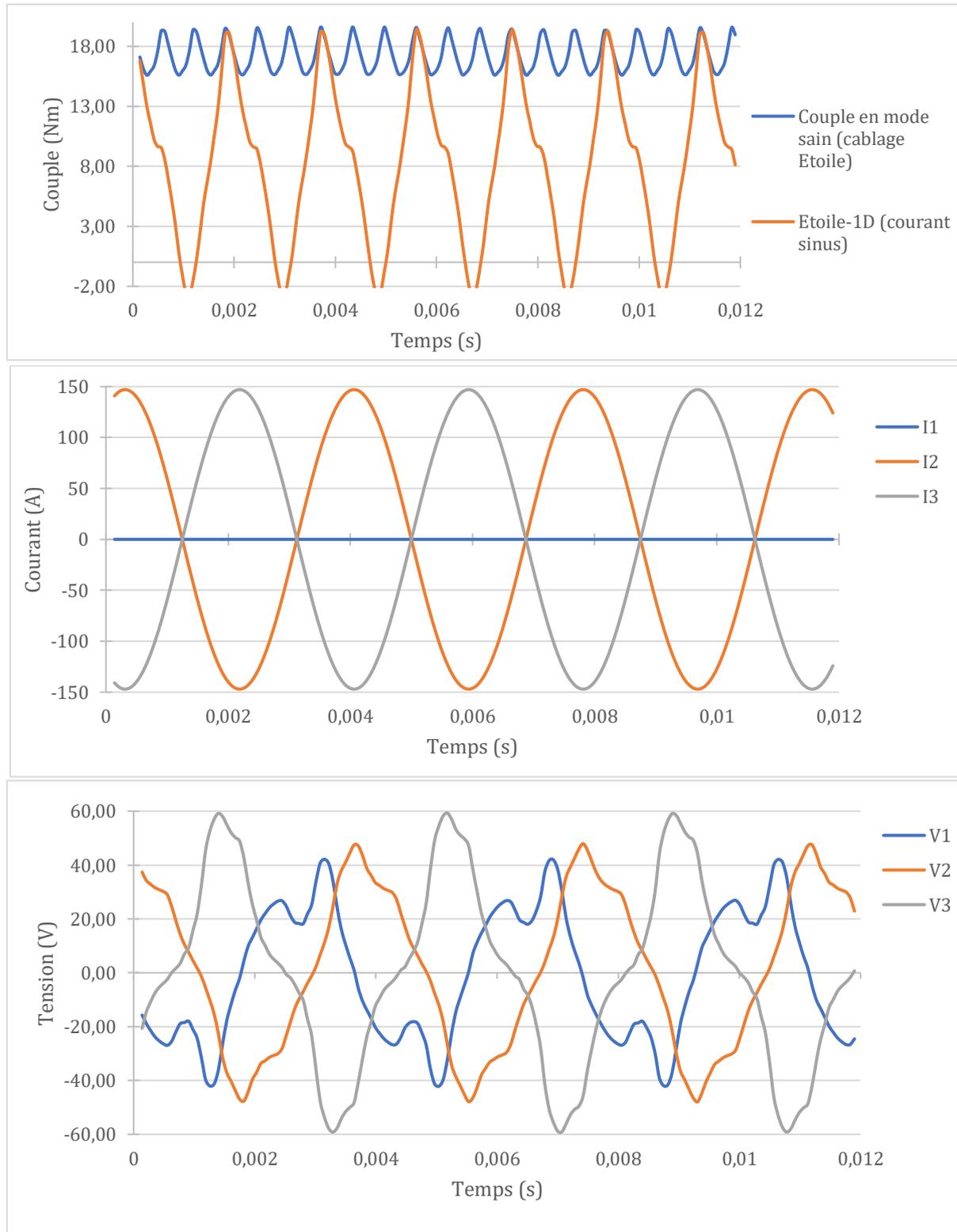


Fig. III.20 : Résultats de simulation de la machine dans le cas Etoile-1D.

### III.3.2. Configuration à trois enroulements indépendants (OW3)

#### III.3.2.1. Mode dégradé avec un défaut

Nous nous intéressons au cas où l'enroulement physique 1 est en défaut (OW3-1D) (Fig. III.21). L'enroulement apparent 1 est alors défaillant du fait de la mise en série des quatre enroulements physiques.

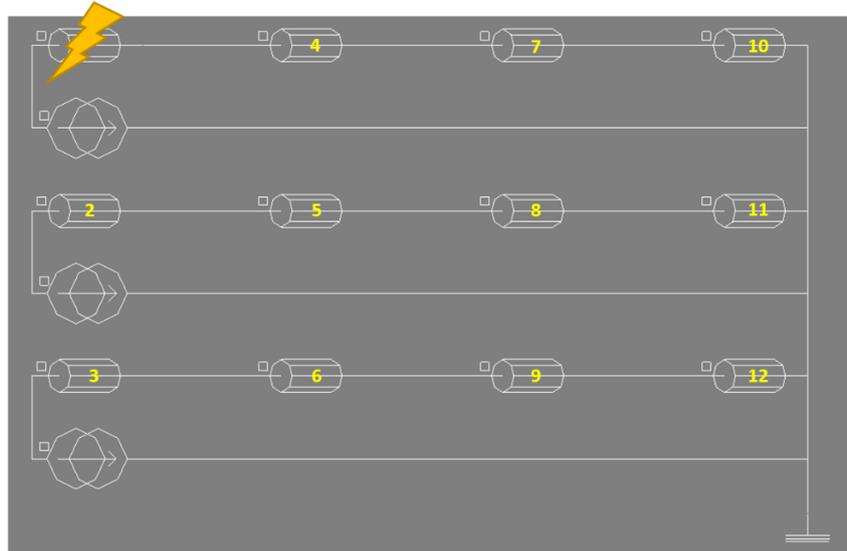


Fig. III.21 : Schéma de simulation de la machine dans la configuration OW3-1D.

Dans cette configuration de câblage, la contrainte sur les courants, qui apparaît dans le cas Etoile-1D, disparaît. Il en résulte la possibilité d'appliquer deux courants indépendants au lieu d'un seul. Les courants déphasés de forme sinusoïdales comme expliqué en III.1.4.3 sont appliqués à la machine. Le déphasage appliqué correspond, pour les deux enroulements apparents restants, à une réduction de la composante  $q$  du courant et une augmentation de sa composante  $d$ . Le couple obtenu en simulations est présenté par la figure III.22 avec le couple en mode sain pour comparaison. Le minimum de couple est de 8,95 Nm, soit une disponibilité simple de  $\frac{8,95Nm}{17,90Nm} = 50,0\%$ , comme le prévoit le calcul théorique. Les formes de courants rectangulaires sont aussi appliquées à la machine afin d'obtenir le couple moyen maximum et donc la disponibilité efficace de la machine. Le couple obtenu en simulation est lui aussi présenté par la figure III.22. Sa valeur moyenne est de 14,42 Nm, soit une disponibilité efficace de  $\frac{14,42Nm}{21,5Nm} = 67,1\%$  alors que le calcul théorique prédit une disponibilité efficace de 66,7%.

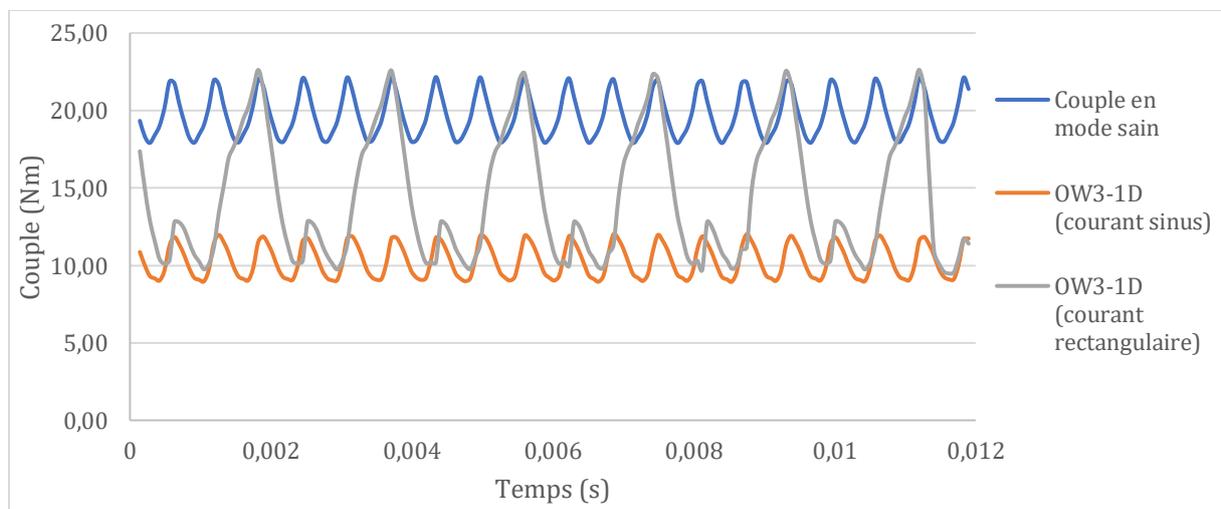


Fig. III.22 : Résultats de simulation de la machine en configuration OW3-1D (courants avec méthode de compensation).

### III.3.2.1. Mode dégradé avec deux défauts

La configuration à trois enroulements indépendants autorise l'apparition d'un second défaut en circuit ouvert (OW3-2D) sur les enroulements apparents sains restants (Fig. III.23). La figure III.24 regroupe les couples maximums moyens obtenus en simulation pour les cas sains, OW3-1D et OW3-2D. Le couple est pulsatoire du fait qu'un seul courant indépendant puisse être imposé à la machine. La disponibilité simple est alors nulle comme le prévoit le calcul théorique. Le couple moyen obtenu est de 7,17Nm, soit disponibilité efficace de  $\frac{7,17Nm}{21,5Nm} = 33,3\%$ . Le calcul théorique prévoit une disponibilité efficace  $\frac{1}{3} = 33,3\%$ .

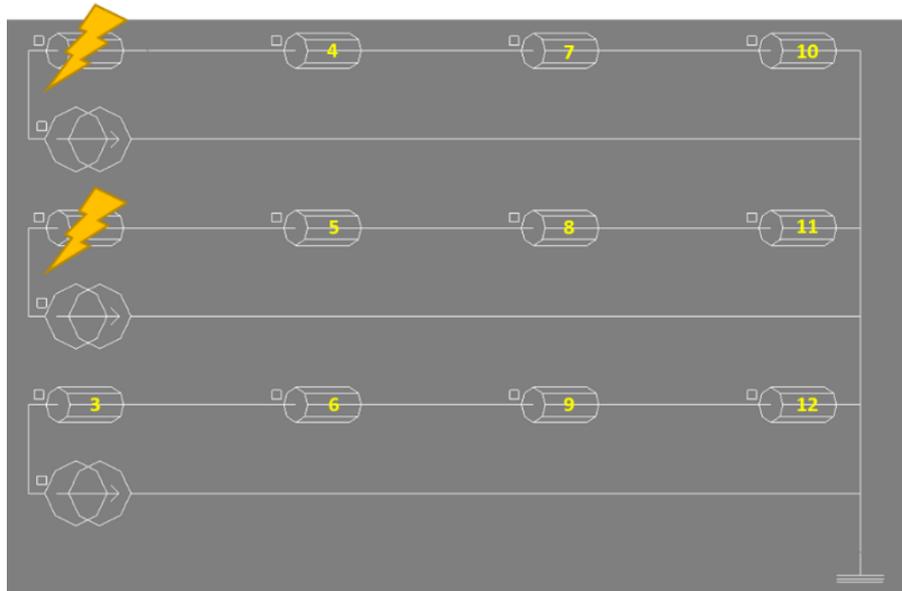


Fig. III.23 : Schéma de simulation de la machine dans la configuration OW3-2D.

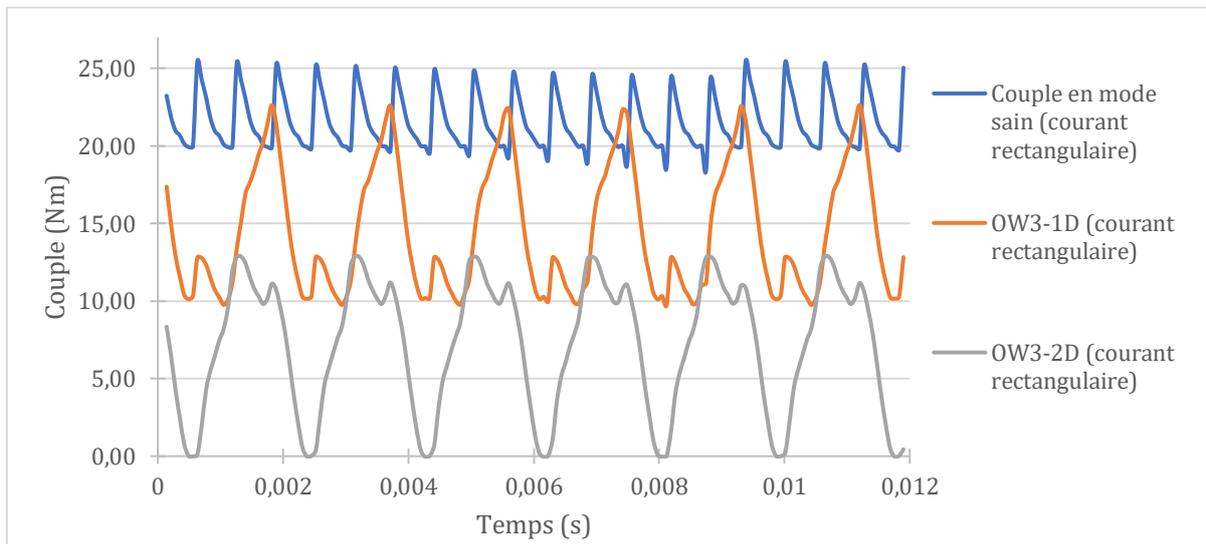


Fig. III.24 : Résultats de simulation de la machine dans les cas OW3-1D et OW3-2D avec des courants rectangulaires.

### III.3.3. Configuration à six enroulements indépendants (OW6)

Nous nous intéressons maintenant à la configuration à six enroulements apparents indépendants (OW6). Dans ce cas, les quatre enroulements physiques appartenant à une même phase sont mis en série deux par deux. Il y a plusieurs solutions possibles pour mettre en série deux par deux les enroulements physiques d'une même phase. Nous choisissons celle présentée par la figure III.25.

Les courants et les tensions sont en phase deux par deux. En effet, bien qu'il y ait six enroulements indépendants, la machine reste triphasée. Par conséquent, deux enroulements d'une même phase donnent les mêmes résultats en simulation. En pratique, la dispersion des matériaux, de la géométrie et des conditions environnementales peut donner des résultats légèrement différents.

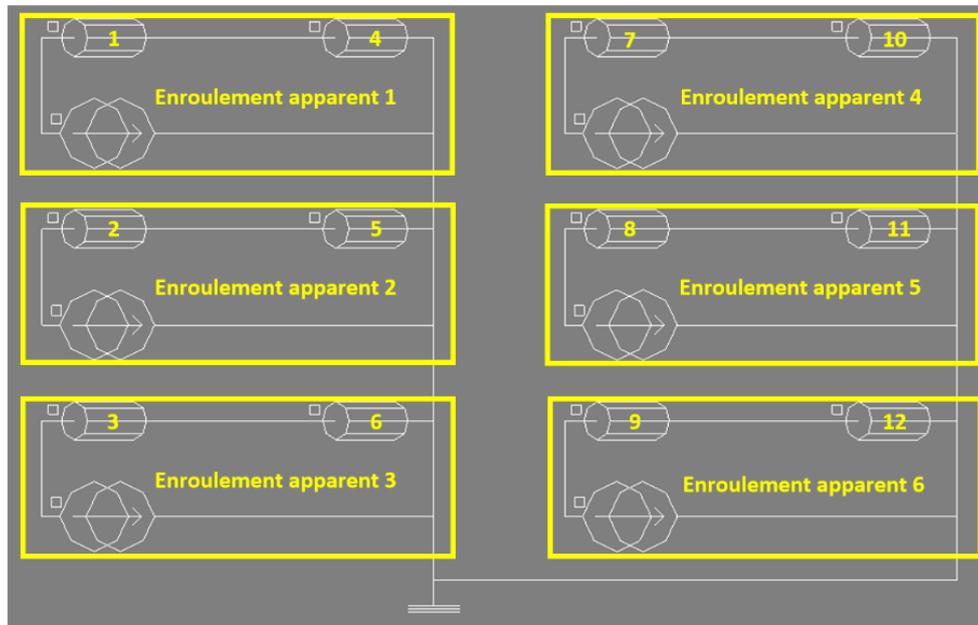


Fig. III.25 : Schéma de simulation de la machine dans la configuration OW6.

### III.3.3.1. Mode dégradé avec un défaut

Comme précédemment, nous nous intéressons au cas où l'enroulement physique 1 est en circuit ouvert (OW6-1D) comme le présente la figure III.26. Dans ce cas, seul un enroulement apparent de la machine est perdu. Il en résulte un couple plus important que dans les cas Etoile-1D et OW3-1D. En effet, seuls deux des douze enroulements physiques de la machine ne sont plus alimentés et les dix enroulements restants sont sains.

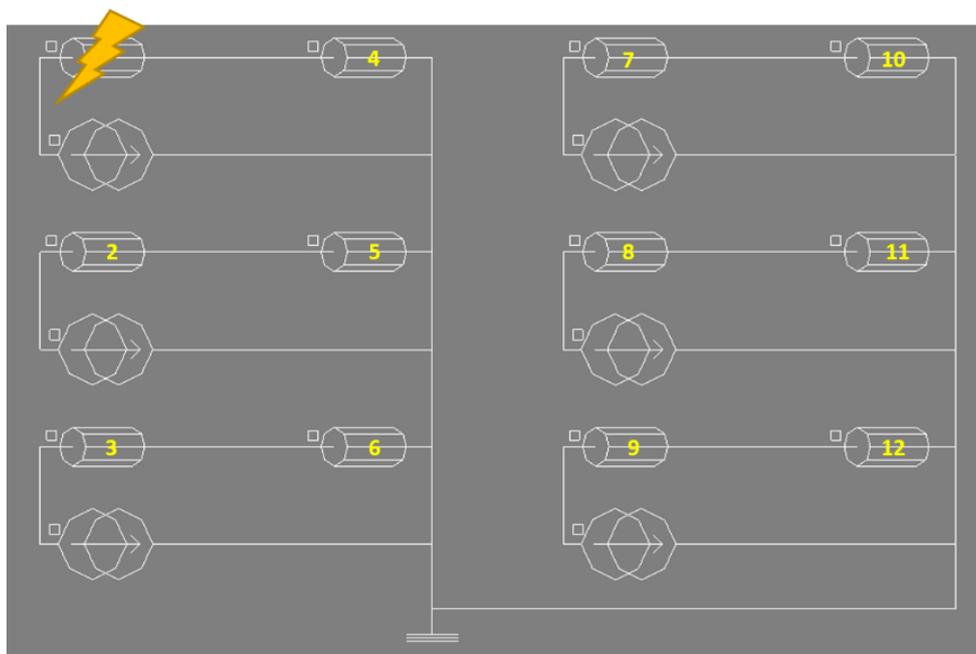


Fig. III.26 : Schéma de simulation dans le cas OW6-1D.

Les résultats de simulation sous Flux2D sont présentés dans la figure III.27. Le couple moyen obtenu est alors de 17,97 Nm soit 83,5% du couple de référence dans ce cas. Le calcul théorique prévoit une disponibilité efficace de  $\frac{5}{6} = 83,3\%$ . Le couple minimum atteint sur une période électrique est de 13,47Nm (avec les courants sinus). La disponibilité simple est ainsi de  $\frac{13,47Nm}{17,90Nm} = 75,3\%$  alors que le calcul théorique donne une disponibilité simple de 75% (cf. Fig. II.38).

Les tensions obtenues (Fig. III.27) sont déformées par rapport aux tensions dans le cas sain (Fig. III.17). Les tensions et courants présentés dans la figure III.27 sont les résultats dans le cas d'un seul défaut avec les courants sinus.

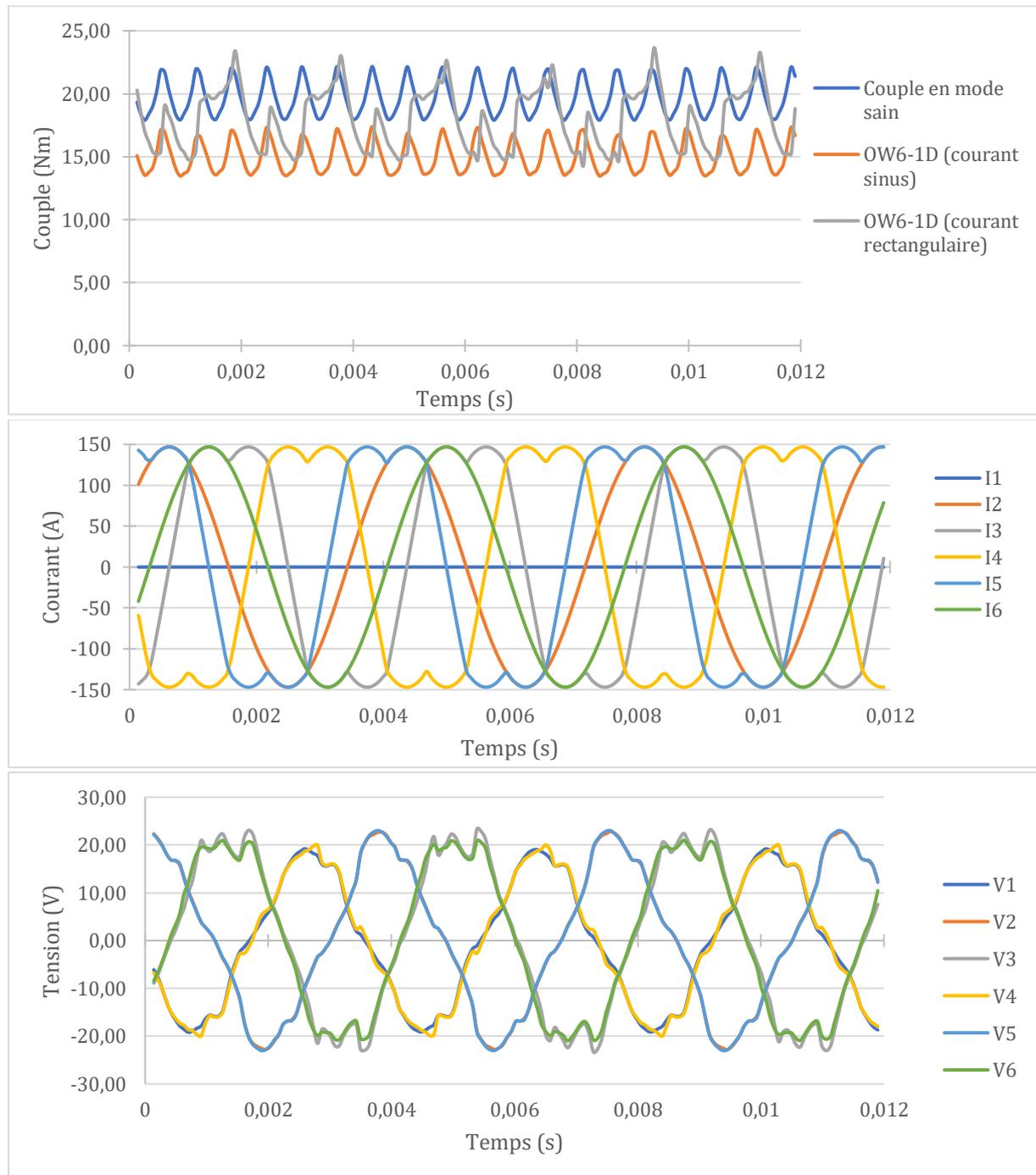


Fig. III.27 : Couple, courants et tensions obtenus en simulation dans le cas OW6-1D (tension pour les courants présentés).

### III.3.3.1. Mode dégradé avec deux défauts

Tout comme pour la configuration à trois enroulements indépendants (OW3), cette configuration tolère plusieurs défauts avant que la machine ne présente un couple pulsatoire.

Dans le cas où le second défaut apparaît sur la même phase que le premier, la machine est alors dans le cas OW3-1D. Le résultat sur le couple est alors le même que celui présenté dans la figure III.20. Dans le cas où le second défaut apparaît sur un enroulement d'une autre phase de la machine (Fig. III.28), le couple moyen obtenu en simulation sous Flux2D est de 14,34Nm soit une disponibilité efficace de 66,7%, comme le prévoit le calcul théorique. On peut voir sur la figure III.29 que le couple minimum atteint est de 8,64Nm soit une disponibilité simple de 48,3%. Le calcul théorique prévoit une disponibilité simple de 50%.

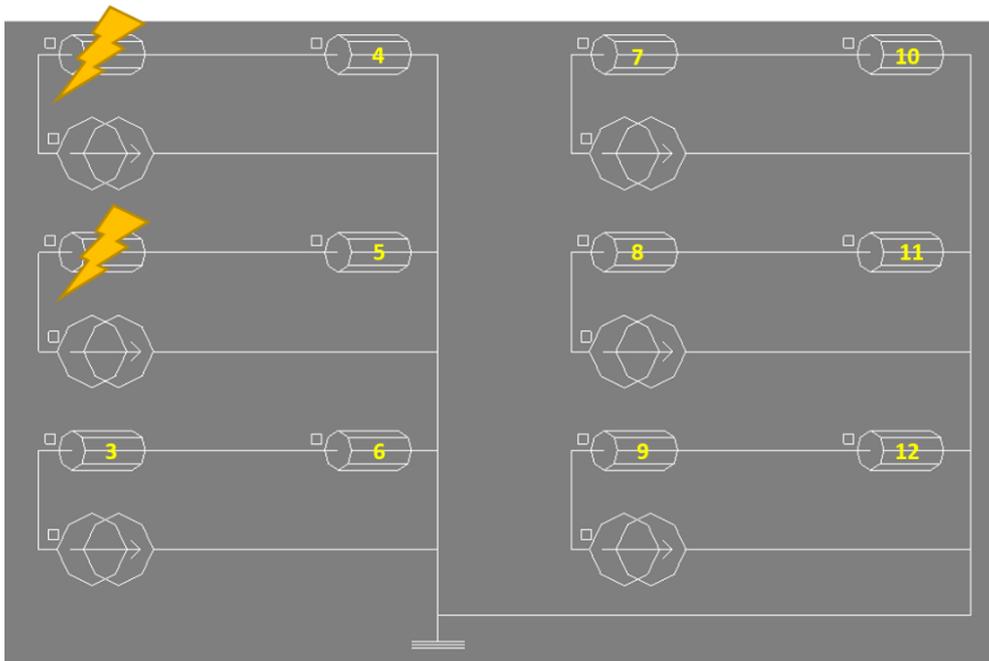
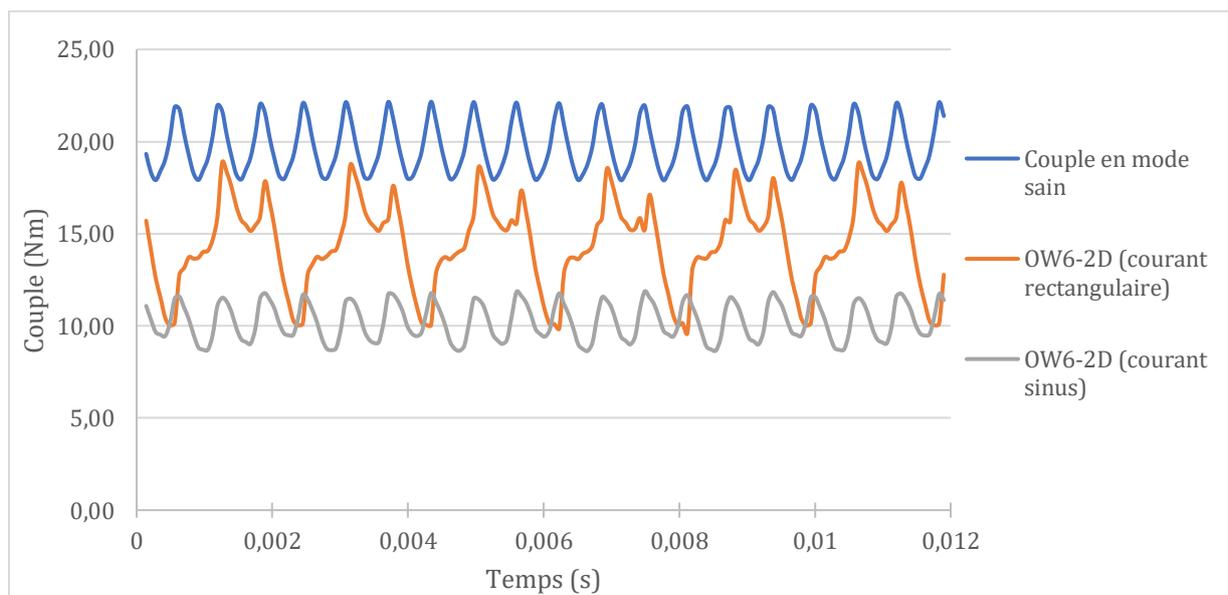


Fig. III.28 : Schéma de simulation dans le cas OW6-2D.



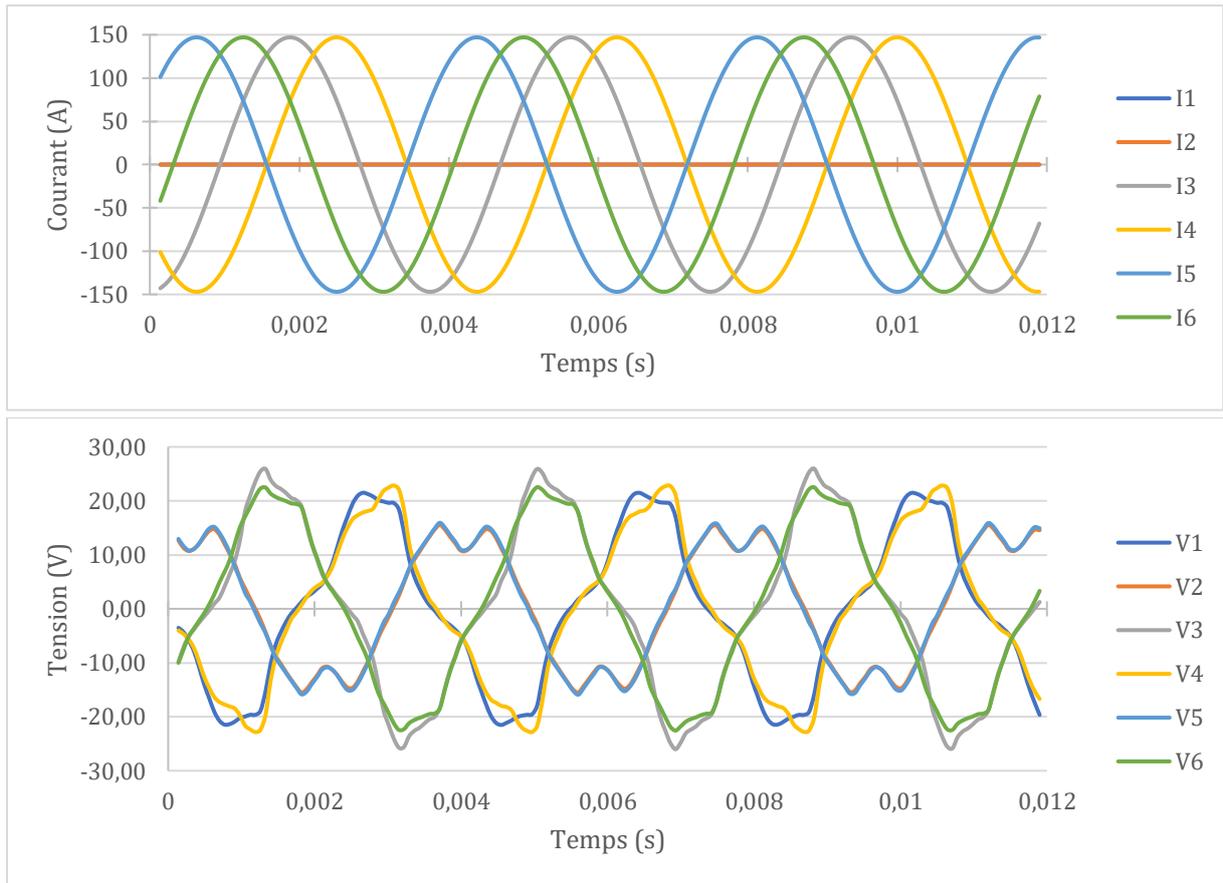


Fig. III.29 : Couple, courants et tensions obtenus en simulation dans le cas OW6-2D.

### III.3.4. Configuration à douze enroulements indépendants (OW12)

La configuration OW12 est celle qui donne le plus grand nombre d'enroulements indépendants. En effet, chaque enroulement physique de la machine est un enroulement apparent pour l'électronique de puissance. Ainsi, chaque enroulement de la machine peut recevoir un courant indépendant (Fig. III.30).

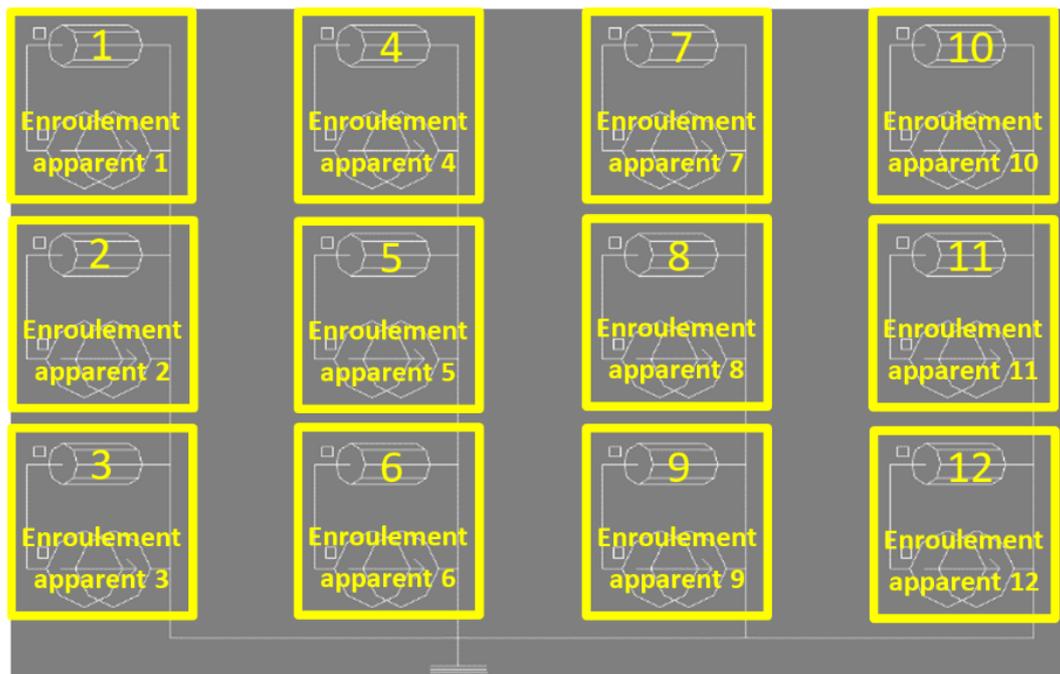


Fig. III.30 : Schéma de simulation dans le cas OW12.

### III.3.4.1. Mode dégradé avec un ou deux défauts

De la même manière que pour les configurations précédentes, nous nous intéressons au cas où un défaut survient sur l'enroulement physique 1, le laissant en circuit ouvert (Fig. III.31). À la différence des autres configurations de câblage, la défaillance de l'enroulement physique 1 n'entraîne pas d'autre défaut au sens où les courants dans les autres enroulements physiques restent contrôlables. Il en résulte une perte de couple moindre que dans les autres configurations.

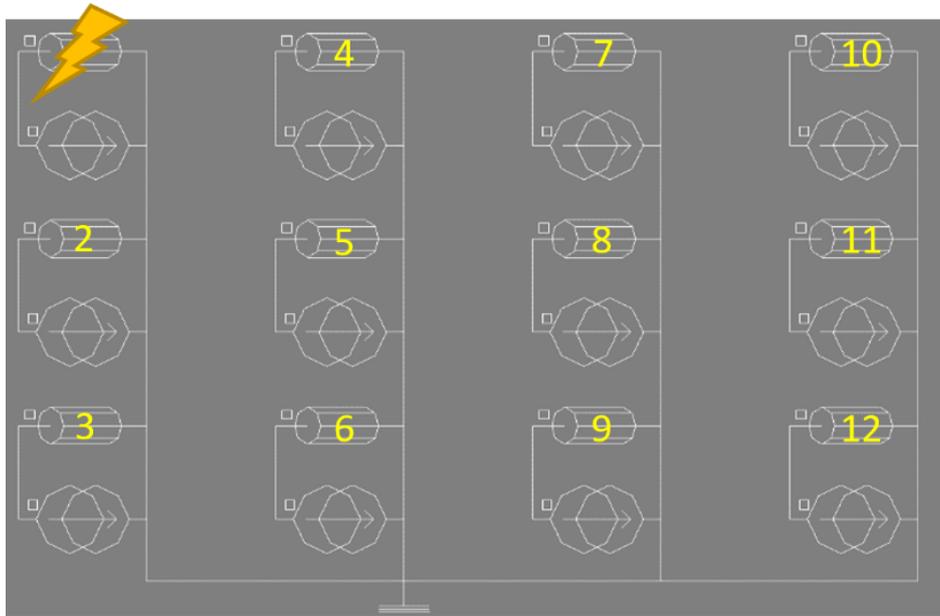
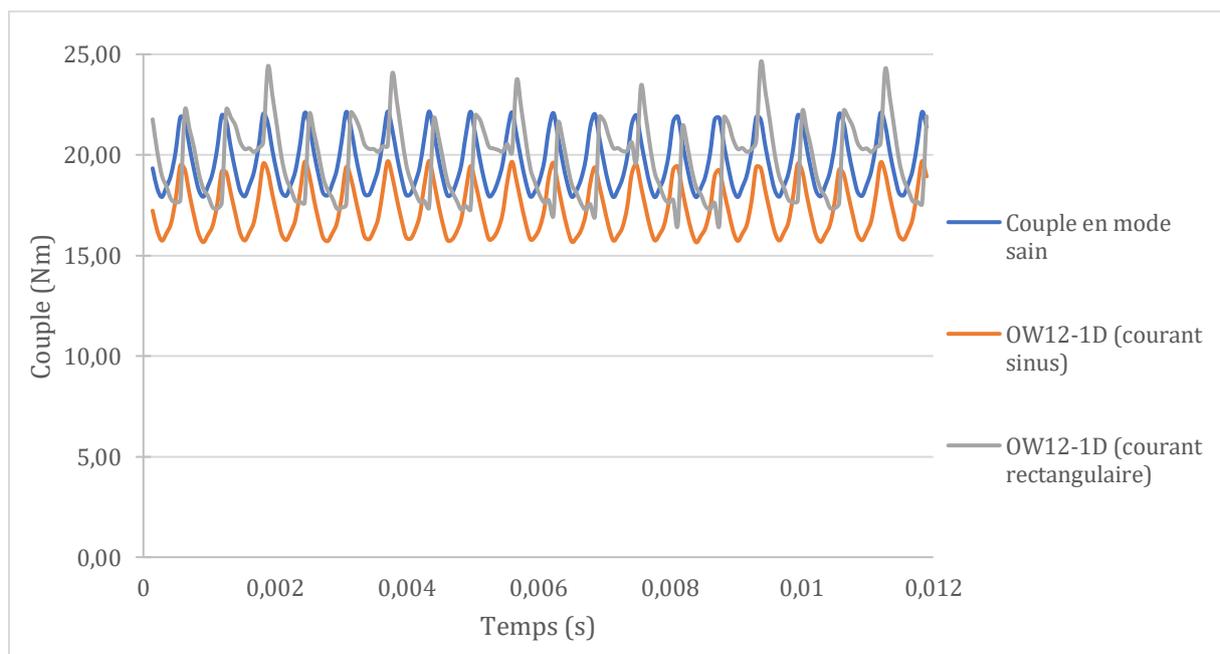


Fig. III.31 : Schéma de simulation dans le cas OW12-1D.

Les résultats de simulation sont exposés dans la figure III.32. Le couple moyen obtenu est de 19,72Nm soit 91,8% du couple nominal. Le calcul théorique de disponibilité efficace donne la même valeur. Le minimum de couple atteint est de 15,65Nm soit 87,5% du couple nominal. Le calcul théorique de disponibilité simple prédit 86,6% (cf. Fig. II.38).



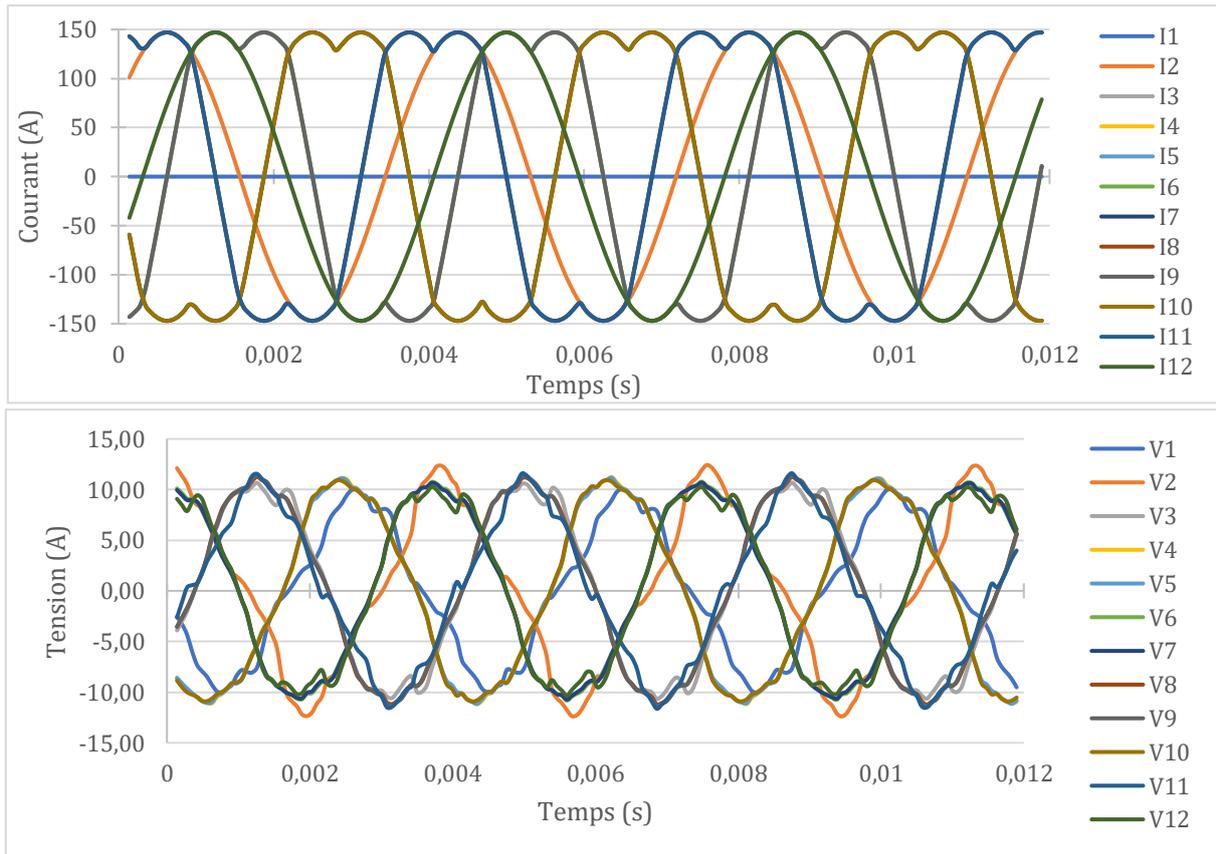


Fig. III.32 : Couple, courants et tensions obtenus en simulation dans le cas OW12-1D.

Comme pour la configuration à six enroulements indépendants, cette configuration de câblage autorise plusieurs défauts avant que la machine ne présente un couple pulsatoire (et donc une disponibilité simple nulle). Comme expliqué dans le Chapitre II, il suffit d’avoir deux enroulements indépendants sains pour obtenir une disponibilité simple non nulle. Dans cette configuration, la machine pourrait alors subir jusqu’à dix défauts tout en continuant à maintenir une disponibilité simple non nulle. Nous choisissons de simuler la réaction de la machine pour un second défaut sur une phase différente du premier (Fig. III.33) pour les mêmes raisons qu’expliquées en III.3.3. Les résultats sont exposés dans la figure III.34 avec les couples des cas OW12 et OW12-1D pour comparaison.

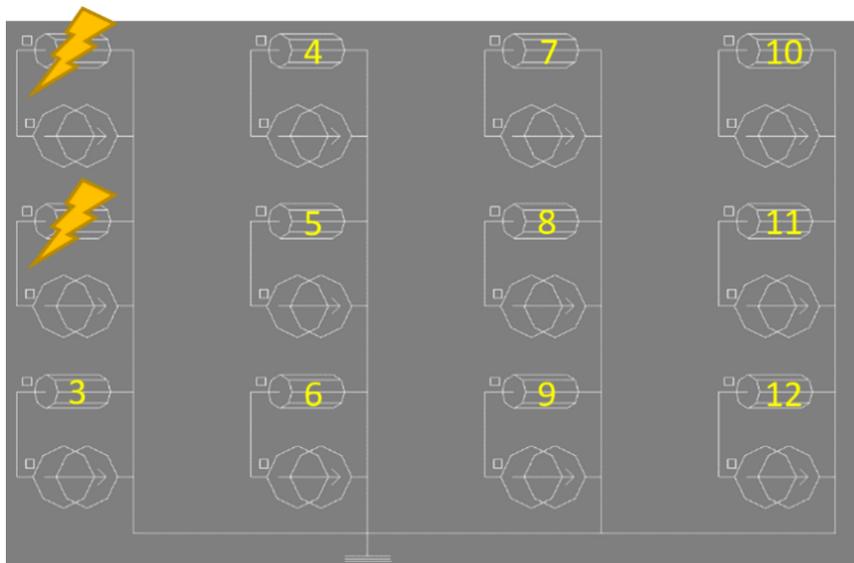


Fig. III.33 : Schéma de simulation dans le cas OW12-2D.

Dans le cas OW12-2D, et d'après la simulation, la machine fournit un couple moyen de 17,93Nm soit 83,4% de son couple nominal. La disponibilité efficace devrait être de 83% d'après le calcul théorique. Le couple corrigé minimum atteint après compensation des deux défauts par déphasage des courant est de 13,22Nm soit 73,9% du couple nominal alors que le calcul de disponibilité simple prévoit 75% (cf. Fig. II.38).

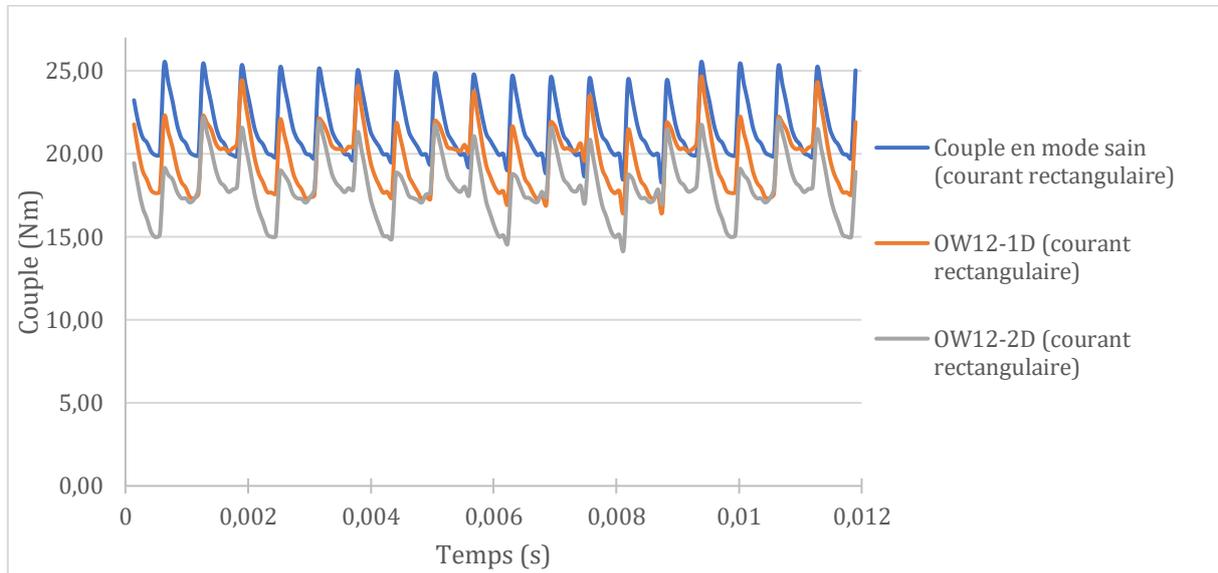


Fig. III.34 : Couple dans les cas sain, OW12-1D et OW12-2D avec des courants rectangulaires.

### III.3.5. Comparaison des différents câblages

#### III.3.5.1. Comparaisons des disponibilités

Il apparait clairement que l'augmentation du nombre d'enroulements indépendants autorise une plus grande disponibilité en cas de défaut. Nous souhaitons comparer les disponibilités simples et efficaces obtenues à partir des résultats de simulation sous Flux2D aux disponibilités théoriques (simples et efficaces) exposées au Chapitre II. L'ensemble des résultats sont synthétisés dans le tableau III.6 pour le câblage Etoile et dans le tableau III.7 pour les configurations à bobinage ouvert. La figure III.35 regroupe l'ensemble des disponibilités (simples et efficaces).

Condition de la machine	Sain Etoile	Etoile-1D	Etoile-2D
Minimum de couple Flux2D	15,60 Nm	0 Nm	0 Nm
Disponibilité simple sur la base du couple Flux2D	100%	0%	0%
Disponibilité simple théorique	100%	0%	0%
Couple moyen Flux2D	17,26 Nm	8,23 Nm	0 Nm
Disponibilité efficace sur la base du couple Flux2D	100%	47,7%	0%
Disponibilité efficace théorique	100%	50%	0%

Tableau III.6 : Disponibilités simple et efficace pour la configuration étoile triphasée.

Condition de la machine	Sain OW	OW3-1D	OW6-1D	OW12-1D	OW3-2D	OW6-2D	OW12-2D
Minimum de couple Flux2D	17,90 Nm	8,95 Nm	13,47 Nm	15,65 Nm	0 Nm	8,64 Nm	13,22 Nm
Disponibilité simple sur la base du couple Flux2D	100%	50,0%	75,3%	87,5%	0%	48,3%	73,9%
Disponibilité simple théorique	100%	50%	75%	86,6%	0%	50%	75%
Couple moyen Flux2D	21,50 Nm	14,42 Nm	17,95 Nm	19,72 Nm	7,17 Nm	14,34 Nm	17,93 Nm
Disponibilité efficace sur la base du couple Flux2D	100%	67,1%	83,5%	91,8%	33,3%	66,7%	83,4%
Disponibilité efficace théorique	100%	66,7%	83,3%	91,6%	33,3%	66,7%	83,3%

Tableau III.7 : Disponibilités simple et efficace en fonction de la configuration de câblage et de l'état de la machine.

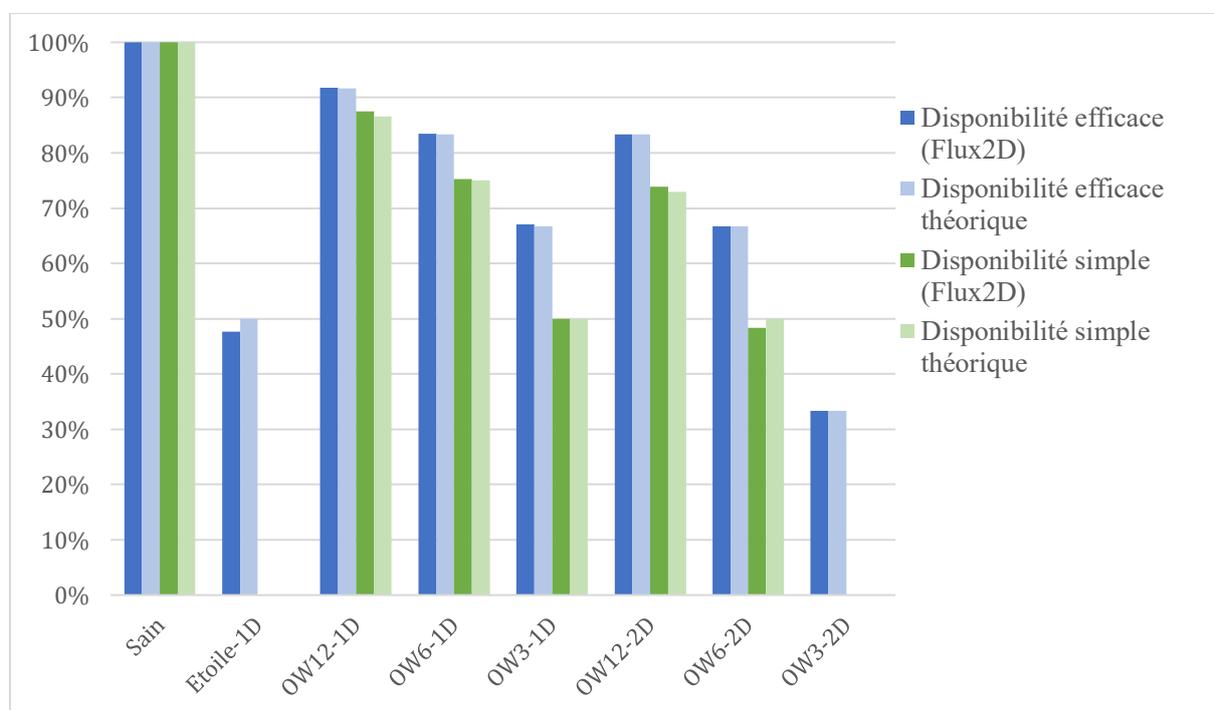


Fig. III.35 : Comparaison des disponibilités simple et efficace obtenue par analyse des résultats de simulation sous Flux2D et par calcul théorique.

### III.3.5.2. Sommabilité des défauts

L'approche du calcul de disponibilité théorique proposée au Chapitre II est basée sur la somme vectorielle des vecteurs primaires  $\vec{X}_n$  (cf. section II.2.2). Nous avons supposé que le couple que pouvait fournir la machine était l'image de cette somme vectorielle et que sa représentation dans le repère électrique formait un polygone (cf. section II.2.3.2). Nous avons aussi supposé que ce polygone se contractait selon l'orientation des défauts que la machine subissait (cf. section II.2.3.3). Afin de valider cette approche, les couples obtenus en simulation sous Flux2D sont tracés dans le repère électrique.

La figure III.36 montre les couples obtenus en fonction de l'angle électrique. La forme hexagonale obtenue dans le cas « Sain » présenté dans la figure III.36 correspond à l'oscillation du couple due au crantage magnétique de la machine. Cette représentation montre clairement la contraction du couple dans l'axe du défaut qui survient (ligne noire sur la figure III.36). L'apparition de deux défauts équivaut à deux contractions successives du couple.

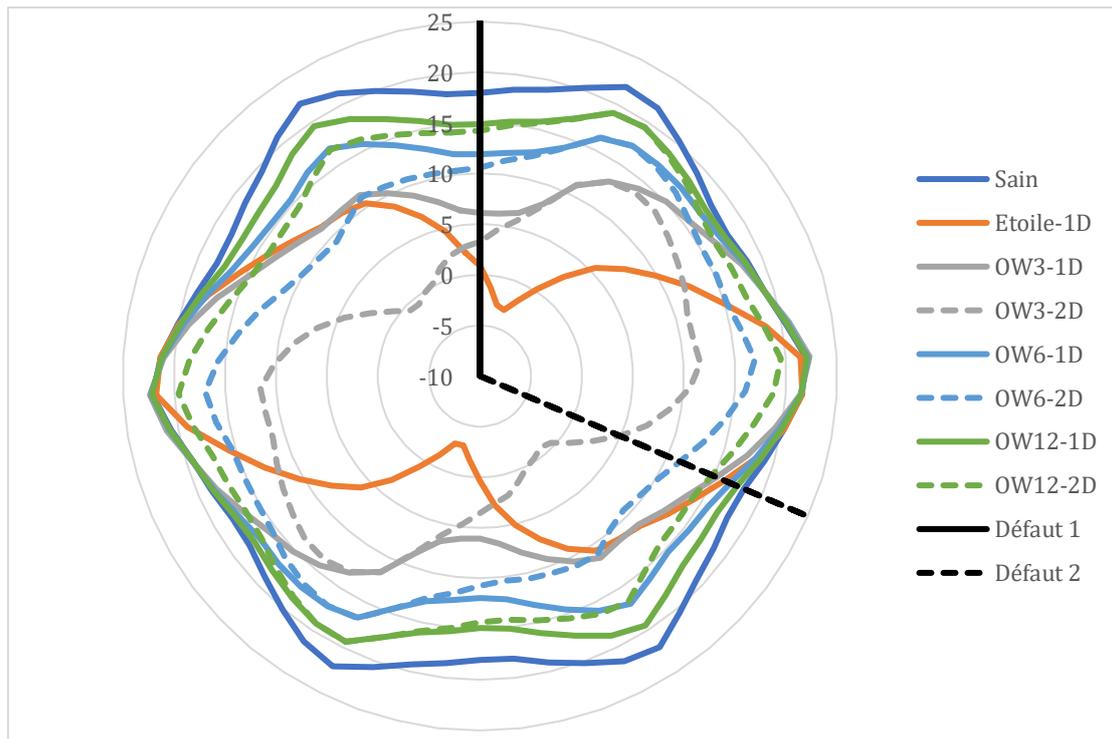


Fig. III.36 : Couple obtenu par simulation représenté en fonction de l'angle électrique.

Les courbes de couple sans défaut sur la figure III.36 devraient être des cercles si le crantage magnétique était nul. Ce crantage magnétique est dû à l'anisotropie magnétique du rotor et du stator ainsi qu'au flux magnétique induit par les aimants. Il apparaît lors des simulations sous Flux2D du fait qu'une seule coupe de la machine soit simulée. La période d'oscillation du couple de crantage magnétique dépend du nombre de pôles au rotor et du nombre de dents au stator.

En réalité, et comme on peut le voir sur la figure III.37, le rotor est composé de trois segments qui sont angulairement décalés de  $\frac{2\pi}{72}$ , soit un tiers de la période d'oscillation du couple de crantage. De cette façon le couple de crantage magnétique est fortement atténué. La figure III.38 montre les couples obtenus en fonction de l'angle électrique après avoir retranché le couple dû au crantage magnétique. Les couples sans crantage obtenus sont qualifiés de « corrigé ».

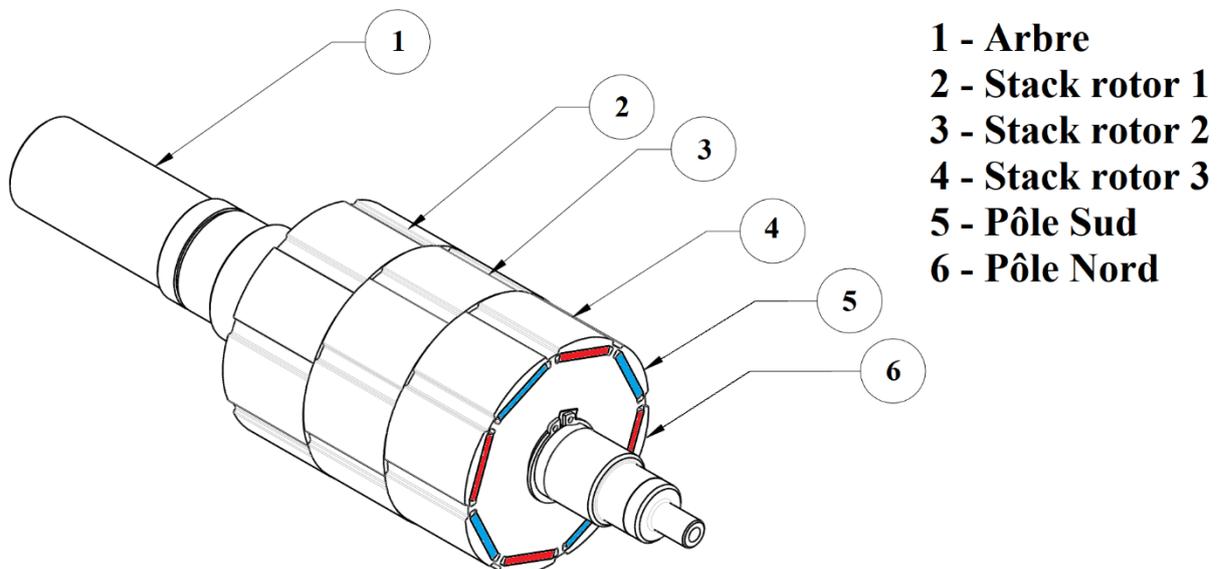


Fig. III.37 : Plan du rotor de la machine triphasée à douze enroulements.

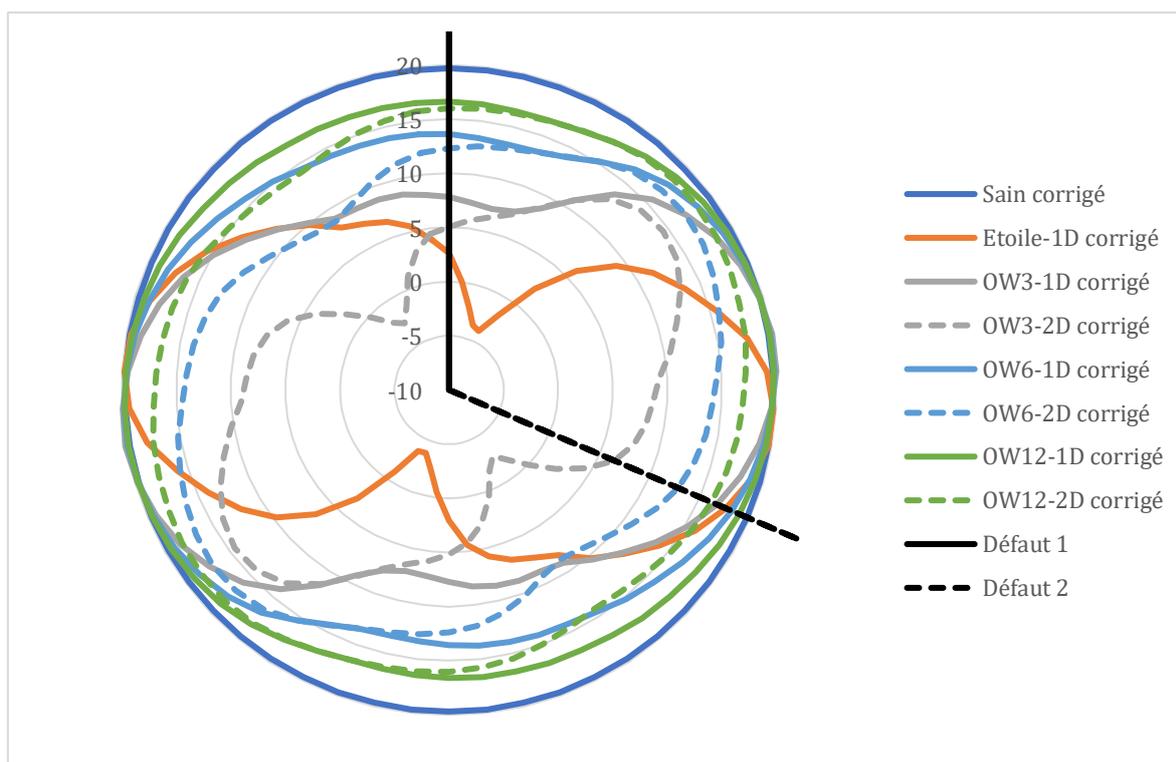


Fig. III.38 : Couple corrigé obtenu par simulation représenté en fonction de l'angle électrique.

#### III-4. Conclusion sur la MSAP triphasée à bobinage ouvert

Une machine triphasée à douze enroulements physiques à bobinage ouvert a été réalisée. Ses caractéristiques sont compatibles avec les applications de mobilité légères. Son bobinage la destine à être alimentée en basse tension. Elle a été conçue pour réaliser un GMP expérimental selon l'architecture proposée au Chapitre II. Ces douze enroulements physiques peuvent être connectés pour donner différents câblages. Les simulations par éléments finis sous Flux2D ont permis de connaître les paramètres de la machine. Ils seront utilisés dans les chapitres suivants pour paramétrer les simulations et la loi de commande.

Les références de courant correspondant à l'étude de disponibilité ont été explicitées. Il apparaît que les références de courant doivent être modifiées en fonction de la configuration de câblage de la machine et de son état (en défaut ou non) pour maximiser la disponibilité simple ou efficace. Les références maximisant la disponibilité simple ne sont pas triviales, et ce, d'autant plus que le nombre de phases, d'enroulement, et de combinaisons de défauts augmentent.

Dans le cas où c'est la disponibilité efficace du GMP qui est recherchée, il apparaît que les courants rectangulaires permettent d'atteindre le maximum de couple moyen. Cela est effectivement vrai si la seule contrainte concerne l'amplitude maximale des courants. Cependant, la meilleure forme de courant reste, le plus souvent, la forme sinusoïdale qui fournit plus de couple pour une même valeur efficace de courant. Que l'on choisisse des courants sinusoïdaux ou rectangulaires, la disponibilité efficace peut être garantie en conservant les mêmes références de courant, avant et après le défaut, et donc de simplifier (a priori) la commande.

Le logiciel de calcul par éléments finis Flux2D a permis de simuler des défauts en circuit-ouvert. Il en ressort que les disponibilités prédites par les méthodes de calcul a priori, proposées au Chapitre II, sont proches des résultats obtenus en simulation. Ces méthodes de calcul a priori des disponibilités simple et efficace sont donc pertinentes pour obtenir un prédimensionnement plus rapidement qu'avec les simulations par éléments finis.

Les apports de chaque enroulement au couple total peuvent être sommés. De la même manière, un défaut peut être vu comme une contraction du couple dans la direction où il apparaît. Cette approche vectorielle pourrait être étendue à d'autres défauts comme les courts-circuits.

Le chapitre suivant présente une loi de commande permettant d'asservir les courants dans la machine de sorte à pouvoir profiter, en pratique, de sa disponibilité (simple et efficace).



## Chapitre IV - Commande décentralisée

La structure du GMP, le modèle de la machine ainsi que la commande multi-agents proposée sont maintenant définis. Nous proposons de réaliser une commande décentralisée permettant d'asservir la machine à la consigne de vitesse ou de couple que l'utilisateur lui fournit. Cet asservissement passe par le contrôle des courants dans la machine. Nous souhaitons que chacun des agents en charge d'un enroulement de la machine exécute la même commande, de façon à simplifier la programmation des microcontrôleurs. Nous cherchons ici à définir cette commande locale qui, exécutée sur chaque microcontrôleur par l'agent associé et pilotant l'enroulement associé, permettra de contrôler la machine. Ce chapitre présente la conception de la loi de commande et sa simulation sous Matlab/Simulink. La commande proposée sera validée par l'expérimentation au Chapitre V.

### IV-1. Conception de la commande décentralisée

#### IV.1.1. Références de courant

Comme expliqué au Chapitre III, les courants imposés à la machine lors des simulations sous Flux2D permettent de faire tourner la machine. Ces courants peuvent être décomposés en deux composantes  $d$  et  $q$  (Chapitre I). L'objectif est maintenant d'exprimer les consignes de courant en fonction des consignes de couple ou de vitesse données par l'utilisateur. Les références de courant choisies pour la commande sont de forme sinusoïdale. Cela correspond aux formes de courants avec lesquelles la machine a été dimensionnée en III.1.2. Comme expliqué en III.1.4, ces références de courant sont différentes de celles prises en compte par le calcul théorique de disponibilité.

##### IV.1.1.1. Références globales

Pour commencer, les références globales de courant de la machine vont être exprimées dans le repère  $dq$  :  $I_d^*$  et  $I_q^*$ . Comme expliqué en I.6.4 et II.2.2, le couple de la machine est considéré directement proportionnel au courant  $I_q$  de la machine. Dans le cas d'une commande en couple, la consigne en  $I_q$  est donc directement proportionnelle à la consigne de couple. Sans défluxage ou surfluxage de la machine, l'expression des références  $I_d^*$  et  $I_q^*$  est alors aisée à exprimer :

$$\begin{cases} I_d^* = 0 \\ I_q^* = \frac{C^*}{K_t} \end{cases} \quad (IV.1)$$

Avec  $K_t$  le facteur de proportionnalité entre le courant et le couple de la machine et  $C^*$  la consigne de couple.

Dans le cas d'une commande en vitesse, l'asservissement de la vitesse de la machine passe par la commande du couple qu'elle fournit. Un régulateur proportionnel-intégral (PI) est implémentée pour réguler la vitesse de la machine. Les références  $I_d^*$  et  $I_q^*$  sont alors déterminées par (IV.2).

$$\begin{cases} I_d^* = 0 \\ I_q^* = K_{p_\Omega} e_\Omega + K_{i_\Omega} \int e_\Omega dt \end{cases} \quad (IV.2)$$

Avec

$$e_\Omega = \Omega^* - \Omega \quad (IV.3)$$

Les coefficients  $K_{p_\Omega}$  et  $K_{i_\Omega}$  fixent la dynamique de vitesse. Ils sont déterminés en fonction des paramètres de la machine et de l'application. Comme pour la commande en couple,  $I_d^*$  est maintenue à zéro.

Chaque agent peut calculer les références globales  $I_d^*$  et  $I_q^*$ . Ces références globales dépendent de la consigne (de couple, de vitesse ou de position) et de la position  $\theta_m$  ( $\Omega = \dot{\theta}_m$ ) qui sont diffusées via le bus de communication (cf. II.3.3.3).

#### IV.1.1.2. Références locales

Les  $N$  enroulements de la machine étant identiques, la division des consignes globales par  $N$  permet de répartir équitablement la charge sur l'ensemble des enroulements. La consigne locale de l'enroulement  $n$  peut alors être exprimée dans le repère d-q par deux composantes :  $I_{d_n}^*$  et  $I_{q_n}^*$  (IV.4 et IV.5).

$$I_{d_n}^* = \frac{I_d^*}{N} \quad (IV.4)$$

$$I_{q_n}^* = \frac{I_q^*}{N} \quad (IV.5)$$

On suppose de cette manière que la somme des  $N$  contributions locales  $I_d$  et  $I_q$  converge vers  $I_d^*$  et  $I_q^*$  lorsque les contributions locales  $I_{d_n}$  et  $I_{q_n}$  convergent respectivement vers leur référence locale  $I_{d_n}^*$  et  $I_{q_n}^*$  (IV.6).

$$\begin{cases} I_{d_n} \rightarrow I_{d_n}^* \\ I_{q_n} \rightarrow I_{q_n}^* \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \sum_{\forall n \in [1;N]} I_{d_n} = I_d \rightarrow I_d^* \\ \sum_{\forall n \in [1;N]} I_{q_n} = I_q \rightarrow I_q^* \end{cases} \quad (IV.6)$$

D'après la modélisation donnée en I-5, les composantes locales  $I_{d_n}^*$  et  $I_{q_n}^*$  peuvent être converties en une consigne de courant locale  $I_n^*$  (IV.7).

$$I_n^* = I_{d_n}^* \cos(\alpha_{e_n} + \theta_e) + I_{q_n}^* \sin(\alpha_{e_n} + \theta_e) \quad (IV.7)$$

Comme nous avons choisi d'imposer  $I_d^*$  à zéro, il est possible de simplifier la consigne locale :

$$I_n^* = I_{q_n}^* \sin(\alpha_{e_n} + \theta_e) = \frac{I_q^*}{N} \sin(\alpha_{e_n} + \theta_e) \quad (IV.8)$$

La commande locale du  $n^{\text{ième}}$  enroulement doit réguler le courant  $I_n$  dans cet enroulement selon une consigne  $I_n^*$  afin de garantir la convergence des composantes  $I_d$  et  $I_q$  vers leur consigne  $I_d^*$  et  $I_q^*$ . Les figures IV.1 et IV.2 représentent schématiquement la génération de la consigne locale de courant pour un asservissement de couple et de vitesse. Chaque agent réalise ce calcul pour obtenir la référence de courant  $I_n^*$  qu'il doit imposer dans l'enroulement qu'il contrôle.

Afin de protéger l'électronique et le moteur, une limitation sur les consignes  $I_{d_n}^*$  et  $I_{q_n}^*$  est ajoutée (même si  $I_{d_n}^*$  est maintenue à zéro). Ainsi, ces deux consignes sont bornées dans l'intervalle  $[-200 ; 200]$ . Lors de la rotation, et en considérant  $I_{d_n}^* = 0A$  et  $I_{q_n}^* = 200A$ , cela correspond à une valeur

efficace de  $141A_{RMS}$  pour  $I_n^*$ . Un anti-windup est aussi implémenté sur l'intégrateur de la boucle de vitesse.

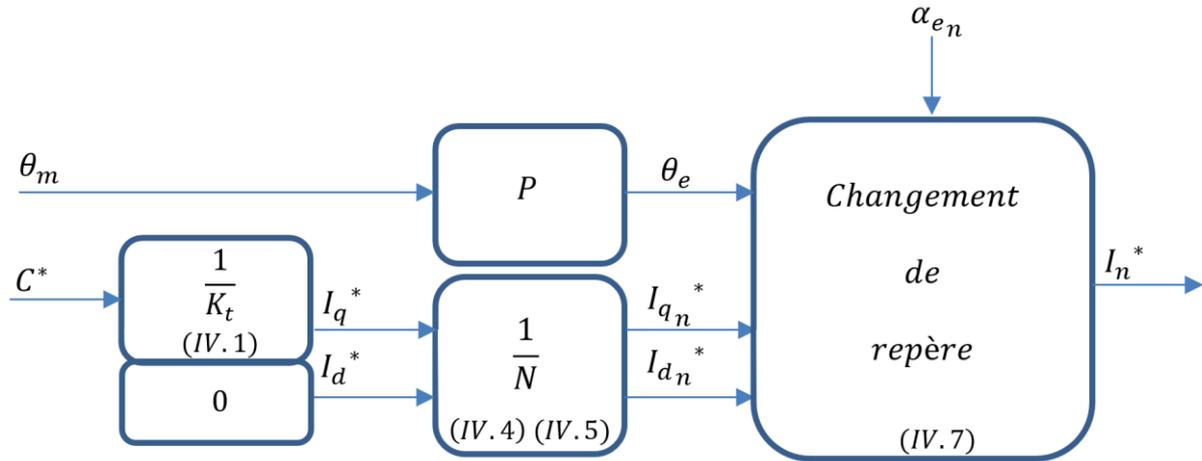


Fig. IV.1 : Schéma de génération des consignes de courant à partir d'une consigne de couple.

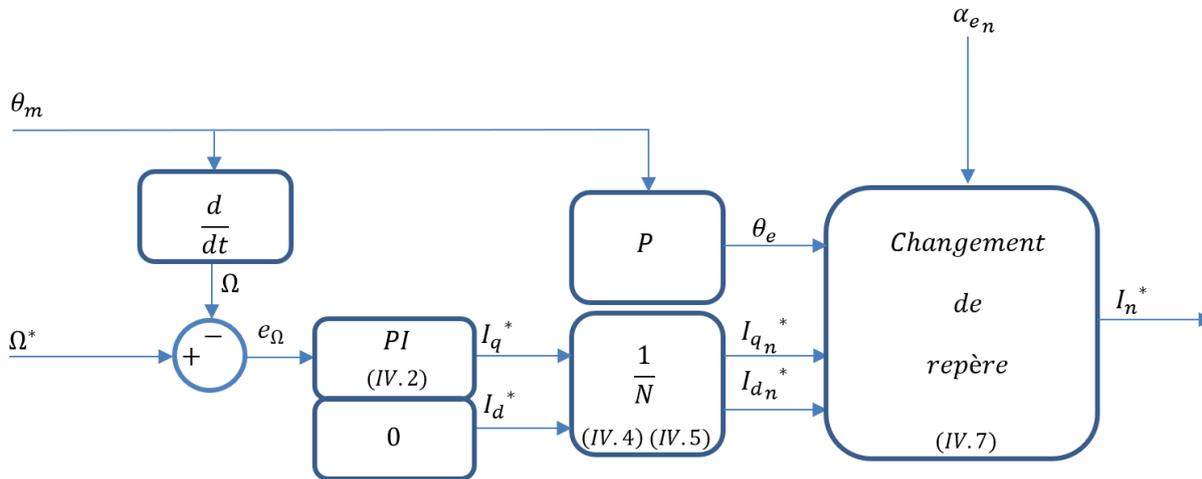


Fig. IV.2 : Schéma de génération des consignes de courant à partir d'une consigne de vitesse.

#### IV.1.1.3. Exemple de références

Un exemple d'application est ici donné dans le cas d'une machine triphasée à trois enroulements indépendants. La commande se décompose alors en quatre agents : un par enroulement plus un qui détermine la position du rotor. En supposant un asservissement de couple avec une consigne de couple constante  $C^*$  et en appliquant les équations précédentes, les références locales suivantes sont obtenues :

$$\begin{cases} I_1^* = \frac{C^*}{3K_t} \sin(\theta_e) \\ I_2^* = \frac{C^*}{3K_t} \sin\left(\frac{-2\pi}{3} + \theta_e\right) \\ I_3^* = \frac{C^*}{3K_t} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \theta_e\right) \end{cases} \quad (IV.9)$$

De la même manière, il est possible de donner les références de courants pour un asservissement de vitesse avec une consigne de vitesse  $\Omega^*$  où un correcteur PI est utilisé :

$$\begin{cases} I_1^* = \frac{K_{p_\Omega}(\Omega^* - \frac{\theta_e}{P}) + K_{i_\Omega} \int (\Omega^* - \frac{\theta_e}{P}) dt}{3K_t} \sin(\theta_e) \\ I_2^* = \frac{K_{p_\Omega}(\Omega^* - \frac{\theta_e}{P}) + K_{i_\Omega} \int (\Omega^* - \frac{\theta_e}{P}) dt}{3K_t} \sin\left(\frac{-2\pi}{3} + \theta_e\right) \\ I_3^* = \frac{K_{p_\Omega}(\Omega^* - \frac{\theta_e}{P}) + K_{i_\Omega} \int (\Omega^* - \frac{\theta_e}{P}) dt}{3K_t} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \theta_e\right) \end{cases} \quad (IV.10)$$

Dans le cas où les consignes de courant sont générées en boucle ouverte (IV.9), elles sont naturellement équilibrées. Afin de garantir le même équilibre dans le cas d'une commande en boucle fermée sur la vitesse (IV.10), il est indispensable que l'erreur de vitesse calculée soit rigoureusement la même pour tous les agents. La diffusion d'une seule valeur d'angle par un seul agent garantit l'unicité de l'erreur calculée et donc des valeurs identiques pour les différentes consignes  $I_{d_n}^*$  et  $I_{q_n}^*$ . Cela ne serait pas le cas si chaque agent obtenait une valeur d'angle  $\theta_e$  différente, par exemple en utilisant un observateur local de la vitesse de rotation.

### IV.1.2. Commande des courants de chaque enroulement

Nous souhaitons que les courants suivent leurs consignes, exprimées par (IV.9) ou (IV.10), qui ne sont pas constantes. Il s'agit donc d'un problème de suivi de trajectoire. On remarque que la dynamique des références dépend de la dynamique de la vitesse de rotation de la machine, c'est-à-dire la variation de  $\theta_e$ . Lorsque la vitesse est stabilisée ( $\dot{\theta}_e$  constant),  $I_n^*$  est une consigne sinusoidale (IV.8). Avec une commande classique de type PI, le suivi de cette consigne peut présenter des difficultés à trouver un bon compromis entre la rapidité et la robustesse, notamment quand la vitesse de rotation dans le repère électrique est importante. Une deuxième difficulté liée à la commande est la dépendance de  $I_n$  aux autres courants qui ne sont pas accessibles par l'agent  $n$ .

#### IV.1.2.1. Commande par platitude

La commande des courants à forte dynamique dans les machines électriques est une problématique bien connue qui a fait l'objet de nombreux travaux de recherche [69] [70] [71]. Plusieurs solutions existent. Beaucoup ont été conçues pour commander des systèmes non linéaires. Quelques exemples peuvent être cités, comme les contrôleurs basés sur la passivité amortie parallèle [72], les méthodes par mode glissant [66] [73]. Toutes ces méthodes requièrent l'information des variables d'état, notamment le courant dans les autres enroulements.

Nous choisissons ici d'utiliser une méthode par platitude différentielle [74] [75] qui convient particulièrement pour la problématique de suivi de trajectoire et qui peut remplacer les sorties mesurées par leurs trajectoires de références pour calculer la commande [76]. Elle a été proposée en 1993 par Fliess et al. [77] en français puis traduite en anglais en 1995 [78]. Cette approche se base sur l'algèbre différentielle [79]. Cette méthode a déjà été utilisée pour l'asservissement des courants dans une MSAP classique [80] [81]. Les conditions de platitude et les propriétés qu'elle implique ont été décrites par Fliess et Cie [82]. On dit qu'un système non-linéaire défini par (IV.11) est différentiellement plat s'il existe des applications  $h$ ,  $\eta$  et  $\mu$  (IV.12) telles que (IV.13).

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \quad (IV.11)$$

Avec  $x(t) \in \mathbb{R}^n$ ,  $u(t) \in \mathbb{R}^m$  et  $(n \geq m) \in \mathbb{N}$ .

On définit les fonctions  $h$ ,  $\eta$  et  $\mu$  :

$$\begin{aligned}
 h &: \mathbb{R}^n (\mathbb{R}^m)^{k+1} \rightarrow \mathbb{R}^m \\
 \eta &: (\mathbb{R}^m)^k \rightarrow \mathbb{R}^n \\
 \mu &: (\mathbb{R}^m)^{k+1} \rightarrow \mathbb{R}^m
 \end{aligned} \tag{IV.12}$$

Telle que

$$\begin{cases}
 y = h(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(k)}) \\
 x = \eta(y, \dot{y}, \dots, y^{(k-1)}) \\
 u = \mu(y, \dot{y}, \dots, y^{(k)})
 \end{cases} \tag{IV.13}$$

Avec  $k$ , le nombre de dérivés nécessaires.

Autrement dit, un système est plat s'il existe un vecteur de sortie tel que tous les états et toutes les entrées s'expriment à partir des sorties et de leurs dérivées successives. La sortie  $y$  est plate (ou Brunovsky, pour les systèmes linéaires) si les fonctions  $h$ ,  $\eta$  et  $\mu$  existent. Le comportement dynamique du système peut alors être résumé par le comportement dynamique de ses sorties plates.

Montrer qu'un système est plat permet de déterminer la commande  $u$  en inversant le modèle du système, où les sorties mesurées et de leurs dérivées successives peuvent être remplacées par leurs trajectoires désirées et de leurs dérivées successives. C'est un concept en boucle ouverte. Ce concept est très intéressant pour notre commande décentralisée. En effet, chaque agent  $n$  ne requiert pas les mesures de l'état (courant) des autres agents, mais uniquement leurs références de courants et leur dérivée qui sont calculables et donc accessibles par l'agent  $n$ . Le système linéaire obtenu possède  $k$  chaînes d'intégrateurs successifs de sortie  $y$ . Il est alors judicieux d'appliquer un contrôle linéaire pour que ce système linéaire suive une trajectoire de référence  $y^*$ , faisant tendre asymptotiquement l'erreur entre la sortie et cette trajectoire de consigne vers zéro (IV.14).

$$\mathcal{E}_0(y - y^*) + \dots + \mathcal{E}_{k-1}(y^{(k-1)} - y^{*(k-1)}) + (y^{(k)} - y^{*(k)}) = 0 \tag{IV.14}$$

Avec l'ensemble des coefficients  $\{\mathcal{E}_n\}$  réels de façon à obtenir un polynôme de Hurwitz. Le schéma IV.3 représente le principe de commande par platitude.

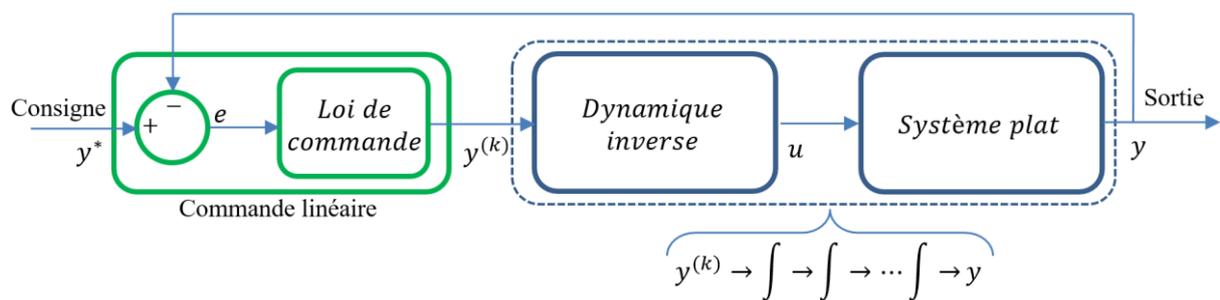


Fig. IV.3 : Schéma de principe de commande par platitude.

Nous cherchons donc à vérifier la platitude de notre système. Le modèle sous forme matricielle de taille  $N$  correspondant à une machine à  $N$  enroulements est le suivant :

$$[j]_{(N,1)} = [L]_{(N,N)}^{-1} ([V]_{(N,1)} - [R]_{(N,N)} [I]_{(N,1)} - [K_e]_{(N,N)} \sin([\alpha_e]_{(N,1)} + \theta_e) \dot{\theta}_e) \tag{IV.15}$$

En supposant que la dynamique de vitesse est négligeable devant celle des courants, on peut définir le système (IV.15) avec :

- Son vecteur d'état  $X = [I]$ ,  $X \in \mathbb{R}^N$

- Son vecteur de commande  $U = [V]$ ,  $U \in \mathbb{R}^N$
- Son vecteur de sortie  $Y = [I]$ ,  $Y \in \mathbb{R}^N$

Il est alors nécessaire de montrer que  $Y$  est une sortie plate suivant la définition donnée. Il est trivial de montrer que  $Y = h(X)$  et que  $X = \eta(Y)$ , puisque :

$$Y = X \quad (IV.16)$$

On peut montrer que  $U = \mu(Y, \dot{Y})$ . En effet :

$$U = [R][Y] + [L][\dot{Y}] - [K_e] \sin([\alpha_e] + \theta_e) \dot{\theta}_e \quad (IV.17)$$

En considérant le dernier terme de FEM de (IV.17) comme des perturbations mesurables, le système est plat, avec le vecteur de courant  $[I]$  comme sortie plate et la commande sera déterminée avec (IV.17) en remplaçant  $Y$  et  $\dot{Y}$  par leur trajectoire désirée et de sa dérivée. Cette commande conduit à  $N$  sous-systèmes indépendants avec, pour l'enroulement  $n$ ,  $y_n = I_n$  comme sortie et  $\frac{dy_n}{dt} = \frac{dI_n}{dt}$  comme l'entrée. Pour chaque enroulement, une dynamique de suivi peut être imposée afin d'assurer la convergence du courant vers sa trajectoire désirée.

#### IV.1.2.2. Dynamique de suivi pour un roulement $n$

L'erreur de suivi  $e_{I_n} = I_n - I_n^*$  est définie entre le courant réel  $I_n$  et sa référence  $I_n^*$ . Afin de faire tendre asymptotiquement l'erreur vers zéro, la dynamique de l'erreur suivante est définie :

$$\left( \frac{dI_n}{dt} - \frac{dI_n^*}{dt} \right) + G_{1_n}(I_n - I_n^*) + G_{2_n} \int (I_n - I_n^*) dt = 0 \quad (IV.18)$$

L'action intégrale permet de rejeter les perturbations ainsi que de compenser les erreurs du modèle. Les paramètres de contrôle  $G_{1_n}$  et  $G_{2_n}$  permettent de régler la dynamique de suivi de trajectoire. Ils peuvent être assimilés à des dynamiques du deuxième ordre avec :  $G_{1_n} = 2K_n\omega_n$  et  $G_{2_n} = \omega_n^2$  où  $K_n$  correspond au coefficient d'amortissement et  $\omega_n$  définit la pulsation propre de cette dynamique. Comme pour les coefficients de la boucle de vitesse, nous choisissons d'appliquer les mêmes coefficients  $G_{1_n} = G_1$  et  $G_{2_n} = G_2$  à tous les enroulements, de façon à obtenir une répartition homogène des courants et du niveau de charge dans la machine.

#### IV.1.2.3. Références de courant dérivables

L'utilisation de la platitude du système requiert que la trajectoire de consignes  $I_n^*$  soit dérivable une fois. Ainsi, les échelons de consigne doivent être filtrés pour garantir cette dérivabilité. Un filtre passe bas récursif d'ordre  $F$  (formules (IV.19) à (IV.21)) est donc ajouté sur les consignes  $I_{d_n}^*$  et  $I_{q_n}^*$ . Il est suivi d'un limiteur de dérivée (IV.22). On note  $\widetilde{I_{d_n}^*}$  et  $\widetilde{I_{q_n}^*}$  les références de courant après filtrage. Les formules (IV.19) à (IV.22) sont données pour la composante  $q$  et sont les même pour la composante  $d$ . Ce type de filtre a été choisie car il est directement implémentable numériquement sur le support de la commande. Une représentation schématique de ce filtre est donnée par la figure IV.4. Le filtre récursif est défini par son ordre  $F$  et son paramètre  $A$  qui est l'image de sa fréquence de coupure. Le limiteur de dérivée est quant à lui défini par le gradient maximum de courant  $\nabla_{I^*_{max}}$  sur une période de temps  $\Delta_t$  donnée. Le paramètre  $\nabla_{I^*_{max}}$  fixe la constante de Lipschitz de  $w(z)$  et donc de  $y(z)$ .

$$s_1(z) = As_1(z - 1) + (1 - A)I_{q_n}^*(z) \quad \text{avec } s_1(0) = 0 \quad \text{et } A \in [0; 1] \quad (IV.19)$$

$$s_f(z) = As_f(z - 1) + (1 - A)s_{f-1}(z) \quad \text{avec } s_f(0) = 0 \quad \text{et } f \in [2; F - 1] \quad (IV.20)$$

$$w(z) = Ay(z - 1) + (1 - A)s_{F-1}(z) \quad \text{avec } y(0) = 0 \quad (IV.21)$$

$$\tilde{I}_{q_n}^*(z) = \begin{cases} w(z) & \text{si } \frac{w(z) - w(z^{-1})}{\Delta_t} < \nabla_{I^*_{max}} \\ w(z^{-1}) + \nabla_{I^*_{max}} \text{signe}(w(z) - w(z^{-1})) & \text{sinon} \end{cases} \quad (IV.22)$$

La figure IV.5 montre le résultat de ce filtrage sur un échelon de consigne  $I_{q_n}^*$  avec  $\Delta_t = 20\mu\text{s}$ ,  $\nabla_{I^*_{max}} = 200\text{kA} \cdot \text{s}^{-1}$ ,  $F = 3$  et  $A = 0,99$ .

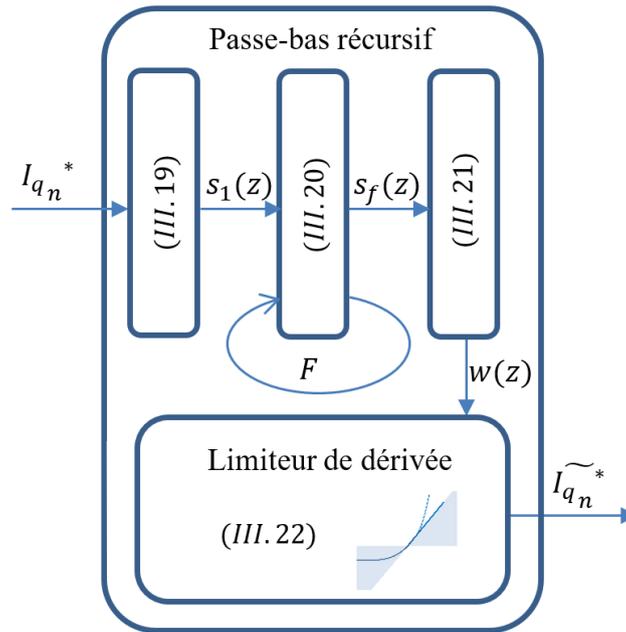


Fig. IV.4 : Schéma de filtrage des consignes de courant.

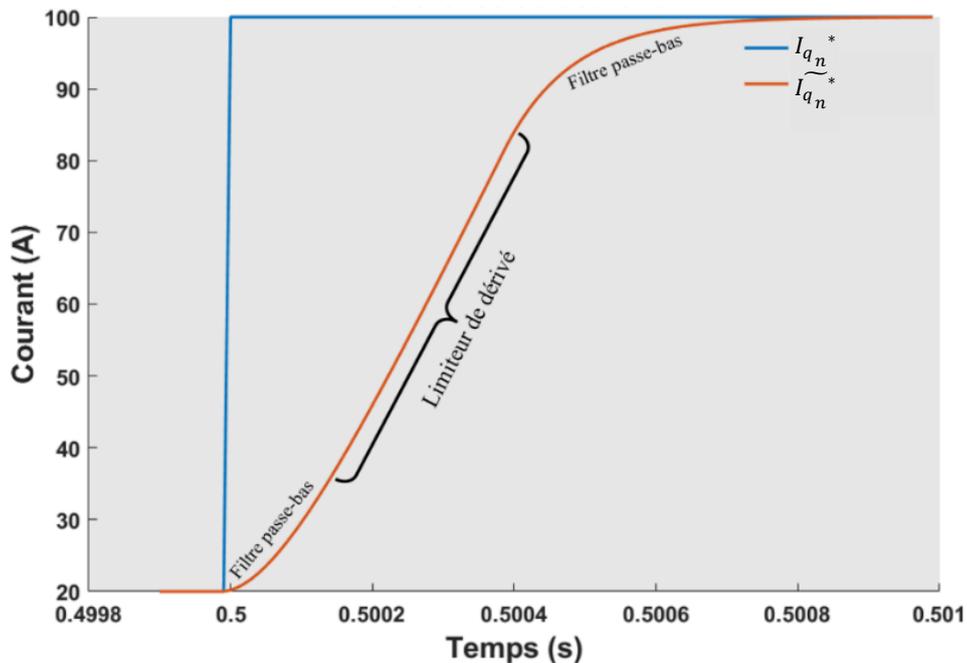


Fig. IV.5: Filtrage de la consigne permettant de la rendre continue et dérivable.

On peut observer l'action du filtre passe-bas et du limiteur de dérivée sur la figure IV.5. Le limiteur de dérivée à une action non linéaire en fixant une dérivée constante. Le lien dérivable avec le reste du signal est assuré par le filtre passe-bas. La dynamique de ce filtrage doit être très rapide par rapport à la dynamique de courant souhaitée.

#### IV.1.2.4. Schéma de commande proposé pour une machine à bobinage ouvert

La commande décentralisée proposée est maintenant appliquée à l'ensemble des enroulements de la machine à bobinage ouvert. Ce type de commande peut s'appliquer à tous les types de câblage à enroulements indépendants. La figure IV.6 résume le principe de fonctionnement pour une machine à six enroulements indépendants.

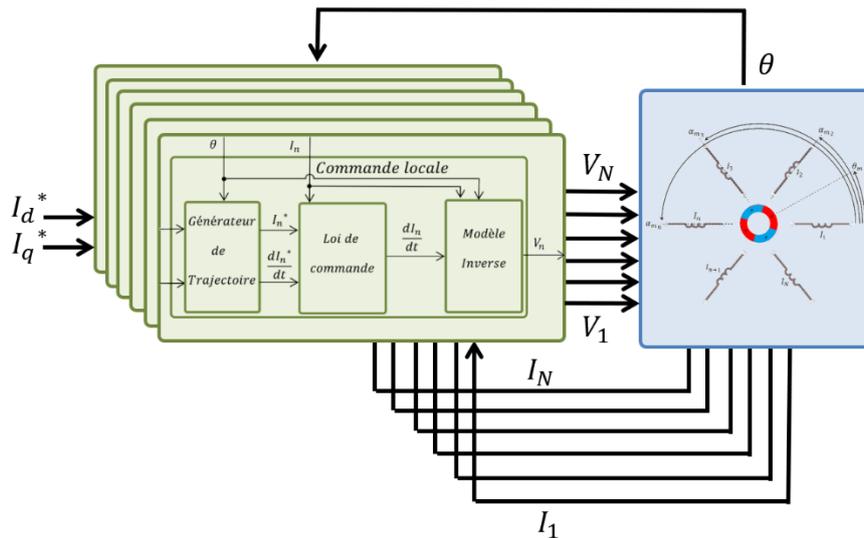


Fig. IV.6: Schéma de commande proposé pour une machine à bobinage ouvert à six enroulements apparents.

## IV-2. Commande en mode sain

Pour valider la commande décentralisée proposée, un modèle de simulation sous Matlab/Simulink à été réalisé. Il reprend les éléments du modèle présenté au Chapitre I. Il est paramétrable et permet de simuler des MSAPs à  $\mathcal{M}$  phases,  $N$  enroulements et  $P$  paires de pôles. L'intégration numérique est effectuée en utilisant l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre quatre (RK4). A l'aide de ce nouvel outil, la machine présentée au Chapitre III est simulée dans ses différentes configurations de câblage comme présentées au Chapitre III : OW3, OW6 et OW12. Le pas de temps de la simulation est de  $1\mu s$ .

### IV.2.1. Commande appliquée à la MSAP triphasée à trois enroulements

Pour commencer, la commande décentralisée est appliquée à la machine triphasée présentée au Chapitre III dans sa configuration à trois enroulements indépendants.  $K_{t_n}$  vaut donc  $0,056 \text{ Nm/A}_{\text{RMS}}$  pour les trois enroulements apparents.

#### IV.2.1.1. Commande des courants

Nous commençons par appliquer un échelon de consigne de courant  $I_{q_n}^* = 170A$  ( $I_{d_n}^* = 0$ ) pour chaque enroulement. Chaque agent calcule la consigne  $I_n^*$  de forme sinusoïdale suivant l'équation (IV.8). La vitesse augmente alors jusqu'à  $4000 \text{ tr/min}$  (Fig. IV.7). Elle est limitée par une charge dont le couple est proportionnel à la vitesse (IV.23). La machine se retrouve alors à son point de fonctionnement nominal, c'est-à-dire que la machine fournit  $20\text{Nm}$  à une vitesse de  $4000 \text{ tr/min}$ . Les paramètres de commande utilisés pour obtenir ces résultats sont regroupés dans le tableau IV.1.

$$C = 0,005 \times \Omega \quad (IV.23)$$

$K_n$	$\omega_n$	$\nabla I^*_{max}$	Ordre $F$ du filtre récuratif	Paramètre $A$ du filtre récuratif	Fréquence d'exécution de la commande
0,0316	63,24 rad.s <sup>-1</sup>	200 kA.s <sup>-1</sup>	3	0,99	50 kHz

Tableau IV.1 : Paramètres utilisés pour la commande de courant en simulation.

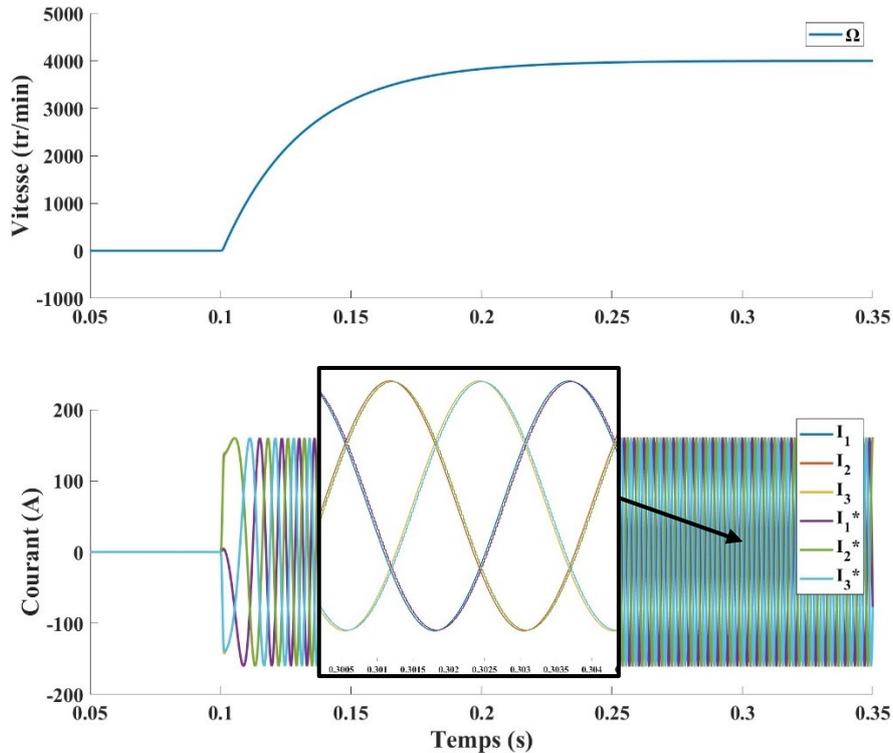


Fig. IV.7 : Comportement de la vitesse et des courants lors d'un échelon de consigne  $I_q^*$ .

Les trois courants sont équilibrés et quasiment confondus avec leurs trajectoires de référence. On remarque un léger dépassement lors du changement de référence  $I_{q_n}^*$  de zéro à 170A. Un agrandissement de ce passage est présenté par la figure IV.8a. On remarque aussi une légère erreur d'amplitude à haute vitesse ainsi qu'un faible retard (Fig. IV.8b). Ce retard est dû à la fréquence d'exécution de la commande.

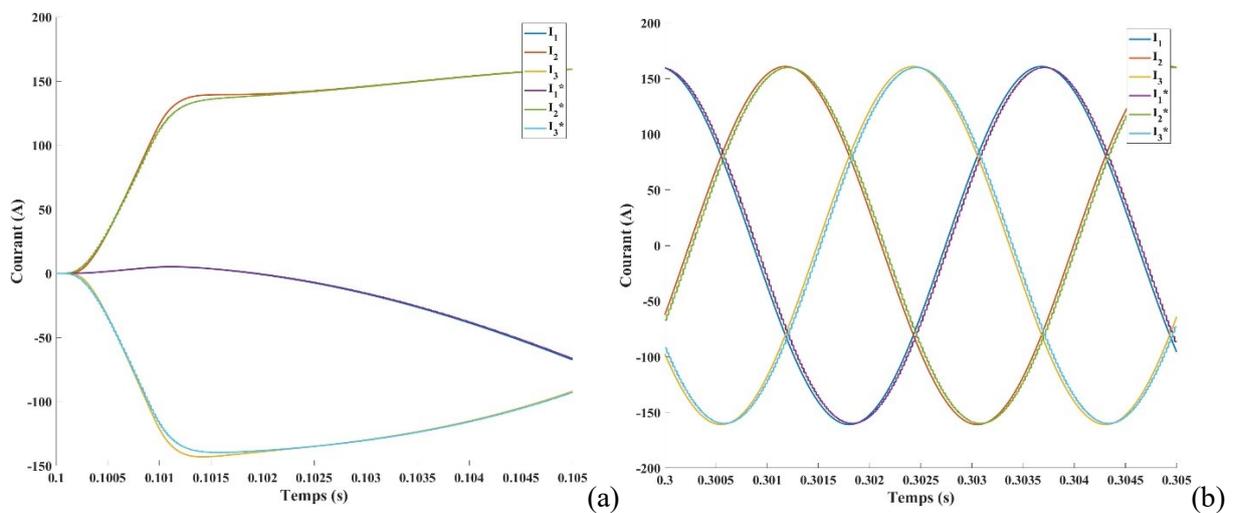


Fig. IV.8 : Zoom sur les courants dans les trois enroulements apparents.

Deux limites sont ajoutées pour se rapprocher des conditions de fonctionnement réelles. Premièrement l'amplitude des tensions appliquées est limitée à 50V. Deuxièmement, la consigne locale de courant  $I_{q_n}^*$  est limitée à 200A.  $I_n^*$  est donc borné à [-200A ; 200A]. Ces limites correspondent respectivement à la tension de la source d'alimentation ainsi qu'à la limite de surcharge de la machine (ici 1,2 fois le courant nominal). Sur la figure IV.7, on peut voir que la limite en courant n'est pas atteinte et sur la figure IV.9, on constate que la tension est proche de sa limite.

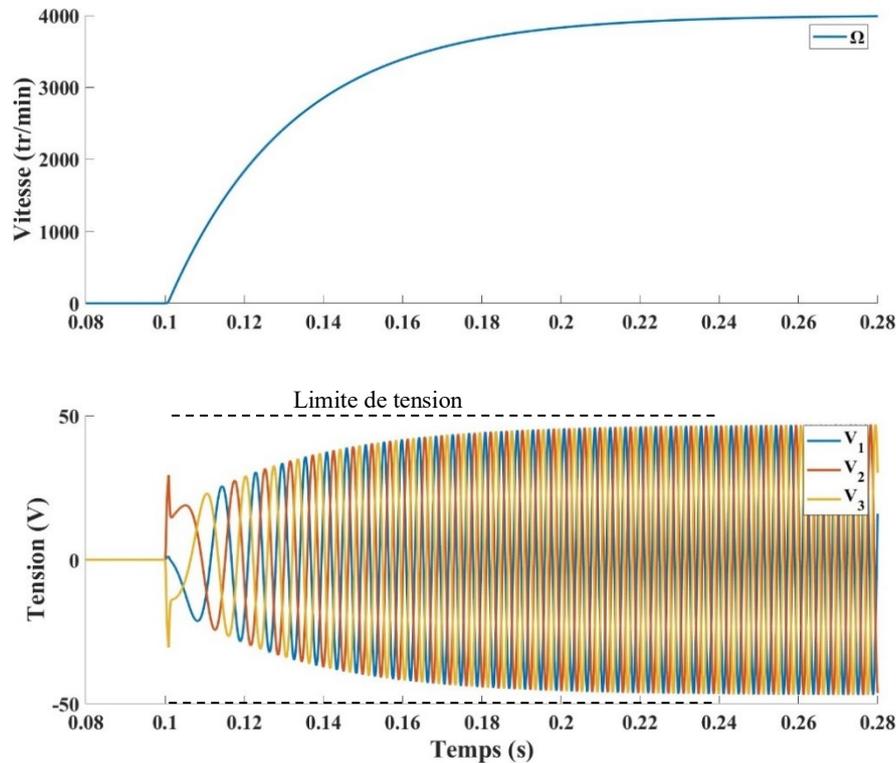


Fig. IV.9 : Tensions appliquées à la machine lors d'un échelon de consigne  $I_q^*$ .

#### IV.2.1.2. Commande de vitesse

Un asservissement en vitesse est maintenant simulé en ajoutant la boucle de vitesse (Fig. IV.2) en amont de chaque boucle de courant (Fig. IV.2). La consigne de vitesse passe de 0 à 4000 tr/min à  $t = 0,1s$ . L'accélération s'effectue sans charge et les coefficients de la boucle de vitesse sont réglés à  $K_{t\Omega} = 0,3$  et  $K_{i\Omega} = 10000$ .

Les résultats obtenus sont présentés par la figure IV.10. Une fois la vitesse se stabilise à 4000 tr/min, un couple de charge de 20Nm est appliqué à  $t = 0,2s$ . La commande compense alors la perte de vitesse due à la perturbation sur le couple. La machine est alors à son point de fonctionnement nominal.

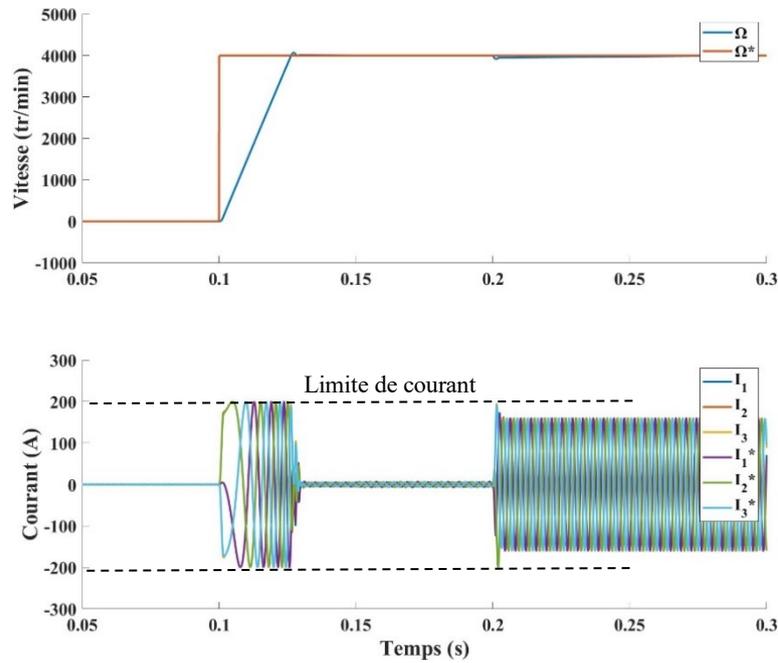


Fig. IV.10 : Comportement en asservissement et en régulation de vitesse et les courants associés.

Nous remarquons dans ce cas que la boucle de vitesse sature la consigne  $I_n^*$  lors du démarrage. En effet les courants et leur référence touchent la limite des 200A. Un agrandissement du démarrage de la machine est présenté par la figure IV.11.

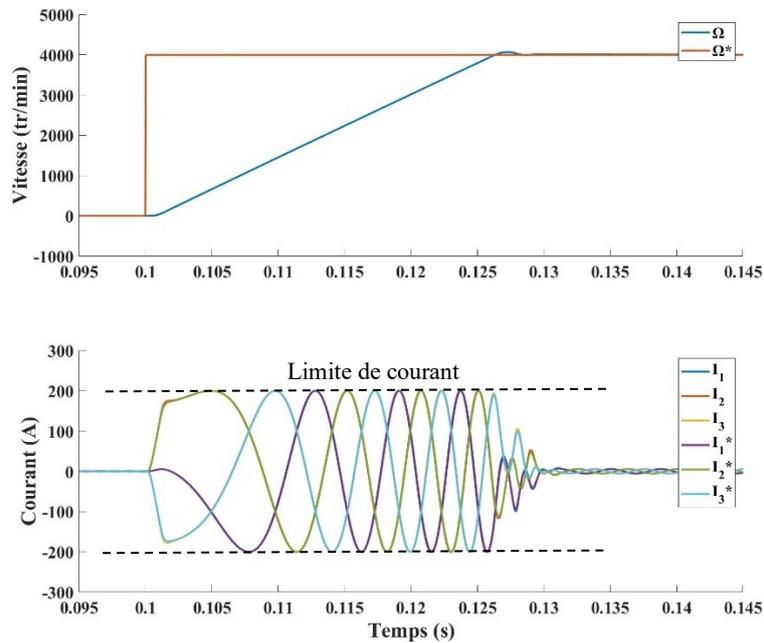


Fig. IV.11 : Zoom de la vitesse et des courants lors du démarrage.

L'accélération est constante et bridée par la limite de courant applicable à la machine. Une fois la vitesse de consigne atteinte, la vitesse se stabilise. La dynamique d'asservissement de la vitesse dépend des paramètres utilisés pour la boucle de commande de vitesse, mais aussi de la limite de courant fixée.

La figure IV.12 présente le comportement de la vitesse et des courants lors de la mise en charge de la machine (à partir de  $t = 0,2s$ ). A cet instant, la machine passe d'un couple utile nul à son couple nominal (20Nm). La commande proposée permet de résorber les effets de cette perturbation et de

maintenir la vitesse du GMP à la vitesse de consigne (4000 tr/min). La dynamique de rejet dépend du gain utilisé pour la boucle de vitesse.

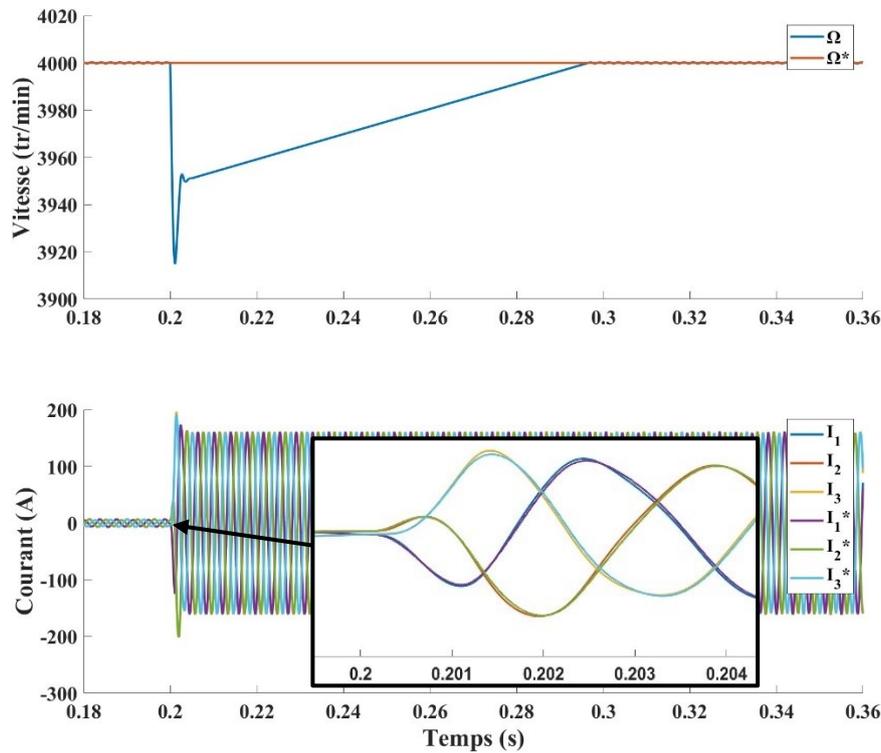


Fig. IV.12 : Comportement de la vitesse et des courants lors d'un échelon de couple de charge.

#### IV.2.2. Commande appliquée à la MSAP triphasée à six et douze enroulements

La commande proposée fonctionne en simulation pour trois enroulements indépendants. Nous allons maintenant montrer que les principes de commande retenus sont généralisables pour les configurations triphasées à six et douze enroulements indépendants. Comme pour la MSAP à trois enroulements, tous les paramètres des commandes locales sont identiques entre eux. Il y a six ou douze commandes locales qui fonctionnent en même temps pour faire fonctionner le GMP. La machine étant triphasée, les six ou douze courants doivent se superposer en trois signaux correspondant aux trois phases de la machine.

Les mêmes cas d'étude que pour la configuration à trois enroulements indépendants sont réalisés en simulation. Pour commencer, un échelon de consigne  $I_{q_n}^*$  de 0A à 170A (soit 120A<sub>RMS</sub>). Que la machine soit câblée en trois, six ou douze enroulements apparents, le couple fourni est le même si les enroulements physiques sont parcourus par les mêmes courants. Les enroulements physiques doivent donc être dans le même état dans les configurations à six et douze enroulements que dans la configuration à trois enroulements apparents.

L'adaptation de la commande pour passer de la configuration OW3 à OW6 ou OW12 est relativement simple. Seuls les paramètres des boucles de courant sont ajustés. Les coefficients  $G_1$  et  $G_2$  ainsi que les paramètres du modèle ( $K_e$ ,  $R$  et la matrice d'inductance) sont adaptés proportionnellement au nombre d'enroulements. On note que la matrice d'inductance change de dimension du fait qu'il y ait plus d'enroulements.

Comme on peut le voir sur les figures IV.13 et IV.14, respectivement pour les machines à six et douze enroulements, la vitesse atteint 4000 tr/min avec la même dynamique que la machine à trois enroulements apparents. Le couple en régime établi correspond à son couple nominal. Les courants sont parfaitement équilibrés et identiques pour une même phase.

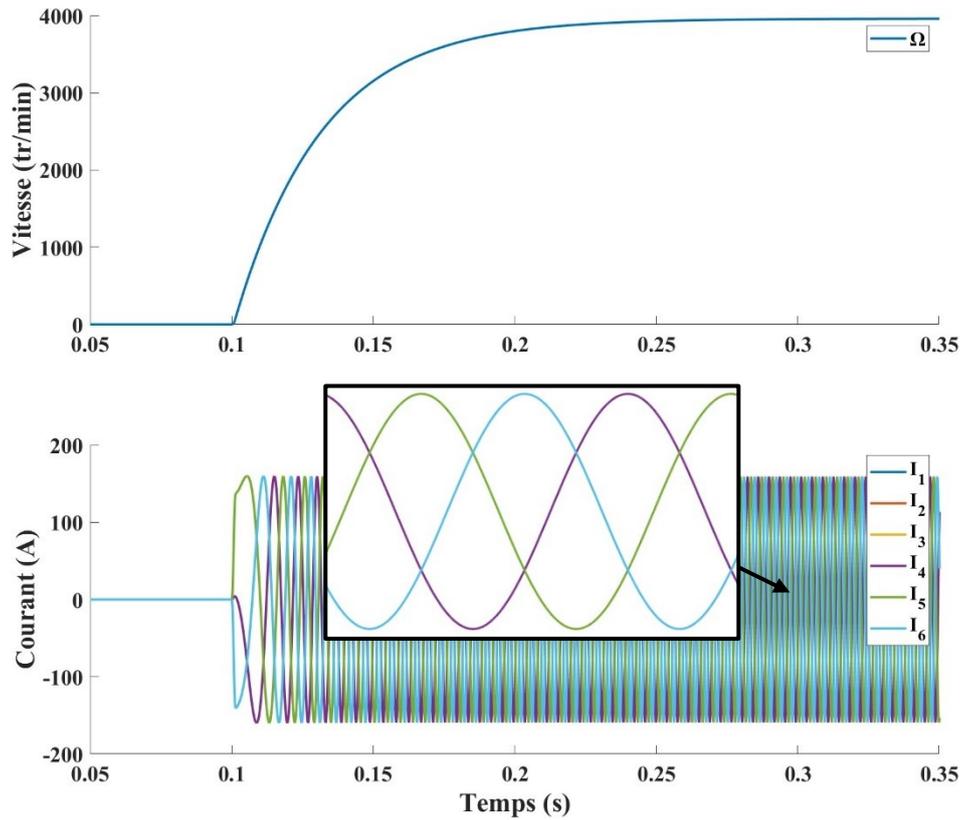


Fig. IV.13 : Comportement de la vitesse et des courants lors d'un échelon de  $I_{qn}^*$  (OW6).

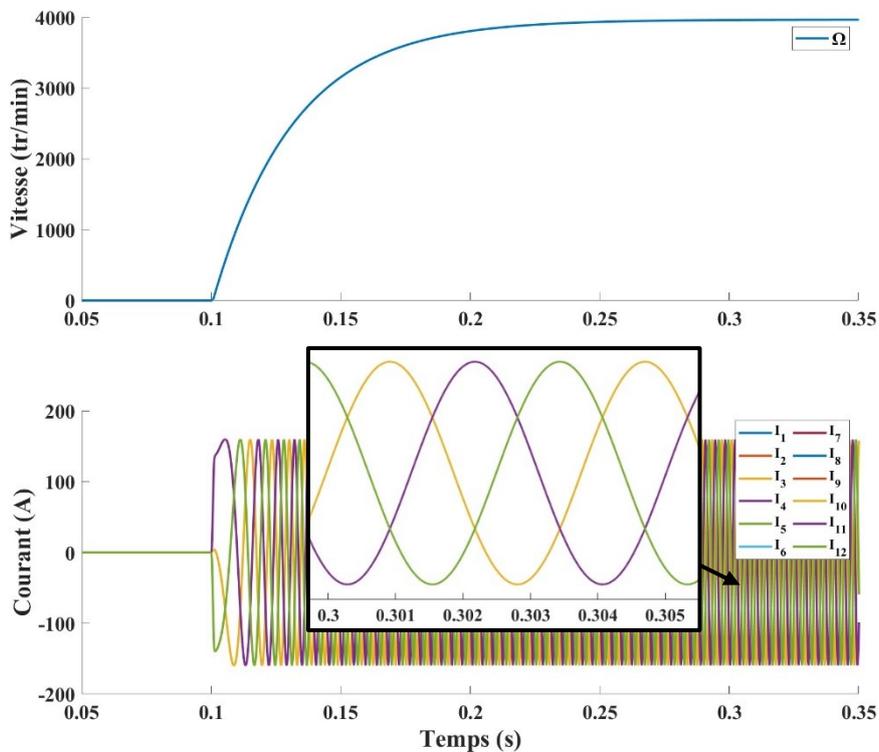


Fig. IV.14 : Comportement de la vitesse et des courants lors d'un échelon de  $I_{qn}^*$  (OW12).

Pour le contrôle de vitesse, le même profil de vitesse et de charge que le cas à trois enroulements est appliqué. Pour rappel, la consigne de vitesse passe de 0 à 4000 tr/min à  $t = 0,1s$ . L'accélération s'effectue sans charge puis un couple de charge de 20Nm est appliqué à  $t = 0,2s$ . Les résultats obtenus sont

présentés par les figures IV.15 et IV.16, respectivement pour la machine à six et douze enroulements. On peut constater que la vitesse se stabilise à 4000 tr/min même en présence d'un couple de charge et que les courants sont équilibrés.

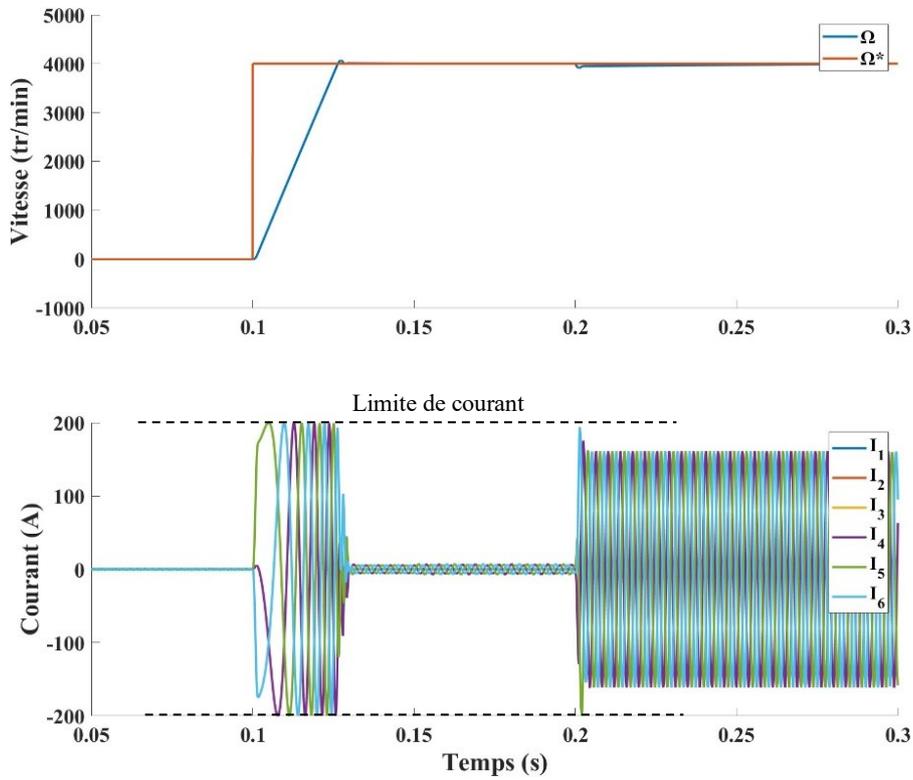


Fig. IV.15 : Comportement de la vitesse et des courants lors d'un échelon de vitesse (OW6).

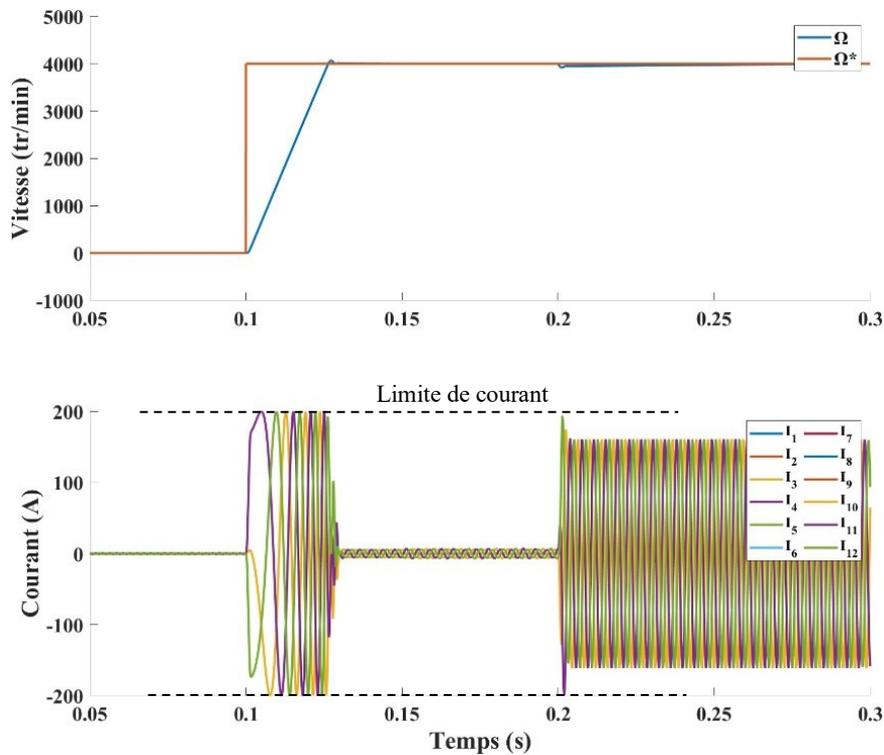


Fig. IV.16 : Comportement de la vitesse et des courants lors d'un échelon de vitesse et de couple de charge (OW12).

### IV-3. Commande en mode dégradé

#### IV.3.1. Résultats du GMP à trois enroulements avec un défaut

Le cas OW3 est ici présenté. C'est le cas le plus critique en termes de disponibilité, comme expliqué au Chapitre II, du fait qu'il ne supporte qu'un seul défaut avant que sa disponibilité simple soit nulle. Le défaut d'un enroulement en circuit ouvert est simulé. La commande doit pouvoir continuer à asservir le courant et la vitesse même avec ce défaut.

Pour commencer, une consigne  $I_{q_n}^*$  constante de 170A est appliquée. La machine entraîne la même charge proportionnelle à la vitesse que précédemment (IV.23). Lorsque la vitesse est stabilisée, à  $t = 0,5s$ , un défaut de circuit ouvert est simulé sur l'enroulement 1. Après le défaut, les consignes de courant sont conservées. C'est la méthode la plus simple à implémenter puisqu'elle ne nécessite pas de détecter le défaut. La figure IV.17 présente les résultats de simulation obtenus.

Après le défaut (à  $t = 0,5s$ ), on constate que la machine continue à tourner continuellement. La vitesse après le défaut est plus faible et passe de 4000 tr/min à 2655 tr/min soit 66% de la vitesse initiale. La disponibilité efficace calculée ici correspond à son calcul théorique : 67% (cf. II.2.3.5). On constate aussi une forte ondulation de la vitesse (20 tr/min d'amplitude), visible sur la figure IV.17. Cette ondulation de vitesse est l'image de l'ondulation de couple que produit la machine.

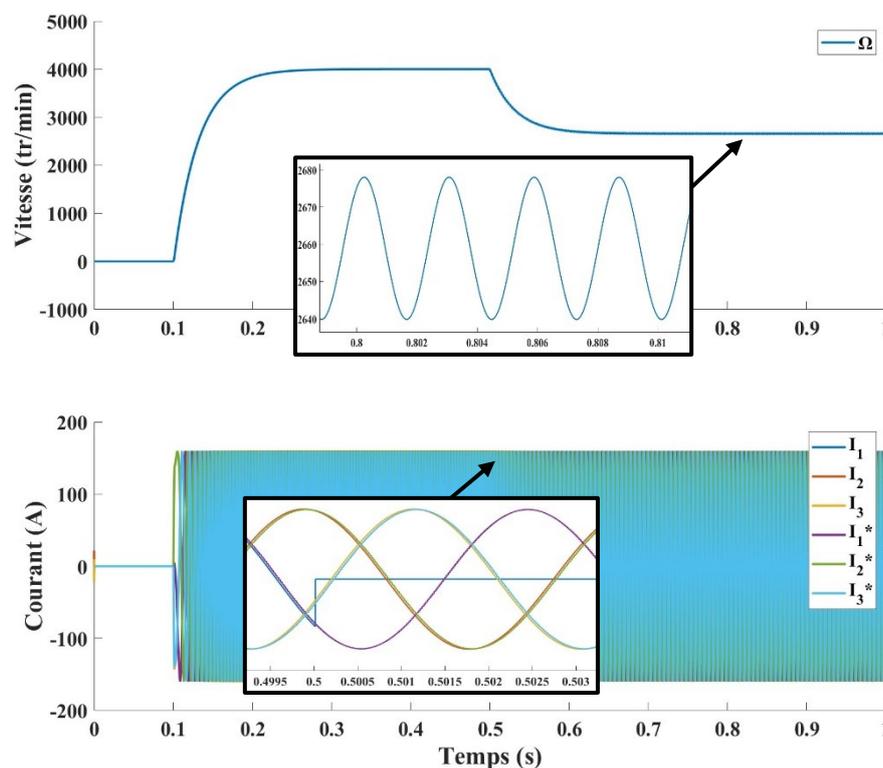


Fig. IV.17 : Comportement de la vitesse et des courants de la machine lorsque qu'un défaut survient.

Celle-ci peut être problématique pour certaines applications. Une solution permettant de diminuer ces oscillations est de déphaser les courants dans les enroulements restants, comme lors des simulations sous Flux2D au Chapitre III (cf. III.3.2.1). La figure IV.18 montre un extrait (entre 0,495s et 0,51s) des résultats de simulation réalisés en déphasant les deux consignes de courant restantes de  $\frac{\pi}{6}$ . L'ondulation de vitesse en régime établi est donnée dans la fenêtre zoomée.

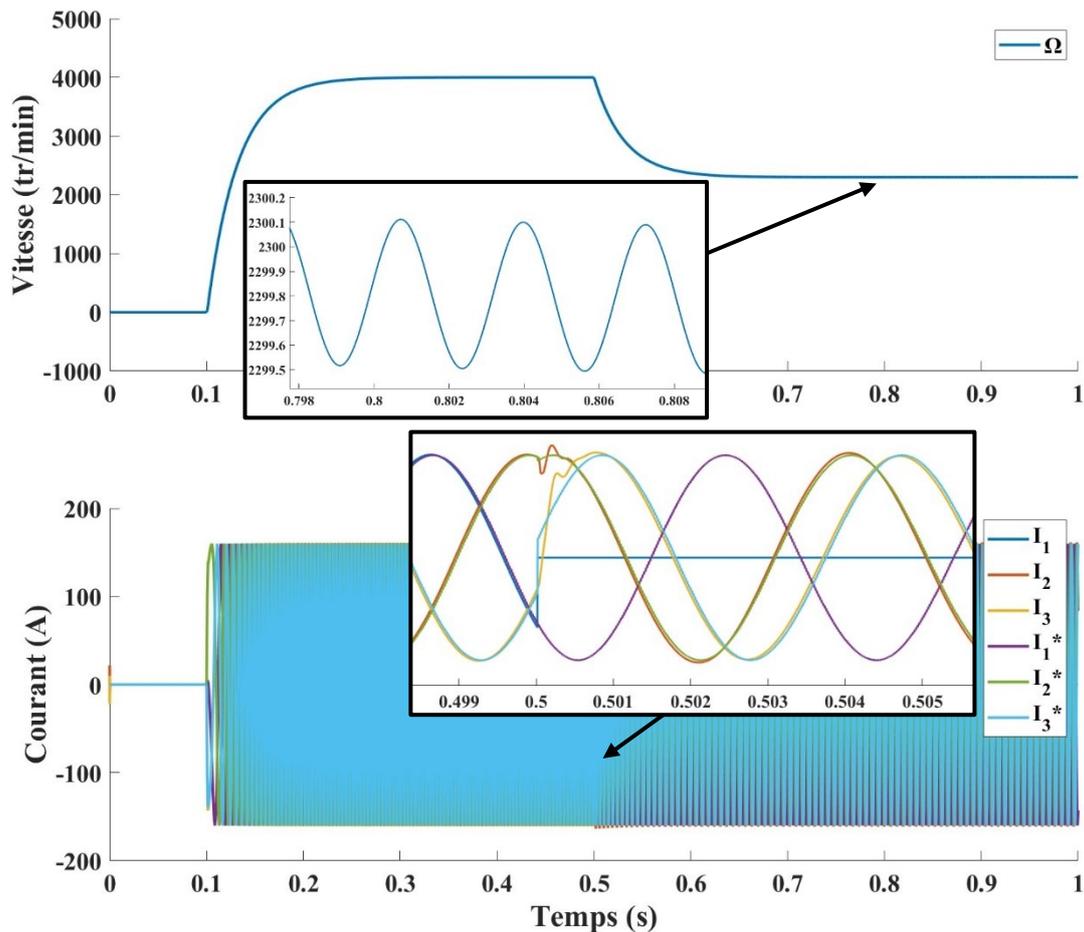


Fig. IV.18 : Zoom sur la vitesse et les courants lors d'un défaut avec déphasage des courants.

L'ondulation résiduelle de vitesse et donc de couple est environ 250 fois plus faible (Fig. IV.18) que le cas où on conserve des consignes non déphasées. En contrepartie, le couple moyen fourni est environ 13% plus faible.

Etant donné que les courants sont déphasés pour obtenir un couple constant, on s'attend à un couple efficace égale à 58% du couple nominal. Le couple étant directement proportionnel à la vitesse, une disponibilité efficace de 58% peut être calculée, en rapportant la vitesse après le défaut à la vitesse avant le défaut. La commande doit donc pouvoir réguler une vitesse de 4000 tr/min avec une charge de 50% (< 58%) du couple nominal. Pour vérifier cela, un asservissement de vitesse est réalisé avec une consigne de 4000 tr/min en présence du défaut tout au long de la simulation. Lorsque la vitesse est stabilisée, une charge de 10Nm (la moitié de ce qui était appliqué dans les précédentes simulations) est appliquée (à  $t = 0,2s$ ). La figure IV.19 présente les résultats obtenus.

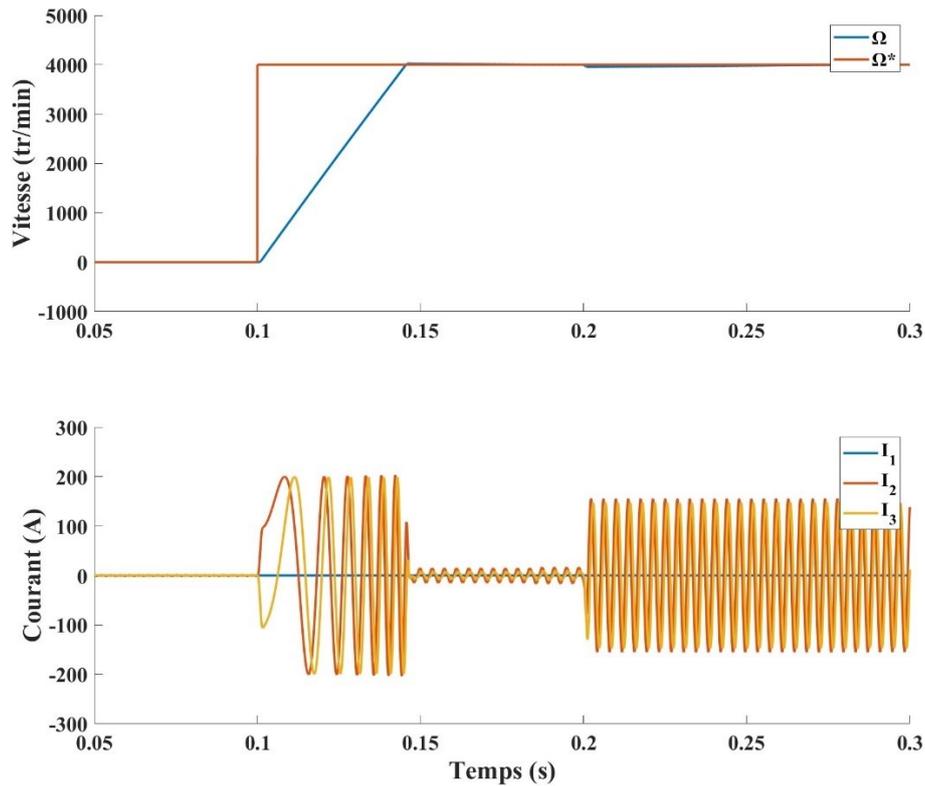


Fig. IV.19 : Comportement de la vitesse et des courants avec un défaut et déphasage des courants.

On constate que la machine en défaut accélère jusqu'à 4000tr/min avec une dynamique deux fois plus lente qu'en mode sain du fait du défaut. La commande fonctionne convenablement même avec le défaut et le couple de charge. Le GMP ne cale pas au démarrage malgré le fait que seulement deux enroulements apparents soient fonctionnels.

#### IV.3.2. Résultats du GMP à trois enroulements avec deux défauts

Lorsque trop de défauts surviennent, la disponibilité simple devient nulle. Cependant, en pratique, la machine continue à fournir un champ pulsatoire. En synergie avec l'inertie de la machine et de la charge, le GMP peut être maintenu en rotation dans certaines conditions. En simulant deux défauts sur la configuration OW3, cette situation de couple pulsatoire est obtenue (Fig. IV.20). Le GMP fourni alors en moyenne 32% du couple nominal avec des instants où le couple est nul.

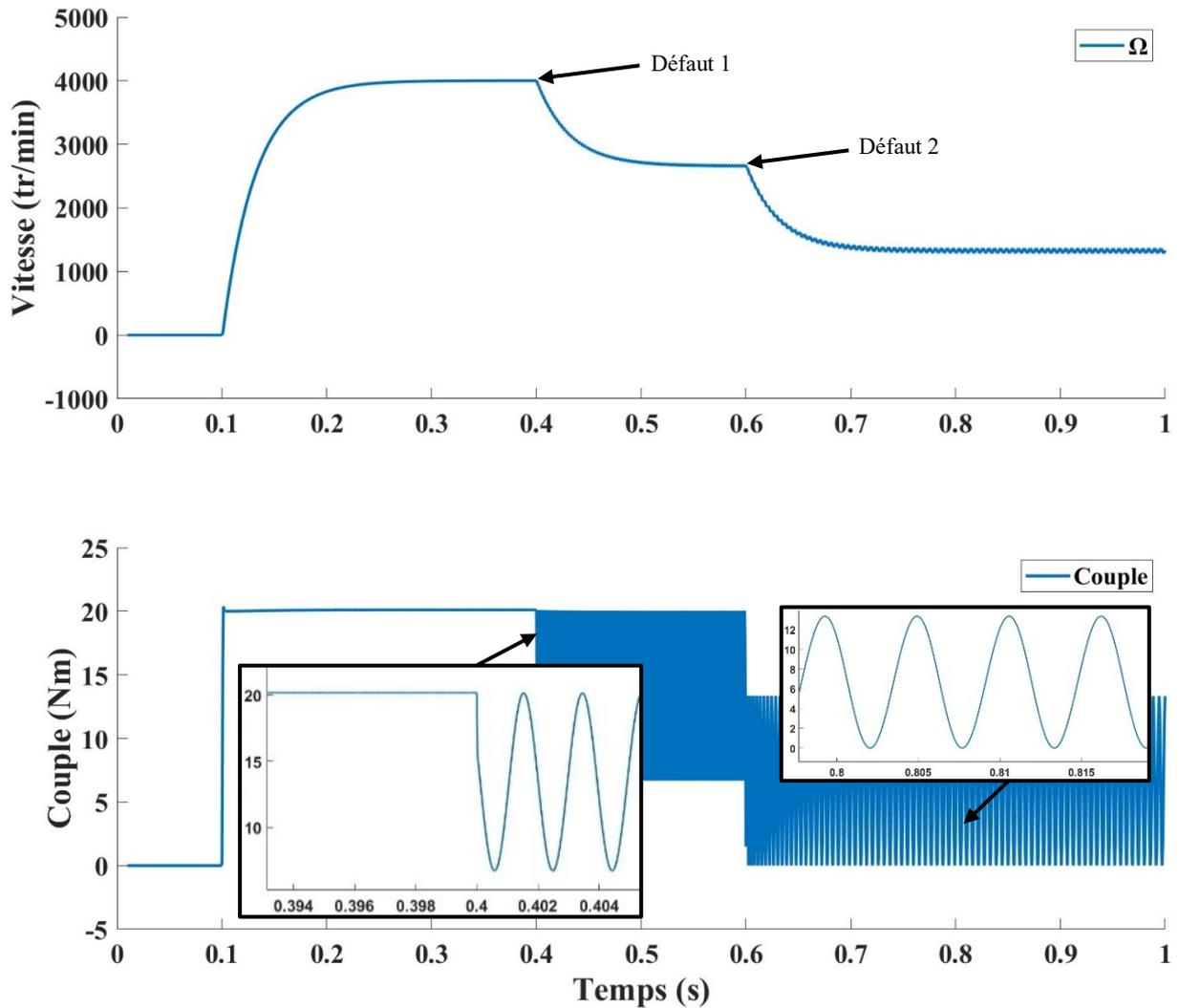


Fig. IV.20 : Vitesse et couple lors l'apparition d'un puis deux défauts avec trois enroulements indépendants.

### IV.3.3. Résultats du GMP à six et douze enroulements en mode dégradé

Le fonctionnement de la commande en simulation va maintenant être validé pour une machine présentant plus d'enroulements indépendants. Comme précédemment, la commande est appliquée à la machine présentée au Chapitre III dans ses configurations de câblage à six et douze enroulements indépendants.

Pour commencer, une consigne fixe de  $I_{q_n}^*$  ( $120A_{RMS}$ ) puis un défaut, lorsque la vitesse est stabilisée, sont appliqués. La charge impose un couple proportionnel à la vitesse comme précédemment (IV.23). Les résultats obtenus pour six et douze enroulements indépendants sont présentés respectivement par les figures IV.21 et IV.22. Lors de cette simulation les consignes de courant restent inchangées avant et après le défaut.

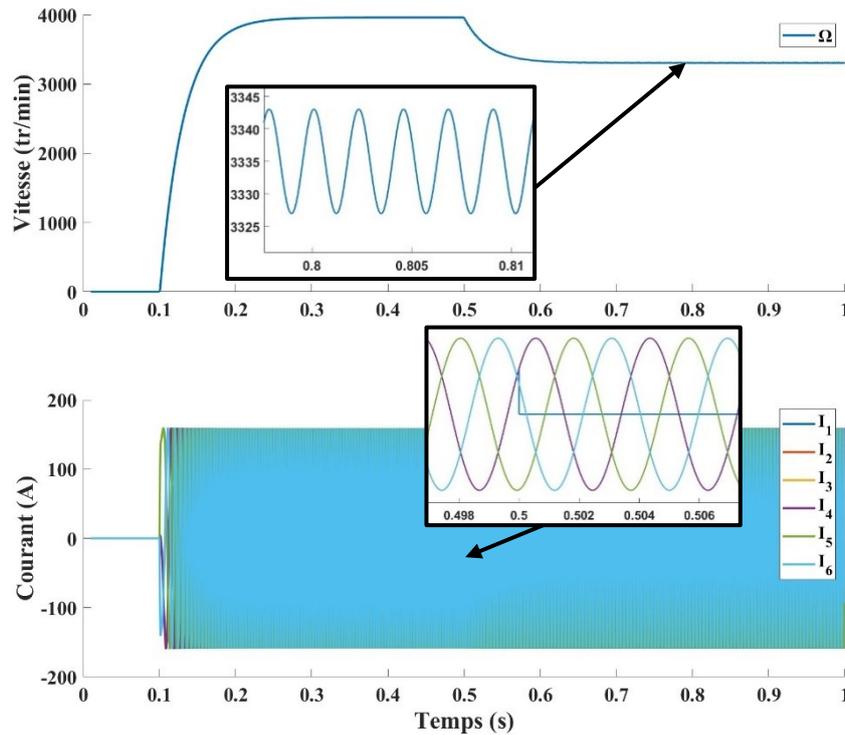


Fig. IV.21 : Comportement de la vitesse et des courants lors d'un défaut sans déphasage des références de courants (OW6).

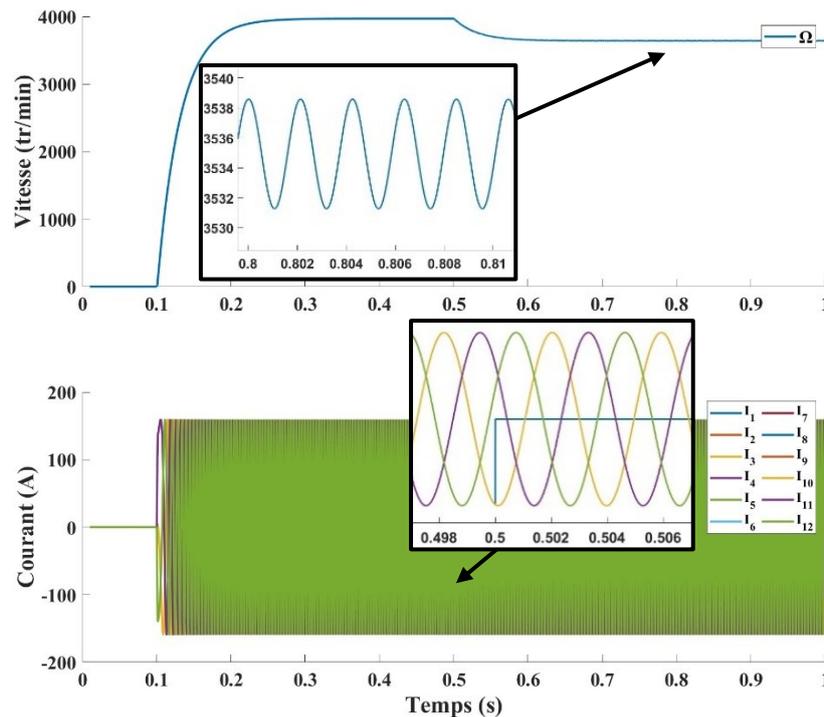


Fig. IV.22 : Comportement de la vitesse et des courants lors d'un défaut sans déphasage des références de courants (OW12).

Comme on peut le constater, la vitesse et donc le couple sont réduits à 84% pour la configuration à six enroulements indépendants et à 92% pour la configuration à douze enroulements indépendants. Le calcul théorique de disponibilité efficace prévoit respectivement 83% et 92% dans ces cas.

Pour réduire l'ondulation de couple, la méthode de déphasage des courants est appliquée aux courants des enroulements apparents 2 et 3. Les résultats alors obtenus sont présentés par les figures IV.23 et IV.24. La méthode de déphasage des courants permet de réduire l'ondulation de vitesse et donc de couple, d'un facteur de plus de 150.

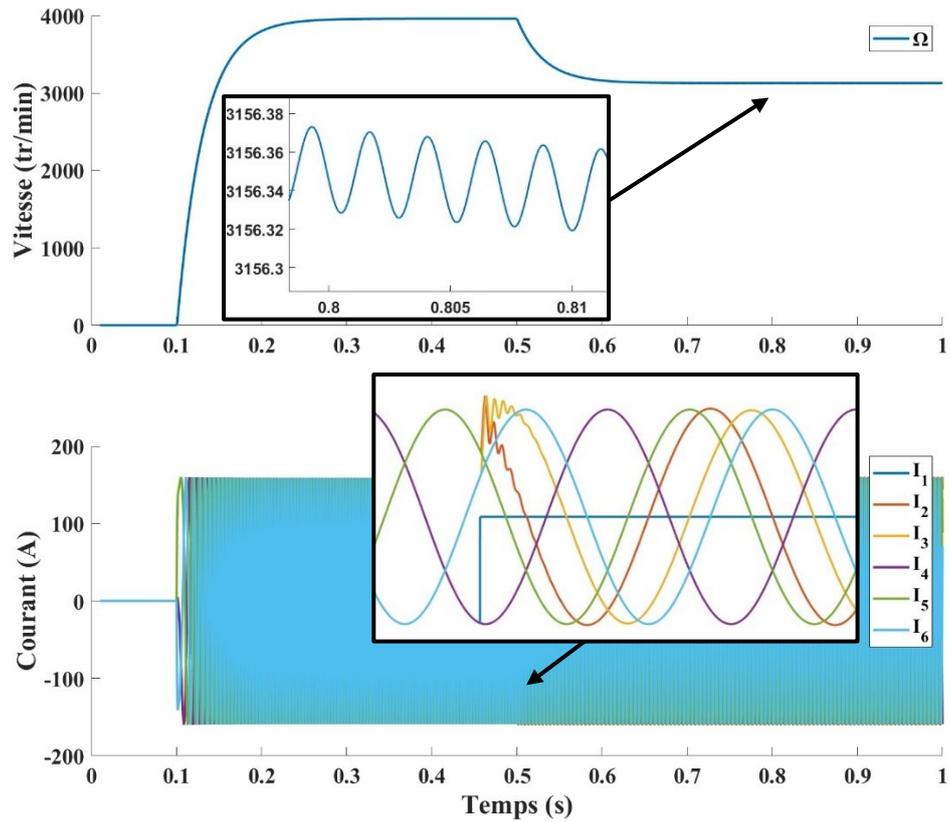


Fig. IV.23 : Comportement de la vitesse et des courants lors d'un défaut avec déphasage des références de courants (OW6).

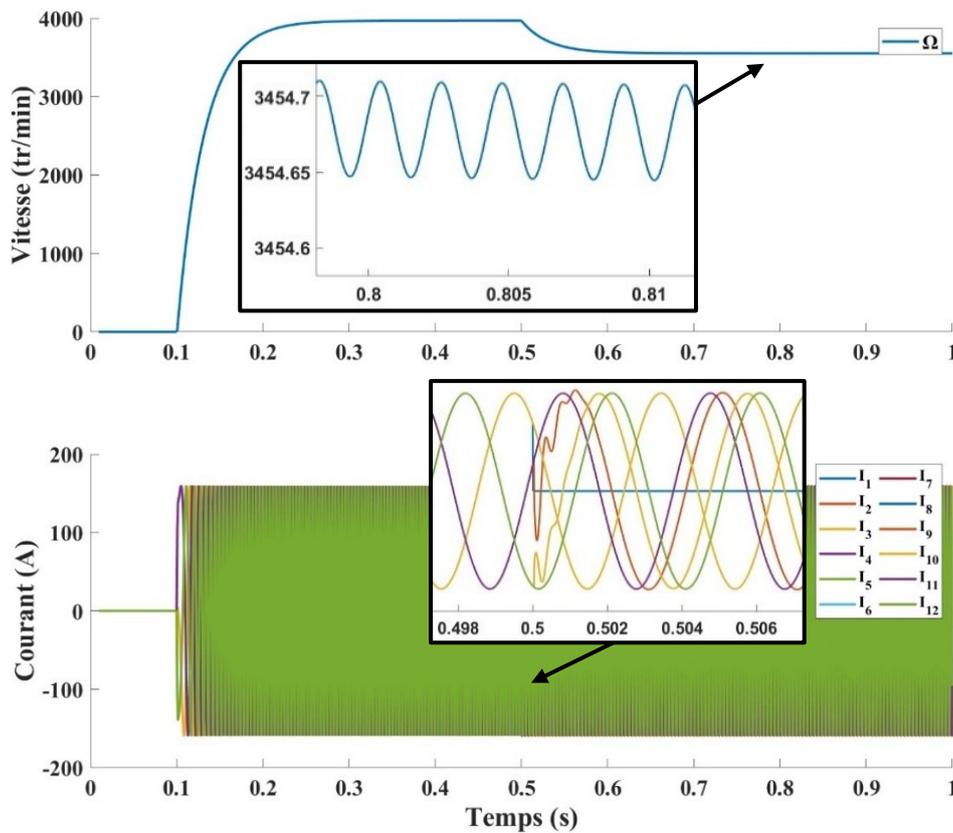


Fig. IV.24 : Comportement de la vitesse et des courants lors d'un défaut avec déphasage des références de courants (OW12).

#### IV-4. Conclusions sur la commande décentralisée

En accord avec la structure de commande proposée au Chapitre II, une commande décentralisée pour MSAPs à bobinage ouvert a été proposée dans ce chapitre. Chaque enroulement est commandé indépendamment à partir de la consigne et du retour de position. Les problématiques dues aux références de courant non constantes ont été abordées. Il en ressort que les méthodes conventionnelles de commande ne sont pas adaptées. Nous avons montré que le modèle électrique équivalent de la machine était un système plat. Dès lors, nous avons pu utiliser cette propriété de platitude pour proposer une méthode de suivi des trajectoires de courant de chaque enroulement indépendamment. Cette commande peut être facilement paramétrée en fonction des caractéristiques de la machine et des dynamiques souhaitées. Elle s'adapte aussi facilement en fonction du nombre d'enroulements et de phases de la machine.

Un modèle de simulation de MSAP à  $\mathcal{M}$  phases,  $N$  enroulements et  $P$  paires de pôles a été développé sous Matlab/Simulink. Il permet de simuler des défauts de circuit ouvert sur des MSAPs à bobinage ouvert. Il peut être paramétré avec les caractéristiques de la MSAP. Il a été utilisé pour valider le fonctionnement de la commande décentralisée. Les simulations sous Matlab/Simulink ont montré que la commande décentralisée proposée permettait de contrôler la machine en mode sain et que les courants restent équilibrés entre chacun des enroulements. La commande des courants et de la vitesse semble efficace en rejetant les perturbations de la charge.

La simulation de défauts en circuit ouvert d'un et deux enroulements de la machine a permis de mettre en évidence la résilience de l'ensemble commande/machine. Le fonctionnement est peu affecté par les défauts au sens où les courants restent équilibrés et que la commande réussit à réguler la vitesse. Ces résultats ont permis de mettre en évidence l'impact de la disponibilité théorique sur la résilience effective du GMP en simulation. Nous avons également montré qu'il était nécessaire de changer les consignes de courant pour obtenir la disponibilité simple théorique. Une méthode connue de déphasage des courant a été utilisée. Il apparait que des méthodes généralisables pourraient être développées.

En l'absence de méthode de changement de référence de courant, la machine continue de fonctionner en mode dégradé. Les consignes initiales de courant dans les enroulements sains restants garantissent la disponibilité efficace théorique.

Le chapitre suivant va mettre la théorie à l'épreuve de la réalité en présentant les résultats obtenus de manière expérimentale. L'objectif est de valider le fonctionnement de la commande présentée dans ce chapitre.



## Chapitre V - Commande décentralisée - Expérimentation

Dans ce chapitre, la commande développée au chapitre précédant va être validée expérimentalement. Ce chapitre s'articule en trois parties. La première partie présente le banc de test ainsi que le matériel utilisé. La seconde partie présente les résultats obtenus en fonctionnement sain. La troisième et dernière partie de ce chapitre présente les résultats expérimentaux en mode dégradé.

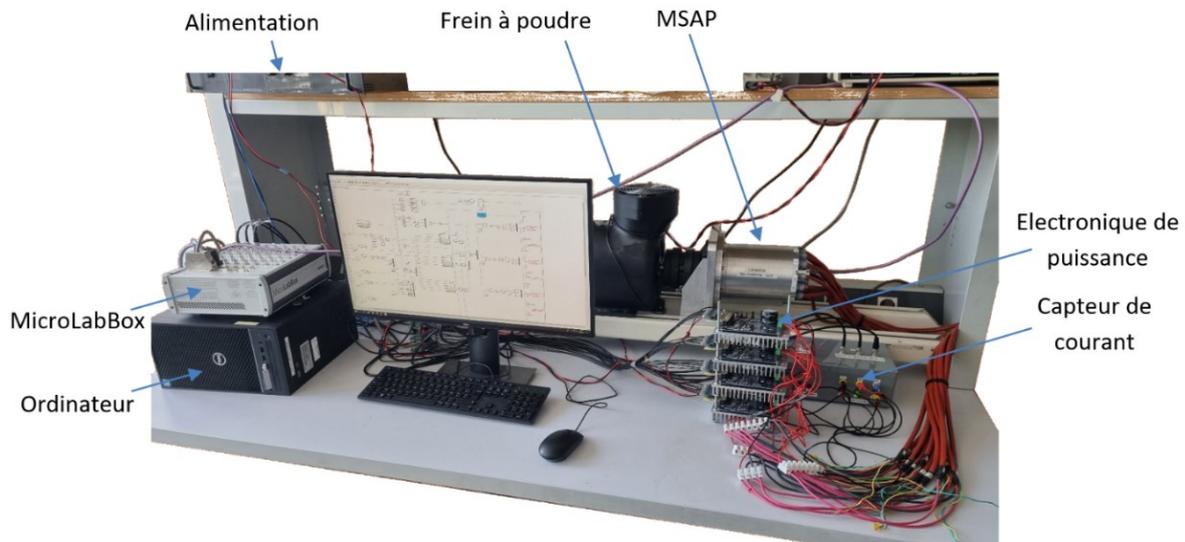


Fig. V.1 : Vue globale du banc de test utilisé pour les essais expérimentaux.

### V-1. Présentation du banc de test

Le banc de test réalisé et ses différents composants sont présentés par la figure V.1. Les caractéristiques de la machine nécessaire au paramétrage de la commande sont données par les simulations sous Flux2D lors de la conception de la machine (cf. Chapitre III).

#### V.1.1. Machine et ensemble mécanique

La MSAP utilisée est la machine triphasée à bobinage ouvert à douze enroulements indépendants présentée au Chapitre III. Elle a été réalisée sur mesure chez Keep'Motion (Fig. V.2). Pour rappel, cette machine est conçue pour fournir 8kW à 4000 tr/min sous une tension de 8V<sub>RMS</sub> par enroulement. Elle peut fonctionner à vide ou être chargée au moyen d'un frein à poudre.

Le couple n'est pas mesuré sur le banc de test. Il n'est donc pas possible de mesurer directement la disponibilité simple du GMP. Nous fixons trois niveaux de charge, décrits par le tableau V.1. Le GMP peut fonctionner à vide, en charge ou bien à vide mais accouplé mécaniquement au frein à poudre et donc avec plus de perte mécanique que lorsqu'il est à vide.

Niveau de charge	« à vide »	« à vide accouplé »	« en charge »
<b>Couple à 500 tr/min</b>	0,2 Nm	0,7 Nm	1,5 Nm

Tab. V.1 : Les différents niveaux de charges.

La disponibilité efficace du GMP peut être estimée en comparant l'amplitude des courants nécessaires au maintien d'une vitesse donnée à un niveau de charge donné. La disponibilité efficace est alors inversement proportionnelle à l'augmentation du courant nécessaire

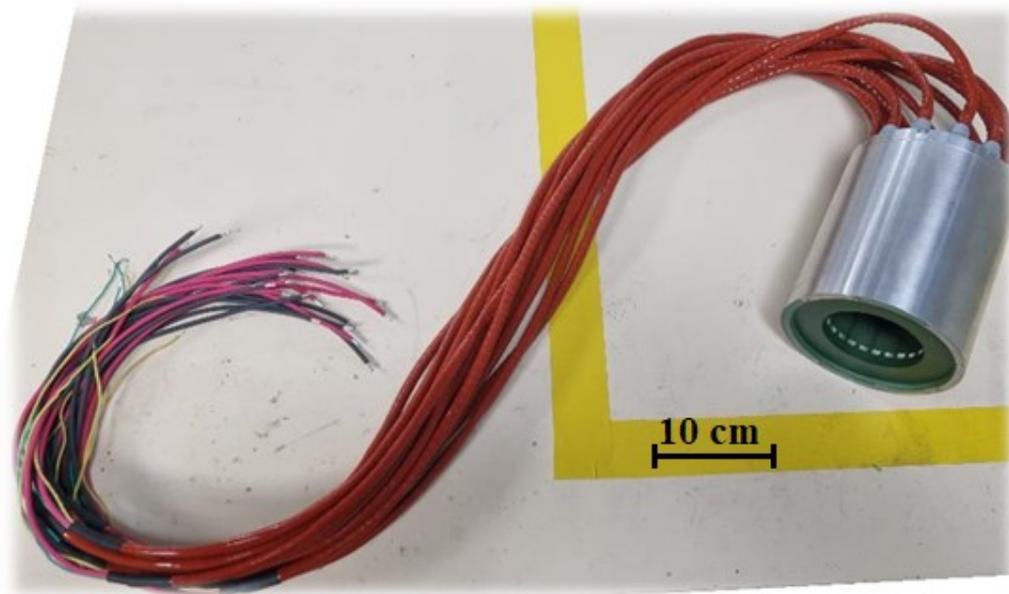


Fig. V.2 : Stator de la MSAP résiné dans sa carcasse.

### V.1.2. Electronique de puissance

L'électronique utilisée dans ce GMP expérimental va maintenant être présentée. Les caractéristiques de chaque composant sont analysées pour mieux appréhender les différences avec le modèle de simulation sous Matlab/Simulink.

Comme expliqué au Chapitre II, nous souhaitons alimenter chaque enroulement de la machine par un pont en H dédié. Douze ponts en H capables de fournir 200A seraient ainsi nécessaires. Pour des raisons de coût, de temps, et surtout d'accessibilité des composants, nous avons choisi de nous restreindre à six ponts en H de 9A. Cela permet de faire fonctionner la machine, avec une configuration à trois ou à six enroulements indépendants, à vide et à très faible charge (par rapport à sa puissance nominale). Pour cela, quatre cartes électroniques du commerce STEVAL\_IPM15B [83] sont utilisées. Ces cartes présentent chacune trois bras de pont indépendants, soit un total de douze bras de pont indépendants. Deux bras de pont sont connectés par enroulement apparent de la machine. Il est ainsi possible d'expérimenter sur les configurations à trois et six enroulements indépendants.

Ces cartes sont basées sur le composant STGIB15CH60TS-L [84] de chez STMicroelectronics qui contient les trois bras de pont. Les cellules de commutation intégrées dans cette puce sont des IGBTs<sup>26</sup>. Ils permettent de commuter 20A sous 450V en 510ns. Cette puce intègre des protections, notamment une protection contre les courts-circuits et une protection thermique. Le temps de conduction minimum est limité à 2 $\mu$ s afin de garantir que les IGBTs commutent complètement et ne restent pas en conduction linéaire. Les IGBTs utilisés présentent une tension de saturation entre leur collecteur et leur émetteur de 1,55V sous 15A. Cette chute de tension est compensée dans l'implémentation de la commande. Afin de protéger l'électronique de puissance, les courants de référence de la commande sont limités à 5A et ajoutons une condition d'arrêt si un des courants mesurés dépasse 9A.

Ces cartes électroniques incluent des filtres passe-bas d'ordre un sur les entrées de commande des IGBTs. Leur constante de temps est de 10ns. Etant donné que le composant STGIB15CH60TS-L considère un niveau haut à partir de 2V, soit 60% de sa tension d'alimentation de logique (3.3V), un retard de 10ns environ est ajouté. Ce retard peut être ignoré du fait de sa très faible valeur.

---

<sup>26</sup> IGBT : Abréviation de Insulated-Gate Bipolar Transistor (transistor bipolaire à grille isolée)

L'électronique de puissance forme un pont en H permettant d'appliquer trois niveaux de tension :  $+V_{Bus}$ , la tension du bus continu,  $-V_{Bus}$ , la tension du bus continu appliquée dans l'autre sens, ou une tension nulle. La tension demandée par la commande est générée par une MLI de fréquence  $F_{MLI_n}$ . On définit la période  $T_{MLI} = \frac{1}{F_{MLI_n}}$  et  $\alpha_{MLI_n}$  le rapport cyclique de la MLI de l'enroulement local  $n$ . La tension appliquée à l'enroulement est alors exprimée par (V.1).

$$V_n = \begin{cases} V_{Bus} & \text{si } V_n^* > 0 \\ -V_{Bus} & \text{si } V_n^* < 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \text{ si } t \text{ modulo } T_{MLI} \in [0; \alpha_{MLI_n} T_{MLI_n}] \quad (V.1)$$

Avec

$$\alpha_{MLI_n} = \left| \frac{V_n^*}{V_{Bus}} \right| \quad (V.2)$$

La fréquence de MLI est réglée à 10kHz pour limiter les pertes par commutation. Cela signifie que le rapport cyclique doit être maintenu entre 5% et 95% pour garantir les 2 $\mu$ s de temps de conduction minimum. Nous choisissons une modulation unipolaire pour hacher la tension du bus continu. Cela permet de régler finement la tension appliquée à l'enroulement, de 0 à 95% de la tension du bus continu, dans le sens positif ou négatif.

La figure V.3 présente un exemple de modulation unipolaire. Lorsque la commande demande d'appliquer une tension sinusoïdale, les deux bras de pont doivent appliquer deux tensions, opposées l'une à l'autre (sinus rouge et bleu sur la figure V.3), de façon à ce que la différence vue par l'enroulement soit la tension demandée par la commande. Les signaux rectangulaires rouge et bleu représentent l'état respectif des deux bras de pont permettant d'approximer par hachage les commandes sinusoïdales. Le résultat de la différence de tension entre les deux bras de pont est donné par la courbe verte. C'est la tension effectivement appliquée à l'enroulement. En moyenne, cette tension est bien celle demandée par la commande. La fréquence de hachage a volontairement été réduite sur la figure V.3 pour permettre d'observer le principe de la MLI.

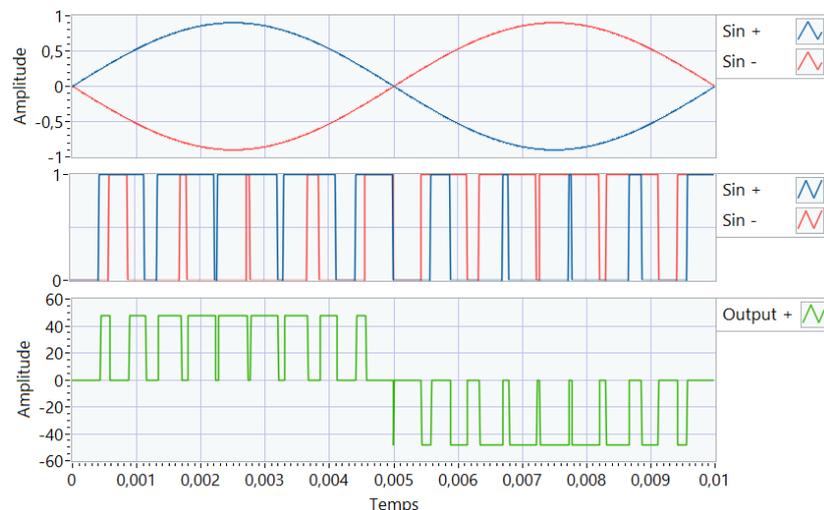


Fig. V.3 : Exemple de modulation unipolaire.

La tension du bus continu de 48V est considérée identique pour tous les enroulements et est délivrée par une alimentation commune. Une seconde alimentation de laboratoire fournit une tension de 12V nécessaire au fonctionnement des capteurs et des drivers d'IGBT.

Afin de réduire l'ondulation vue par la commande, la mesure du courant doit être synchronisée avec la MLI. La mesure de courant réalisée au milieu de l'ondulation permet d'obtenir le courant moyen et d'occulter la variation due au hachage.

### V.1.3. Capteurs

La mesure des courants est assurée par un boîtier de mesure spécifique à base de capteur de courant à vanne de flux de chez LEM [85]. La documentation du capteur LA 55-P/SP1 fournie par LEM donne une erreur de mesure de 0,9% sur la plage [-100A ; 100A]. Afin d'augmenter l'amplitude de courant vu par le capteur et ainsi travailler dans sa gamme nominale, le fil d'alimentation de l'enroulement réalise cinq passages dans le capteur. La dynamique du capteur (20A/μs) est très supérieure à celle applicable par notre système qui est de 2,2A/μs (application de la tension de bus sur un enroulement). L'erreur peut donc atteindre 81mA (0,9% de 9A) au maximum du courant que peut appliquer l'électronique de puissance (9A). Elle est bien inférieure à l'erreur appliquée en simulation et son effet peut être négligé.

La mesure de position du rotor est assurée par un capteur RMB28SC de chez RLS. C'est un capteur magnétique qui est fixé en bout d'arbre de la machine. Il communique la position angulaire du rotor codée sur 13bit par l'intermédiaire d'une communication série RS422<sup>27</sup> (bus SSI). Sa documentation garantit une erreur totale inférieure à 0,5 degré mécanique soit 2 degrés électriques. De plus, le capteur induit un retard de 28μs, soit 2,7 degrés électriques à 4000 tr/min. Le retard équivalent est calculé comme suit :

$$\Delta_{\theta_e} = \Delta_t \dot{\theta}_e \quad (V.3)$$

Le retard  $\Delta_{t_{com}}$  engendré par la communication entre le capteur et le support de commande MicroLabBox (cf. V.1.4) est de 54μs pour une fréquence de communication de 500kHz. Cela se traduit par un retard entre la position angulaire réelle et la valeur utilisée par la commande. Ce retard équivaut à 5,2 degrés électriques à 4000 tr/min.

L'erreur sur la position du rotor peut ainsi atteindre 9,9 degrés électriques à 4000 tr/min. La commande est relativement sensible à la perturbation sur la mesure de position du rotor. Il est donc préférable de mettre en place une compensation d'erreur due au retard. L'erreur due au retard peut être compensée si l'on considère que la vitesse du rotor est lentement variable à l'échelle de temps du retard, soit 82μs. En prenant l'accélération maximale obtenue en simulation (160ktr.s<sup>-2</sup>), cela correspond à une erreur de vitesse de 13 tr/min, soit une erreur d'angle de 9,6 milli degrés électriques. La compensation de la position peut donc être réalisée en négligeant la variation de vitesse. L'erreur sur la mesure de l'angle peut alors être maintenue à l'erreur pure du capteur, soit 2 degrés électriques.

Le calage du capteur est effectué par injection de courant continue dans les phases, de façons à aligner le rotor dans une position connue. Dans le cas du GMP expérimental, la valeur de calage est de 4,17 radians.

---

<sup>27</sup> RS422 : Norme de communication portant sur la couche physique. C'est un bus de communication série différentielle

#### V.1.4. Support de la commande

La commande est réalisée par un système de prototypage rapide (RCP en anglais) MicroLabBox de chez dSPACE [86]. Les codes de la commande du Chapitre IV sont générés par des schémas de simulation sous Matlab/Simulink, en remplaçant le modèle de simulation de la machine par le système réel : MSAP et interfaces d'électronique. Les commandes calculées par chaque agent de la commande sont transmises via fibres optiques à l'électronique de puissance. Chaque agent peut piloter un pont en H comme expliqué au Chapitre II.

Ce système RCP permet de développer et tester rapidement la commande proposée. Contrairement à la structure décentralisée proposée précédemment, le support physique de la commande est, ici, matériellement centralisé. La segmentation du support de la commande est gérée de manière artificielle. Cela permet de valider expérimentalement le concept de la commande décentralisée avant de le porter plus tard sur des microcontrôleurs distincts. Ainsi, chaque agent reste indépendant. Il peut piloter le courant dans un enroulement apparent de la machine via un pont en H dédié. Il a accès à l'information du capteur de courant de l'enroulement qui lui est attribué ainsi qu'au retour de position centralisé par le système RCP. La consigne de vitesse lui est aussi accessible. Il est « isolé » des autres agents comme précisé au Chapitre II, et n'utilise pas les grandeurs mesurées des autres enroulements. La transmission de la position du rotor se fait par l'intermédiaire d'un bus SSI<sup>28</sup> entre MicroLabBox et le capteur de position. La position du rotor et la consigne de vitesse sont diffusées aux agents. Le bus de communication permettant cette diffusion n'existe pas et n'est pas simulé. La fréquence d'échantillonnage de la position du rotor est de 10kHz comme celle des courants. C'est aussi la fréquence à laquelle est exécuté la commande.

Le lien entre MicroLabBox et l'électronique de puissance est assuré par un ensemble optique HFBR-1521Z/2521Z de chez Avago Technologies [87]. D'après la documentation fournie par le constructeur, ce lien induit un retard de 100ns. Ce retard constant est négligeable. Il représente 0,0096 degré électrique à 4000 tr/min.

Le fonctionnement du système expérimental est résumé par le schéma de la figure V.4. Les différents éléments expérimentaux y sont regroupés.

---

<sup>28</sup> SSI : Abréviation de Synchronous Serial Interface. C'est un protocole de communication série.

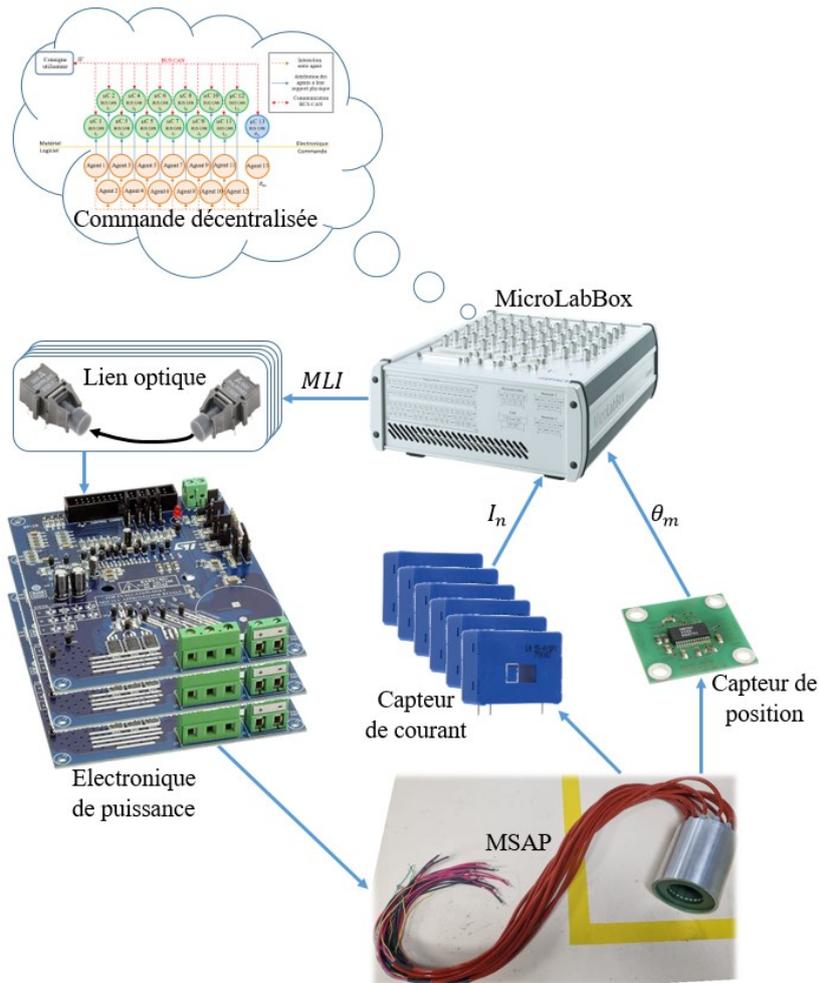


Fig. V.4 : Electronique liée aux essais expérimentaux.

## V-2. Résultats expérimentaux en mode sain

La commande proposée du Chapitre IV est maintenant appliqué au matériel présenté précédemment, qui offre la possibilité de réaliser des configurations à trois ou à six enroulements indépendants. Différents essais ont été réalisés dans c'est deux configurations pour valider le fonctionnement de la commande. Seuls les essais avec la machine câblée dans sa configuration à six enroulements apparents sont présentés ici. Le tableau V.2 donne la construction des six enroulements apparents et la phase à laquelle ils sont affiliés.

Enroulement apparent	Construction	Phase associée
1	Enroulements physiques 1 et 4 en série	1
2	Enroulements physiques 2 et 5 en série	2
3	Enroulements physiques 3 et 6 en série	3
4	Enroulements physiques 7 et 10 en série	1
5	Enroulements physiques 8 et 11 en série	2
6	Enroulements physiques 9 et 12 en série	3

Tab. V.2 : Construction des enroulements apparents.

Pour toutes les expérimentations présentées par la suite, les paramètres de commande de courant sont réglés comme suit :  $G_{1n} = 0,1$  et  $G_{2n} = 0,4$ , le filtre passe-bas récursif avec  $\Delta_t = 100\mu s$ ,  $\nabla_{I^*_{max}} = \pm 30A/s$ ,  $F = 3$  et  $A = 0,95$  et les coefficients de la boucle de vitesse sont réglés à  $K_{p\Omega} = 0,03$  et  $K_{i\Omega} = 1000$ . Ces paramètres sont les mêmes pour tous les agents en charge d'un enroulement. Ils diffèrent de

ceux utilisés en simulation au Chapitre IV pour s'adapter aux limitations de l'électronique de puissance et garantir la stabilité en mode sain et dégradé.

### V.2.1. Commande des courants

Nous commençons par valider la boucle de commande des courants dans la machine à vide accouplée. Pour rappel, chaque agent en charge d'un enroulement doit calculer un courant de consigne  $I_n^*$  en utilisant l'équation (IV.8) et suivre cette consigne de courant sinusoïdale dans cet enroulement. Une consigne  $I_{q_n}^*$  de  $1A_{RMS}$  est donc imposée. Le GMP est à vide et accouplé au frein à poudre. La valeur de  $1A_{RMS}$  pour  $I_{q_n}^*$  a été choisie pour que le GMP ne s'emballe pas. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure V.5. On peut voir que la machine se met en rotation et se stabilise à la vitesse où les pertes mécaniques compensent le couple utile de la machine, soit environ 335 tr/min. Les consignes générées  $I_n^*$  sont bien des sinusoïdes et elles sont parfaitement équilibrées. La boucle de commande des courants réussit à maintenir le courant proche de sa consigne.

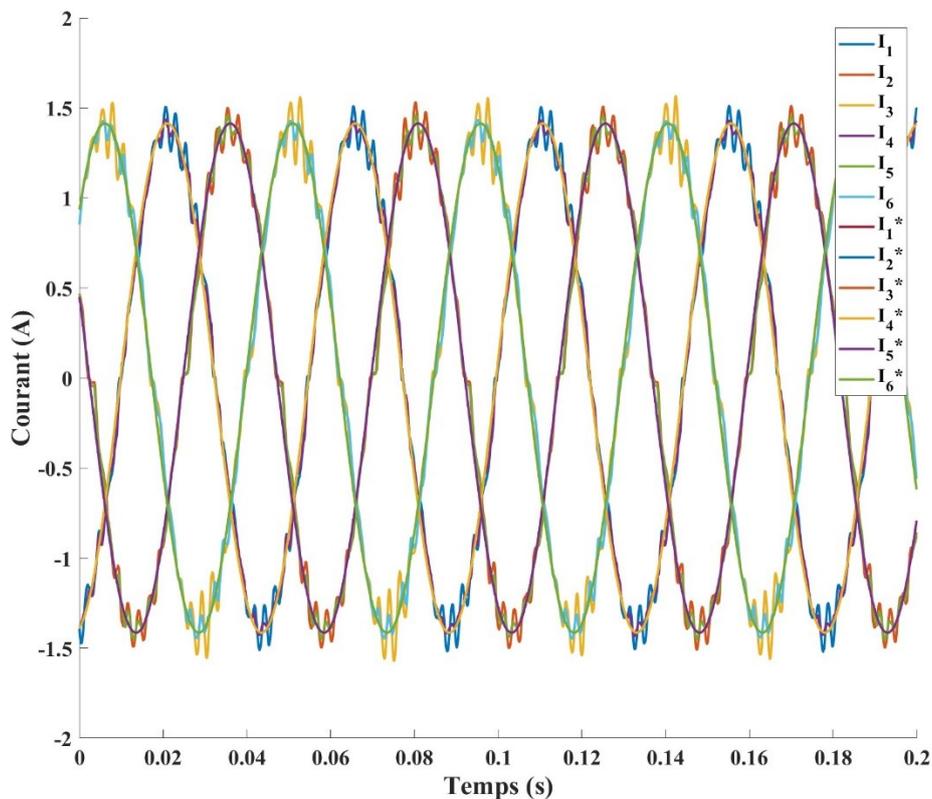


Fig. V.5 : Commande des courants sur la machine « à vide accouplée ».

### V.2.2. Commande de vitesse

Nous souhaitons maintenant valider le fonctionnement de la boucle de commande de vitesse du GMP. Pour rappel, chaque agent en charge d'un enroulement exécute une commande locale de vitesse visant à faire tendre la vitesse  $\Omega$  de la machine vers la vitesse de consigne  $\Omega^*$ . La machine est accouplée avec le frein à poudre pour pouvoir lui appliquer un couple de charge. A vide, la consigne de vitesse est réglée à 500 tr/min. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure V.6. On peut voir que la machine accélère et se stabilise à sa vitesse de consigne. En agrandissant la vitesse en régime établi, on peut observer une oscillation de vitesse de  $\pm 5$  tr/min. Cela est dû à un désalignement de l'accouplement mécanique (entre le moteur et le frein à poudre) qui vibre lors de la rotation. Après que la vitesse soit stabilisée, à  $t = 7$ s, une charge de  $0,8Nm$  est appliquée avec le frein à poudre. Le GMP a alors une charge totale de  $1,5Nm$ . Cette charge perturbe la régulation de vitesse qui se rétablit à 500 tr/min après quelques secondes.

La figure V.6 présente aussi les courants dans la machine lors de cette commande de vitesse. On constate que la boucle d'asservissement de la vitesse est stable et permet l'équilibre des six courants de la machine tout au long de l'expérience. On peut aussi observer la montée progressive de l'amplitude des courants lorsque la consigne de vitesse passe de 0 tr/min à 500 tr/min. Cette dynamique est limitée par le filtre passe-bas récursif et le limiteur de dérivé sur les consignes de courant  $I_{q_n}^*$ .

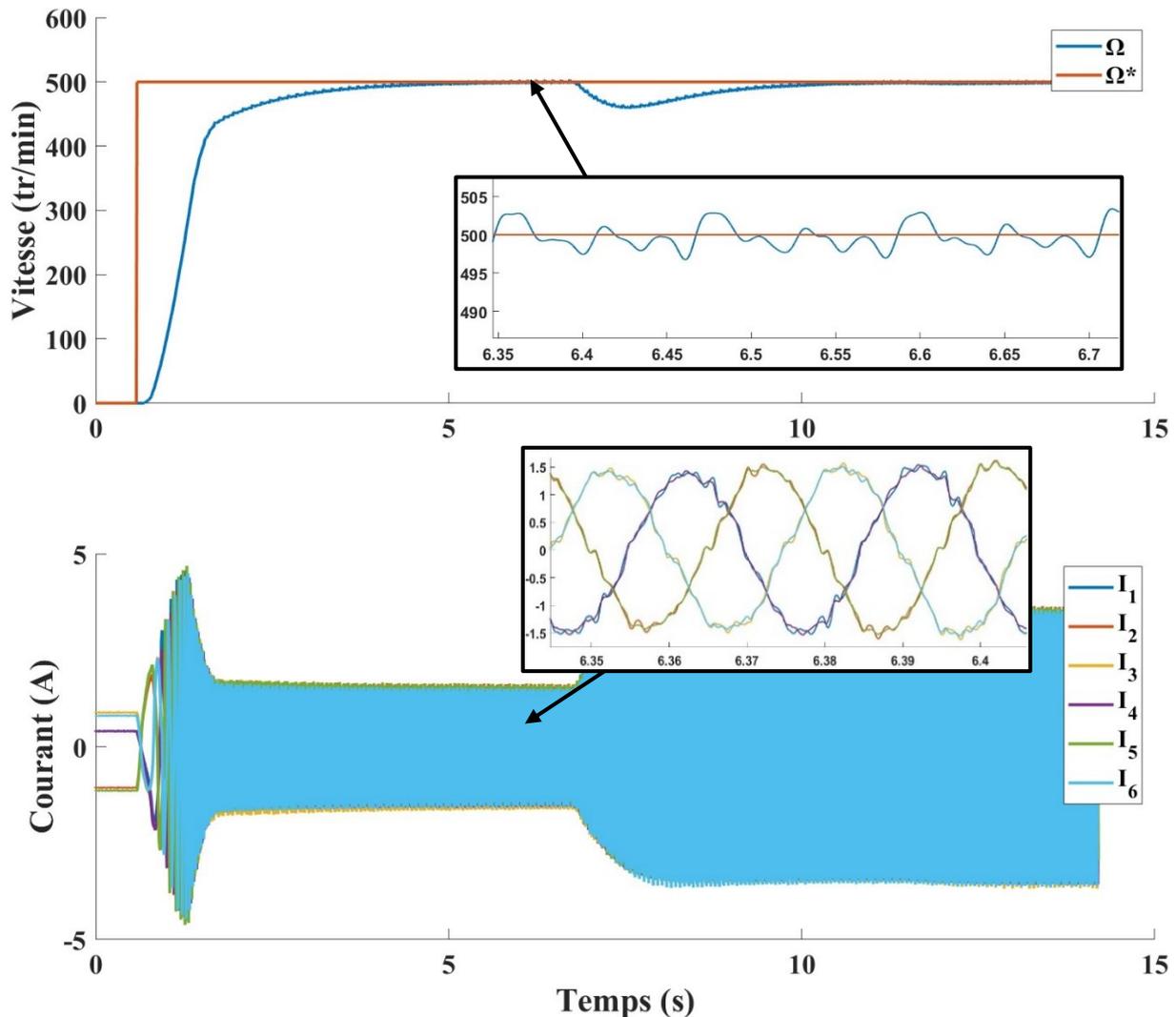


Fig. V.6 : Commande de vitesse et mise en charge.

### V-3. Résultats expérimentaux en mode dégradé

Pour vérifier que la commande décentralisée proposée pour le GMP est résiliente aux défauts, nous nous proposons maintenant de tester le GMP en mode dégradé afin de valider ses performances ainsi que sa disponibilité efficace expérimentale.

#### V.3.1. Survenue de plusieurs défauts en régime établi

Un asservissement de vitesse à 500 tr/min à vide est d'abord réalisé en mode sain. La machine accélère et se stabilise à une vitesse de 500 tr/min. Sans accouplement avec le frein à poudre, on observe un dépassement de 35 tr/min avant la stabilisation, soit 7% par rapport à la consigne de vitesse.

A  $t = 5$ s, l'enroulement 5 est débranché de son électronique de puissance. Comme on peut le voir sur la figure V.7, le courant de l'enroulement passe immédiatement à 0A. La vitesse chute d'environ 4 tr/min puis revient à la valeur de consigne. La machine est passée de l'état Sain à l'état OW6-1D.

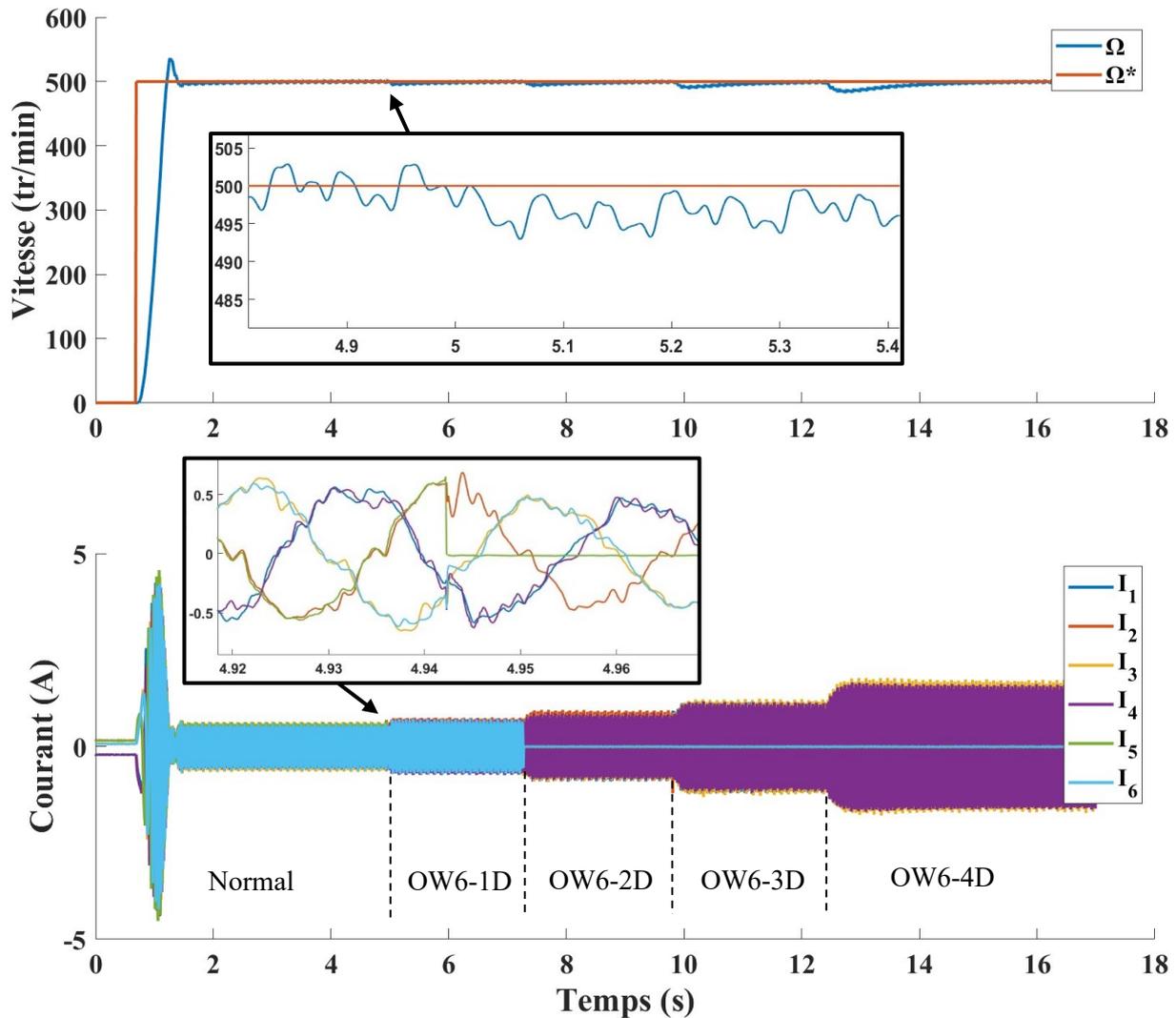


Fig. V.7 : Fonctionnement du GMP avec de multiples défauts.

Après le premier défaut, les courants dans les enroulements sains restant sont toujours équilibrés. L'amplitude des courants a augmenté pour maintenir la vitesse et donc le couple du GMP. La valeur efficace des courants est passée de  $0,37A_{RMS}$  à  $0,44A_{RMS}$ , soit une augmentation de 19%.

De la même manière, un deuxième défaut est créé en débranchant l'enroulement 6 de son électronique de puissance. Cette fois-ci, la vitesse chute de 6 tr/min et l'intensité des quatre courants restants augmente de 23% pour atteindre  $0,54A_{RMS}$ . La machine est alors dans l'état OW6-2D. Au troisième défaut (OW6-3D), la vitesse chute de 10 tr/min avant de revenir à sa valeur de consigne et l'amplitude des trois courants restants augmente de 37%. L'expérience se termine avec un quatrième défaut OW6-4D. Il ne reste alors que les enroulements 3 et 4 de fonctionnels. La vitesse chute de 16 tr/min et l'amplitude des courants des deux enroulements sains augmente encore de 47%. L'évolution de la vitesse et des courants après ces défauts peut être visualisée sur la figure V.7.

### V.3.2. Disponibilité efficace correspondante

Pour rappel, la disponibilité efficace (notée  $D_{eff}$ ) est le rapport du couple efficace que peut délivrer la machine par rapport au couple efficace qu'elle peut délivrer dans l'état normal. Théoriquement, la disponibilité efficace du GMP est exprimée par la formule II.44.

Comme le couple est supposé proportionnel au courant dans l'axe  $q$  et que la machine est alimentée dans l'axe  $q$ , nous pouvons comparer les courants à couple constant pour valider le calcul de la disponibilité efficace. Autrement dit, à couple constant, plus le courant dans les enroulements sains est important plus la disponibilité est faible. La disponibilité efficace est égale à l'inverse de l'augmentation des courants dans les enroulements.

Les valeurs efficaces des courants présentés par la figure V.7 sont regroupés dans la première ligne du tableau V.3. La charge reste la même tout au long de l'expérience et seul le nombre d'enroulements apparents actifs (restant sains) change. La charge est donc répartie sur de moins en moins d'enroulements apparents et la disponibilité efficace de la machine diminue avec le nombre de défauts. Le tableau V.3 présente la disponibilité efficace calculée à partir des mesures expérimentales des courants ainsi que la valeur théorique.

Etat	Normal	OW6-1D	OW6-2D	OW6-3D	OW6-4D
<b>Courant (<math>I_{RMS}</math>)</b>	0,37	0,44	0,54	0,74	1,09
<b>Rapport des courants au cas normal</b>	100%	119%	148%	203%	299%
<b><math>D_{eff}</math> mesurée</b>	100%	84%	68%	49%	33%
<b><math>D_{eff}</math> théorique</b>	100%	83%	67%	50%	33%

Tab. V.3 : Courant efficace en fonction de l'état du GMP.

Les disponibilités efficaces mesurées sont très proches de leur estimation théorique et cela valide donc le calcul théorique de disponibilité efficace ainsi que la méthode de commande qui permet de faire fonctionner l'ensemble.

### V.3.3. Asservissement de vitesse en mode dégradé

Nous avons vu que le GMP peut maintenir son fonctionnement en régime établi de vitesse malgré plusieurs défauts. Nous allons maintenant vérifier qu'il est toujours capable de fonctionner dans le pire cas, c'est-à-dire de démarrer et arrêter la machine avec seulement deux enroulements apparents sains (état OW6-4D). Pour cela, seuls les enroulements 3 et 4 sont laissés branchés à leur électronique de puissance et appliquons un créneau sur la consigne de vitesse d'une amplitude de 500 tr/min. La machine est à vide et non accouplée. Les résultats de ces essais présentés par la figure V.8 montrent que le GMP fonctionne correctement. En effet, malgré les deux tiers des enroulements apparents de la machine en défaut, le GMP ne cale pas et atteint sa vitesse de consigne. Il met 3,12 fois plus de temps pour accélérer de 0 tr/min à 480 tr/min que lors de l'essai présenté par la figure V.7 où le GMP démarre en état normal. Cela confirme le calcul de disponibilité efficace qui prédit un temps d'accélération trois fois plus long du fait que la disponibilité efficace du GMP est de 33% et que la charge est identique. On remarque que les courants restent équilibrés entre les deux enroulements restants, ce qui confirme que les boucles de courant et de vitesse de la commande décentralisée fonctionnent correctement.

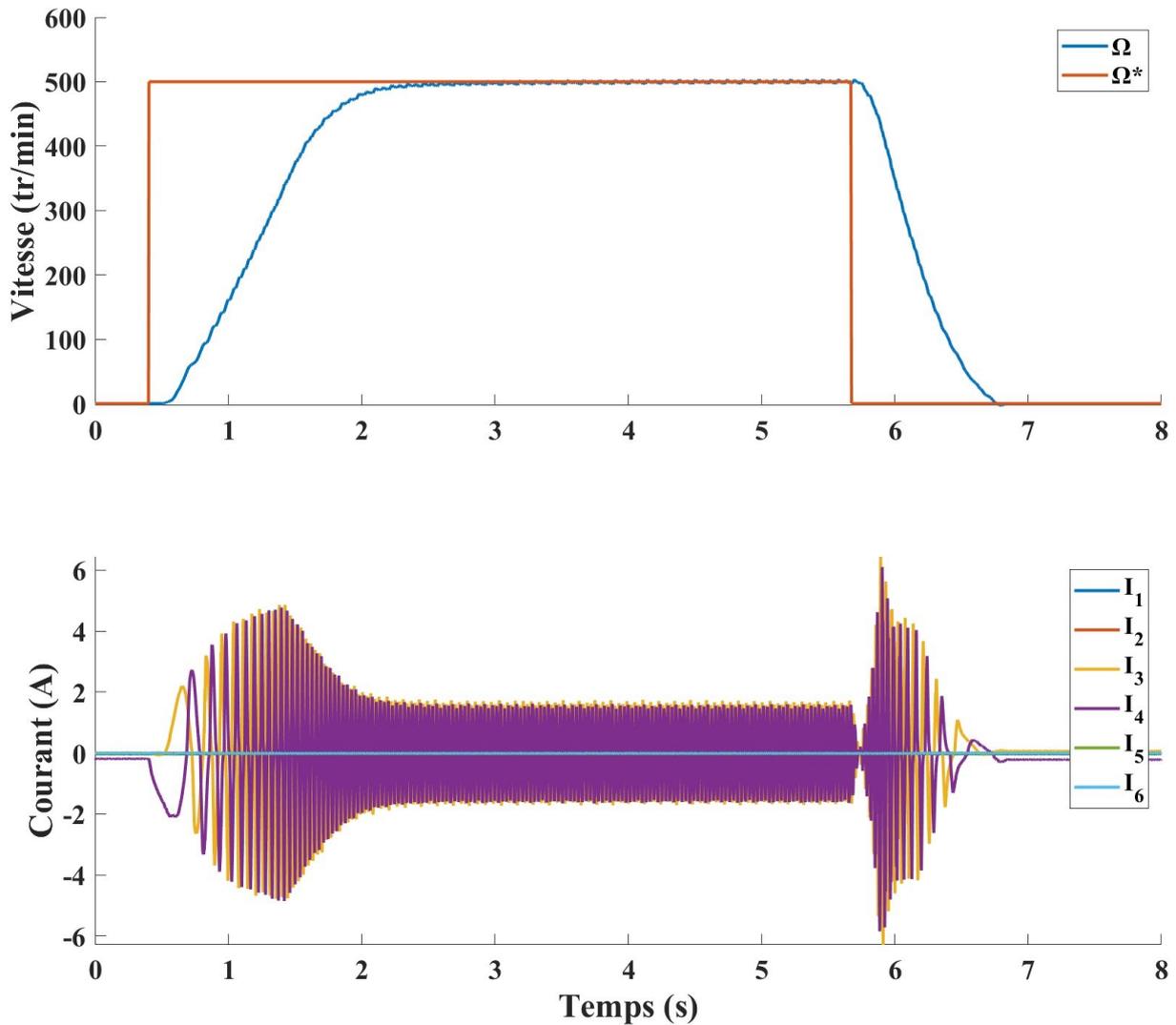


Fig. 5.8 : Fonctionnement du GMP en mode dégradé au démarrage et à l'arrêt.

#### V-4. Conclusion sur les essais expérimentaux

Dans ce chapitre, le banc de test et le GMP expérimental réalisées lors de ce travail de recherche ont été présentés. L'analyse des composants utilisés a montré que beaucoup de paramètres sont omis lors des simulations. Par exemple, les expérimentations ont notamment mis en avant qu'il était nécessaire de prendre en compte la chute de tension dans l'électronique de puissance. Des simulations du GMP sous Matlab/Simulink avec une erreur sur les mesures de courants et de position ont été réalisées. La robustesse du GMP à ces erreurs de mesure a pu être constatée, même en cas de défaut.

Plusieurs expérimentations ont été menées sur le GMP réalisé, dans sa configuration OW3 et OW6. Seuls les résultats dans la configuration OW6 ont été présentés. Tout d'abord en mode sain, la structure et la commande décentralisées proposées permettent le fonctionnement du GMP à vide et sous faible charge. Comme en simulation, nous avons pu constater que les courants étaient équilibrés entre les différents enroulements. La commande de vitesse permet d'absorber les perturbations en couple de la charge.

Ensuite, des défauts de circuit ouvert ont pu être émulés, jusqu'à quatre défauts simultanément. Il apparaît que le GMP est résilient à ces défauts. La disponibilité efficace du GMP a pu être mesurée et les valeurs relevées sont proches de celle obtenues par le calcul théorique. La disponibilité diminue après chaque défaut mais le GMP peut fonctionner jusqu'à ce qu'il reste seulement deux enroulements

fonctionnels. Le fonctionnement du GMP en mode dégradé a permis de montrer que la commande décentralisée proposée contrôle correctement les courants dans les enroulements sains restants. La commande de vitesse reste fonctionnelle même si les dynamiques observées diminuent avec le nombre de défaut.

Globalement, ces essais expérimentaux ont mis en avant qu'une bonne maîtrise du système physique (électronique et MSAP) simplifie le réglage de la commande et permet d'obtenir de meilleurs résultats en termes de dynamique et d'efficacité du GMP. Il apparaît qu'une électronique de puissance plus adaptée permettrait d'atteindre des dynamiques plus élevées ainsi que la puissance nominale de la machine. De futurs travaux de recherche pourraient être envisagés pour intégrer des méthodes de détection des défauts ainsi que des stratégies de réaction à ces défauts. De plus, le modèle utilisé par la commande pourrait être complété en y ajoutant certains paramètres de l'électronique de puissance.

Le chapitre suivant présente un GMP entièrement développé dans l'optique de résilience et de compacité. Le retour d'expérience des essais effectués sur la machine triphasée à douze enroulements a permis d'orienter la conception de ce nouveau GMP.

## Chapitre VI - Présentation du GMP hendécaphasé

Après avoir développé et testé l'architecture du GMP sur la base d'une machine triphasée à douze enroulements, nous revenons à l'objectif du projet global, à savoir obtenir un GMP fiable en toute circonstance. Comme précisé au Chapitre II, la disponibilité de la MSAP dans l'architecture proposée dépend principalement du nombre d'enroulements qu'elle possède. Pour des raisons de densité de courant, d'industrialisation et de performance, une MSAP à onze phases et vingt-deux enroulements indépendants a été choisie. Pour respecter l'architecture proposée, une électronique adaptée à la machine est développée. Cette machine et cette électronique sont développées en synergie avec la commande et l'architecture afin de maximiser l'adéquation entre elles, comme annoncé en introduction. Ainsi, la MSAP est à bobinage ouvert et pilotée enroulement par enroulement par la commande décentralisée présentée au chapitre IV.

Les deux premières parties de ce chapitre présentent dans l'ordre, la machine hendécaphasée et l'électronique spécifique. Ces deux parties physiques du GMP sont développées par deux travaux de recherche connexes, respectivement menés par Ali MAKKI et Alexandre SICCARDI de Keep'Motion. L'objectif, ici, est d'analyser ces deux parties physiques sous l'angle de la disponibilité et de la commande décentralisée, ainsi que de discuter des compromis consentis entre la complexité, le coût et la disponibilité. La troisième partie de ce chapitre présente les performances attendues du GMP hendécaphasé ainsi que les améliorations qui pourront lui être apportées.

Les machines à onze phases et leurs électroniques ont déjà fait l'objet de plusieurs travaux de recherche [88] [89]. Il en ressort que ces machines présentent de bonnes performances en mode dégradé moyennant une adaptation des références de courant. Les électroniques pour ces machines sont développées dans l'optique d'utiliser ces performances et de permettre le contrôle de la machine en mode dégradé [90].

Les machines à onze phases restent très peu répandues. Ils en existent dans le domaine scientifique et pour des applications très spécifiques. Cela est dû à deux facteurs. Le premier est que les électroniques nécessaires à leur alimentation sont généralement développées sur mesure qu'on ne les trouve pas facilement sur le marché. Le second facteur est la demande de ce type de machine. En effet, hormis quelques applications spécifiques, les applications visées ne nécessitent pas l'utilisation d'une telle machine. L'avantage souvent cité est leur capacité de fonctionner après un défaut. Cependant, les machines avec un multiple de trois phases peuvent alors convenir aussi bien tout en étant plus facile à approvisionner. C'est bien lorsque les contraintes s'accumulent : basse tension, forte puissance et sécurité, que ces machines, actuellement considérées comme spécifiques, deviennent un impératif.

### VI-1. Présentation de la machine à onze phases

#### VI.1.1. Tôlerie et bobinage

Comme pour la machine triphasée présentée au Chapitre III, la machine à onze phases, vingt-deux enroulements, à bobinage ouvert a été simulée sous Flux2D pour valider sa conception. La figure VI.1 présente la géométrie de la machine. Cette machine présente douze pôles non-saillants sur son rotor. C'est donc une machine de structure 22/12. Elle est prévue pour fournir un couple de 75Nm à une vitesse de 5100 tr/min pour un courant par enroulement de  $65A_{RMS}$ .

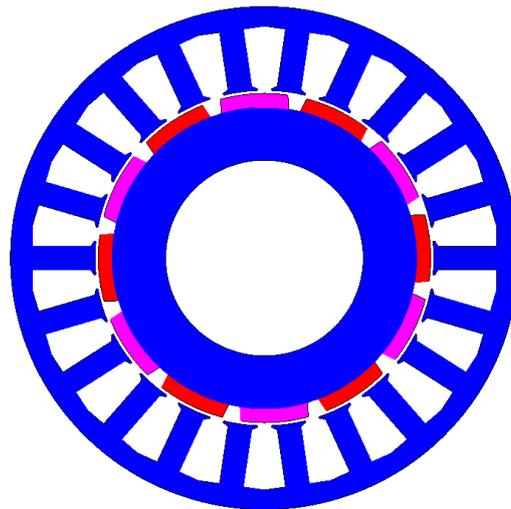


Fig. VI.1 : Structure de la machine à onze phases.

Cette structure permet de réduire grandement l'ondulation de couple dû à la denture. La magnétisation dans les dents de la machine reste inférieure à 1,7T en fonctionnement nominal (Fig. VI.2). Elle peut monter à plus de 2T pendant un pic de charge.

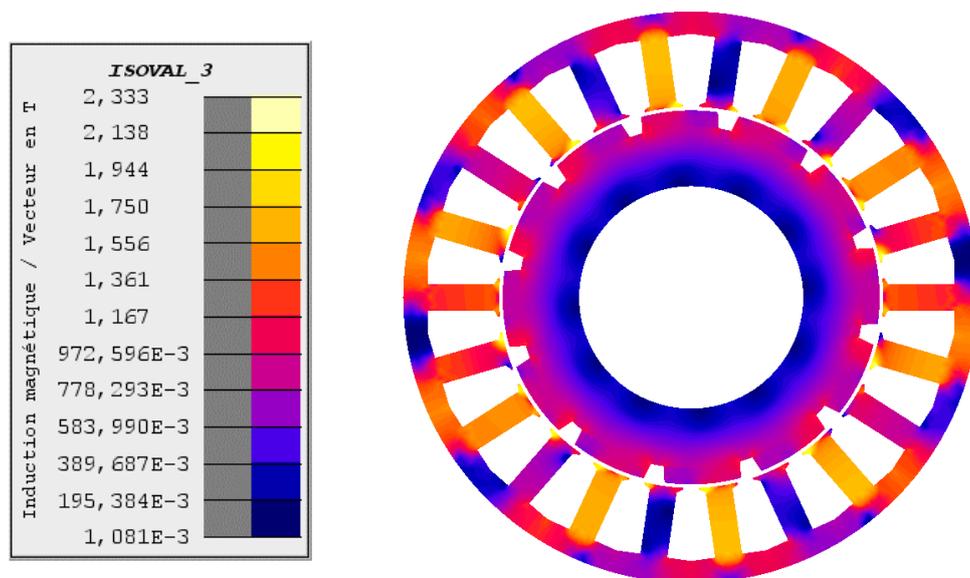


Fig. VI.2 : Magnétisation de la tôle en fonctionnement nominal.

La figure VI.3 présente les résultats obtenus par simulation sous Flux2D, au couple nominal de la machine. Les vingt-deux courants et tensions des vingt-deux enroulements physiques sont confondus deux par deux, faisant apparaître les onze phases de la machine. La variation crête à crête du couple est de 0,15Nm soit 0,2% du couple nominal (Fig. VI.3).

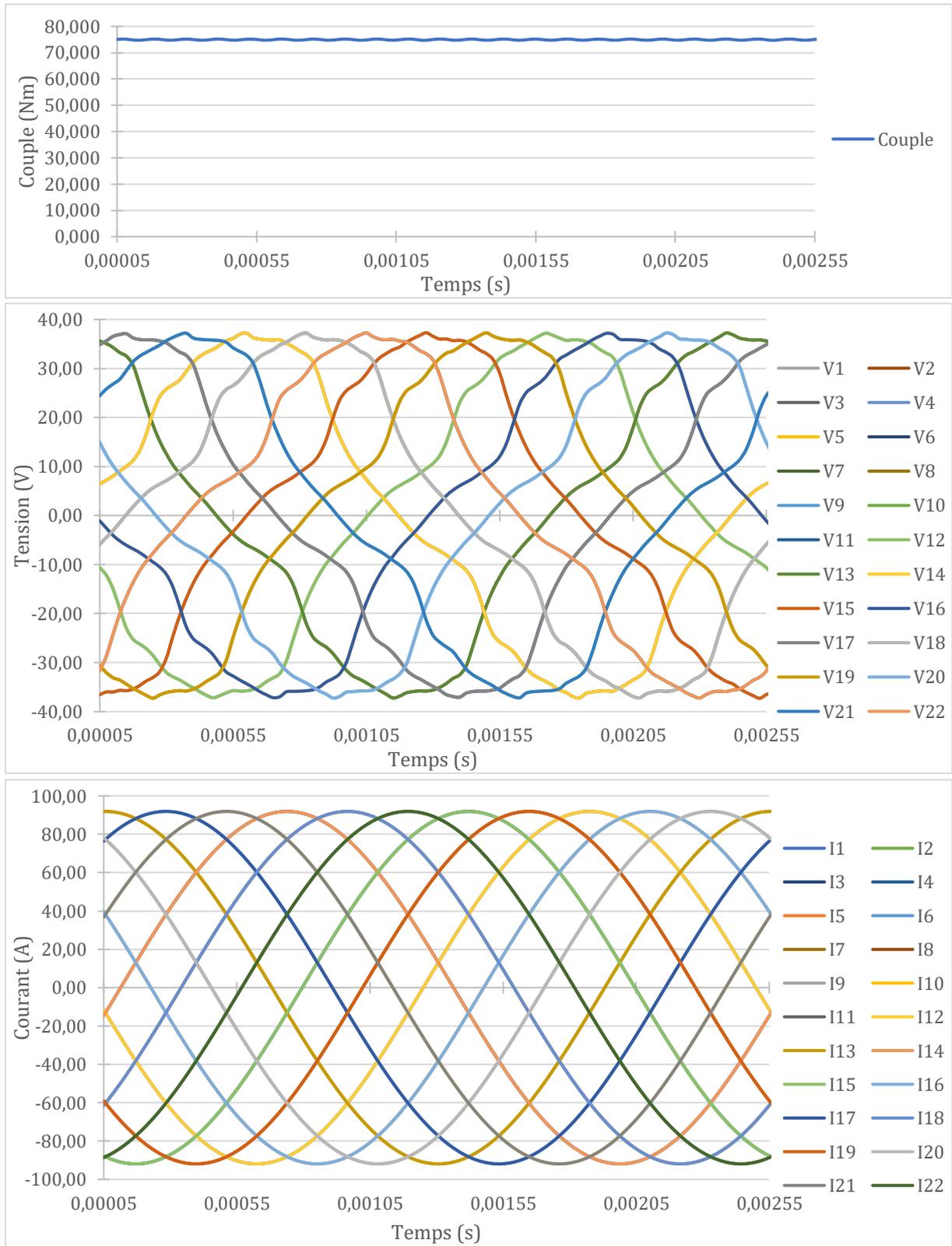


Fig. VI.3 : Couple, tensions et courants de la machine à onze phases.

Afin de maximiser la disponibilité, chaque dent du stator supporte un enroulement, et tous les enroulements sont électriquement indépendants. Les enroulements sont disposés tous les  $\frac{\pi}{11}$  dans le repère mécanique et tous les  $\frac{2\pi}{11}$  dans le repère électrique. Les positions angulaires dans le repère électrique ne sont de fait, pas ordonnées suivant leur position dans le repère mécanique. Le pas

d'incrément des positions angulaires dans le repère électrique suivant les positions angulaires dans le repère mécanique est de  $4 \times \frac{2\pi}{11}$ . Ainsi, le n-ième enroulement a pour position angulaire :

$$\begin{cases} \alpha_{e_n} = (n - 1) \frac{8\pi}{11} \\ \alpha_{m_n} = (n - 1) \frac{\pi}{11} \end{cases} \quad \forall n \in [1; 22] \quad (VI.1)$$

La matrice d'inductance  $[L]$  de la machine, en conditions nominales, est présentée par la figure VI.4. Les inductances sont exprimées en  $\mu\text{H}$ . La matrice est ordonnée par ordre croissant des positions mécaniques des enroulements. La matrice est colorée en fonction de l'importance du couplage entre les enroulements. Les zones en rouge signalent un fort couplage tandis que les zones en vert signalent un couplage faible : on remarque que plus les enroulements sont proches mécaniquement, plus leur couplage magnétique est important. Le couplage est complètement indépendant des phases électriques auxquelles appartiennent les enroulements. Etant donné sa taille, cette matrice est présentée en Annexe 2 dans un plus grand format.

$\mu\text{H}$	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	B9	B10	B11	B12	B13	B14	B15	B16	B17	B18	B19	B20	B21	B22
B1	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23
B2	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63
B3	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62
B4	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62
B5	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62
B6	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62
B7	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62
B8	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62
B9	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,62
B10	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,62
B11	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,62
B12	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,61	-1,62
B13	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,6	-1,61	-1,62
B14	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62
B15	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,62
B16	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,62
B17	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,62
B18	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,62
B19	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62
B20	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63
B21	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23
B22	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62

Fig. VI.4 : Matrice d'inductance de la machine à onze phases.

Du fait que la machine soit à pôles lisses, la matrice d'inductance change très peu en fonction de la position du rotor (0,6%). La saturation magnétique joue un rôle plus important dans la variation des inductances. Lorsque la tôlerie atteint des niveaux de saturation élevés, l'inductance propre de chaque enroulement diminue (Fig. VI.5). Ce phénomène implique une variation d'inductance à chaque période électrique à partir du moment où le courant crête impose un haut niveau de saturation à la tôle. La figure VI.6 montre l'effet de ce phénomène sur l'inductance d'un enroulement pour des courants efficaces allant de  $100A_{RMS}$  à  $200A_{RMS}$ . Ces résultats sont obtenus par simulation sous Flux2D. Une diminution de l'inductance s'observe lorsque l'enroulement est dans l'axe  $q$  du rotor, au moment où le courant est maximum.

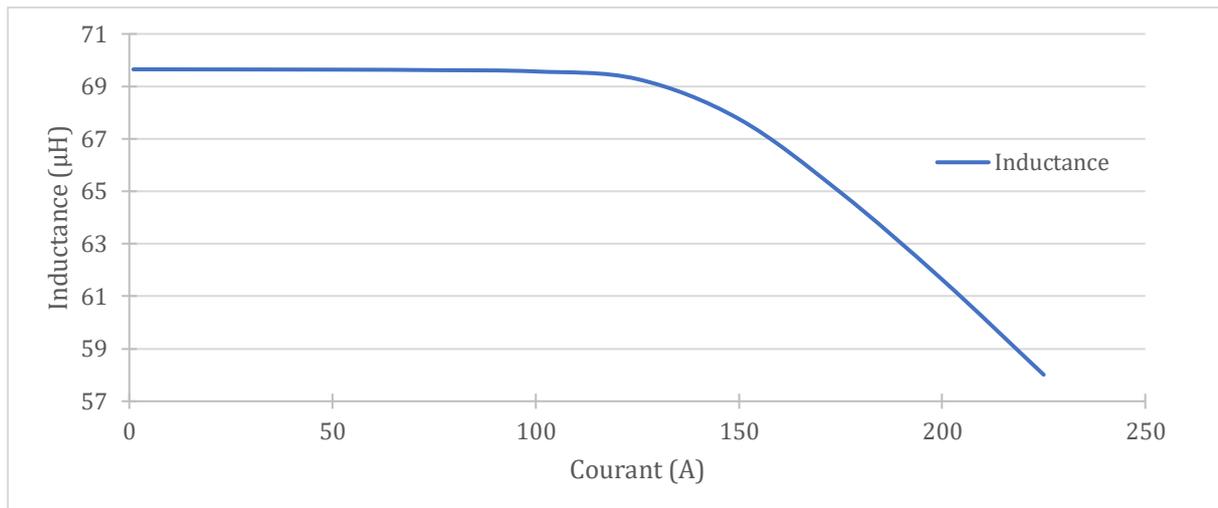


Fig. VI.5 : Inductance en fonction du courant.

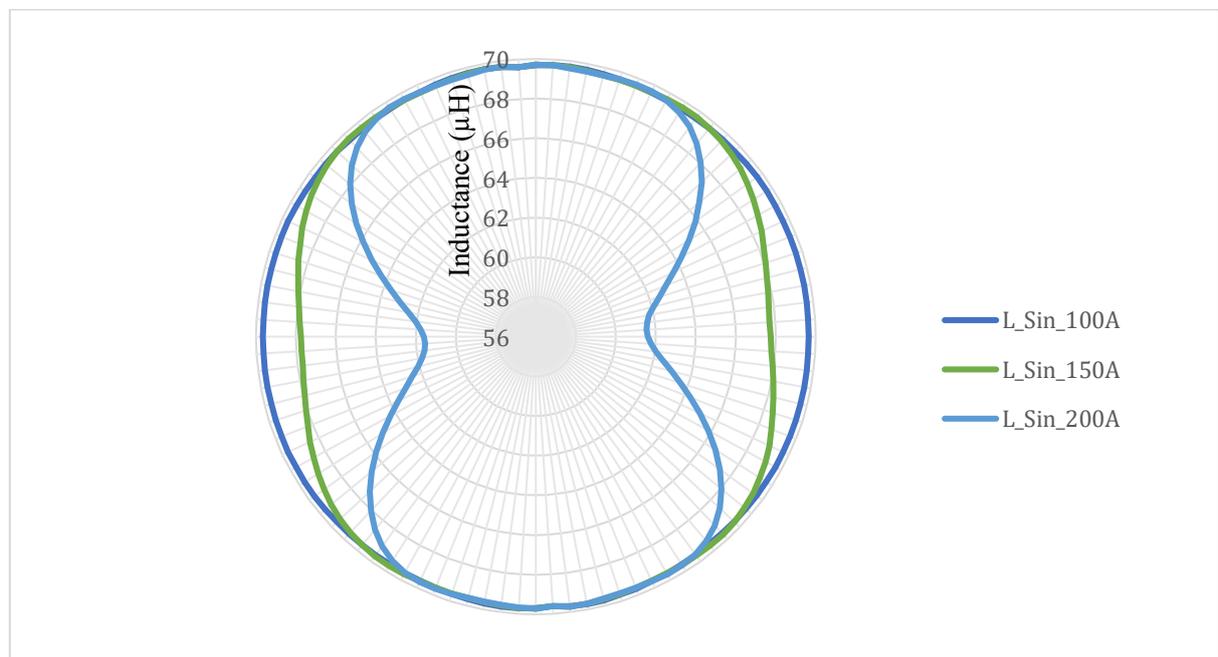


Fig. VI.6 : Variation de l'inductance en fonction de la phase électrique.

Sous de forts courants ( $>150A_{RMS}$ ), cette variation d'inductance peut atteindre 15%. Dans le cas où la variation d'inductance causerait des difficultés d'asservissement, il serait possible de l'intégrer au modèle par l'intermédiaire d'une table (LUT<sup>29</sup>) ou d'une fonction d'interpolation. La matrice d'inductance serait alors fonction du courant. Cela ne remet pas en cause la méthode de commande basée sur la platitude.

### VI.1.2. Caractéristiques de la machine

Les caractéristiques de la machine sont regroupées dans le tableau ci-après. Les performances sont adaptées aux besoins de la mobilité électrique. La machine peut à la fois fournir un fort couple pour les phases de démarrage et des vitesses de rotation élevées (par rapport au domaine industriel) pour les phases de roulage dans le cas d'une voiture électrique.

<sup>29</sup> LUT : Acronyme anglais de Look-Up Table, qui désigne un abaque, une table de référence.

Caractéristique	Nominale	Max	Unité
Vitesse	5100	10000	tr/min
Puissance	40	84	kW
Couple	75	144	Nm
Courant	65	150	A <sub>RMS</sub>
Résistance	8,5		mOhm
Inductance	69		μH
$K_e$	5.5		V/ktr/min
Nombre de pôles	12		-
Rendement	98 (@ 75Nm)	94 (@ 144Nm)	%
Inertie	4		g.m <sup>2</sup>
Masse	18,5		kg

Tab VI.1 : Caractéristiques de la machine à onze phases.

Ces caractéristiques sont un compromis résultant de la co-conception de la machine, de l'électronique et de la commande. Le nombre de pôles et l'impédance de la machine fixent la fréquence fondamentale des courants ainsi que leur dynamique. Un co-développement est donc essentiel pour que les courants dans la machine puissent être contrôlé par l'électronique et la commande.

Pour atteindre des vitesses supérieures à 5100 tr/min tout en maintenant une tension de bus continue de 48V, la machine doit être défluxée en injectant une composante  $I_d$  dans les courants. Le couple généré est alors plus faible pour une puissance quasiment constante. Le couple et la puissance fournis en fonction de la vitesse sont présentés dans la figure VI.7. La limite est fixée par la tension du bus continu à 48V. La tension maximum applicable est donc de 48V moins les pertes dans l'électronique de puissance. La figure VI.7 tient compte des limites thermiques de la machine et de l'électronique de puissance.

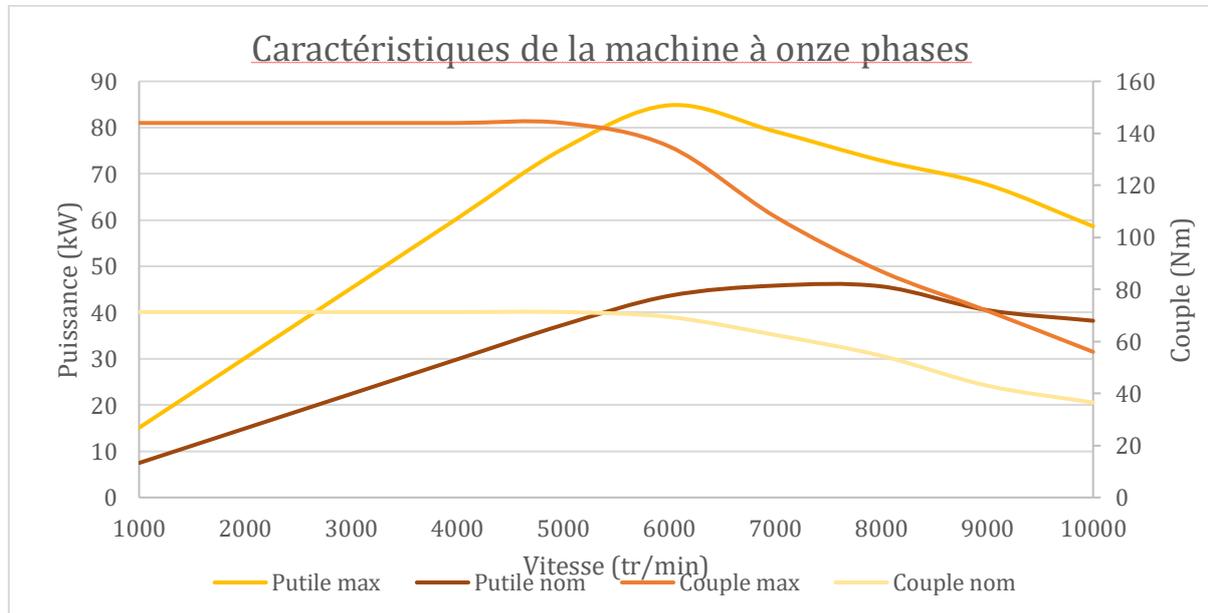


Fig. VI.7 : Puissance et couple de la machine à onze phases.

La différence entre les caractéristiques nominales et les caractéristiques maximales dépend du refroidissement de la machine. Dans le cas présenté, la machine est refroidie par un circuit d'eau dans la carcasse, en périphérie du stator. Le couple maximum est limité par la saturation magnétique de la tôle. Le temps pendant lequel il peut être maintenu est limité par la limite thermique de la machine. Ici, tous les composants de la machine peuvent supporter 200°C. C'est la température maximale qui peut être atteinte dans la machine avant de la détériorer.

### VI.1.3. Disponibilité et tenue en court-circuit

#### VI.1.3.1. Disponibilité du GMP hendécaphasé

Le GMP hendécaphasé très performant en termes de disponibilité (simple et efficace). Sans méthode de compensation (consigne de courant déphasées), le premier défaut implique une disponibilité efficace de 95% et une disponibilité simple de 90%. La disponibilité simple peut être améliorée en appliquant la méthode de compensation par déphasage des courants. La figure VI.8 montre l'évolution de la disponibilité au fur et à mesure de l'apparition des défauts. La courbe rouge donne la disponibilité simple dans le pire cas, c'est-à-dire lorsque les défauts surviennent proche des défauts précédents dans le repère électrique.

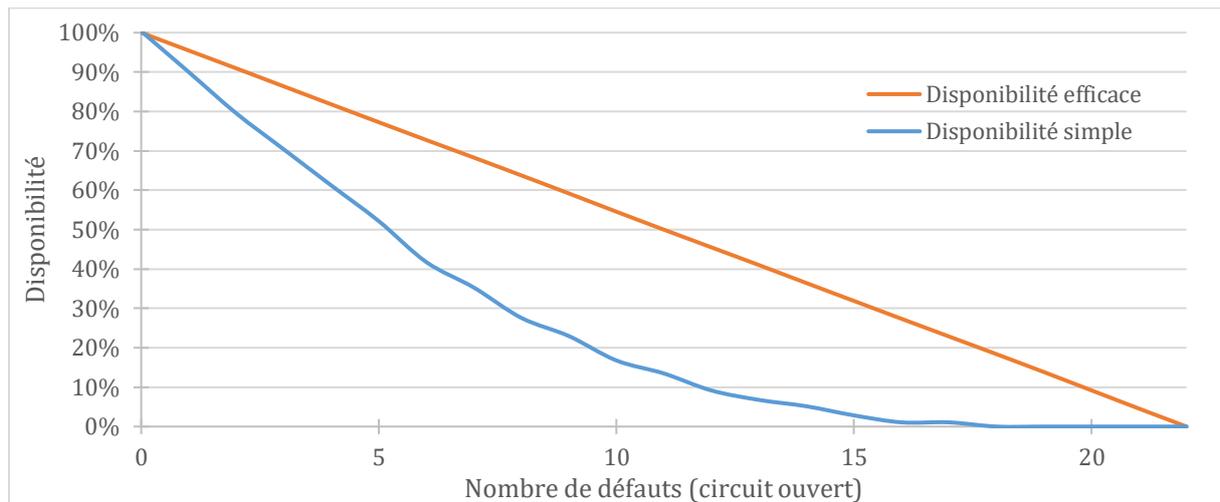


Fig. VI.8 : Disponibilité du GMP hendécaphasé en fonction du nombre de défauts.

La disponibilité efficace est linéaire en fonction du nombre de défaut. Cela signifie que chaque défaut d'un enroulement en circuit ouvert réduit de 4,5% le couple moyen fourni par le GMP, soit un vingt-deuxième du couple nominal.

#### VI.1.3.1. Tenue en court-circuit

Un des défauts les plus critiques pour les MSAPs est le défaut de court-circuit interne. Il n'est pas pris en compte dans notre étude de disponibilité. Il est cependant intéressant de connaître l'impact de ce type de défaut. De plus, la structure décentralisée proposée offrant plus de degrés de liberté, il devient possible de contrer (au moins en partie) ce genre de défaut.

Cette machine est munie d'un rotor à aimants surfaciques. Cela lui permet d'atteindre des rendements élevés notamment en défluxage. Cela implique aussi que le flux magnétique généré par les aimants passe très facilement par les dents du stator. Dans le cas où le rotor serait à aimants enterrés, le flux magnétique des aimants serait partiellement court-circuité par le fer autour de l'aimant (Fig. VI.9). L'enterrement des aimants a un impact négatif sur le rendement de la machine. Cependant, il permet de contrer plus facilement les effets d'un court-circuit dans un enroulement. En effet, le fer entre l'aimant et le stator permet au flux magnétique de contourner la dent où se trouve l'enroulement en défaut. La figure VI.9 montre la différence de conduction du flux entre un rotor à aimants enterrés à gauche et un rotor à aimants surfaciques à droite. Dans le premier cas, les lignes de champ bouclent dans le rotor, alors que dans le second, elles bouclent davantage dans l'enroulement en défaut.

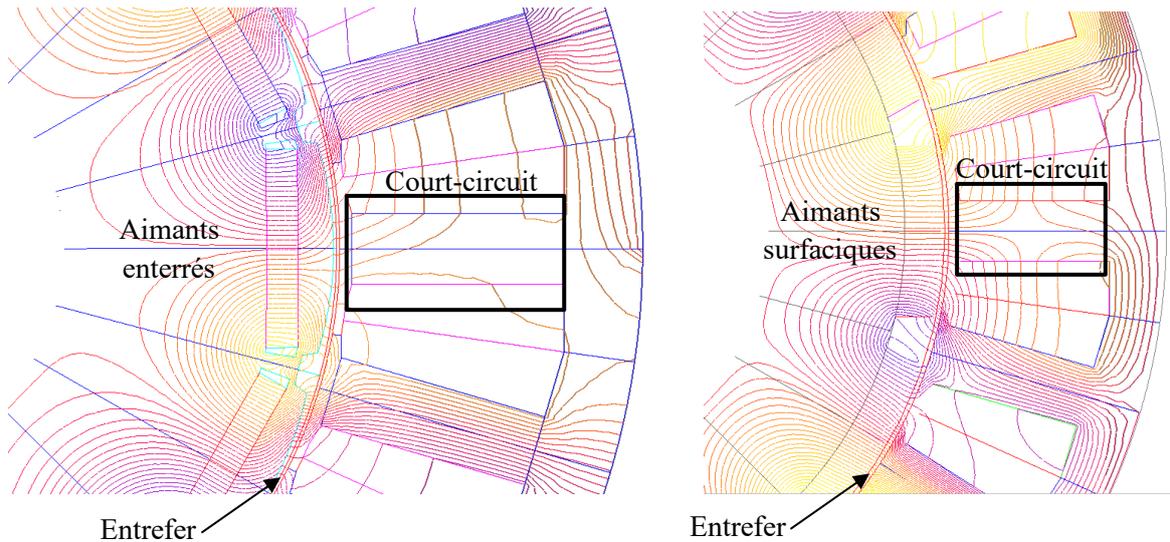


Fig. VI.9 : Différence de répartition des flux entre aimants enterrés et surfaciques.

Les disponibilités simple et efficace de du GMP après un défaut en court-circuit peuvent tout-à-fait être calculées car il s'agit du rapport entre le couple (moyen ou minimum) en défaut et le couple en mode sain (de référence). Lors d'un défaut en court-circuit d'un enroulement, le GMP peut continuer de fournir un couple (Fig. VI.10). Sa disponibilité efficace est de 94% si les consignes de courant restent inchangées et de 85% si les consignes de courant sont déphasées pour les deux enroulements adjacents mécaniquement à l'enroulement en court-circuit. Dans ce cas, le courant dans les deux enroulements adjacents mécaniquement est déphasé de sorte à être en phase avec le courant de court-circuit. En utilisant cette méthode de compensation, on réduit de 25% le courant de court-circuit, et donc l'échauffement qui lui est lié. Le courant de court-circuit vaut alors 163% du courant nominal et 71% du courant maximum. L'échauffement induit par ce courant de court-circuit est soutenable par la machine, ce qui lui permet de conserver une disponibilité (simple et efficace) non nulle.

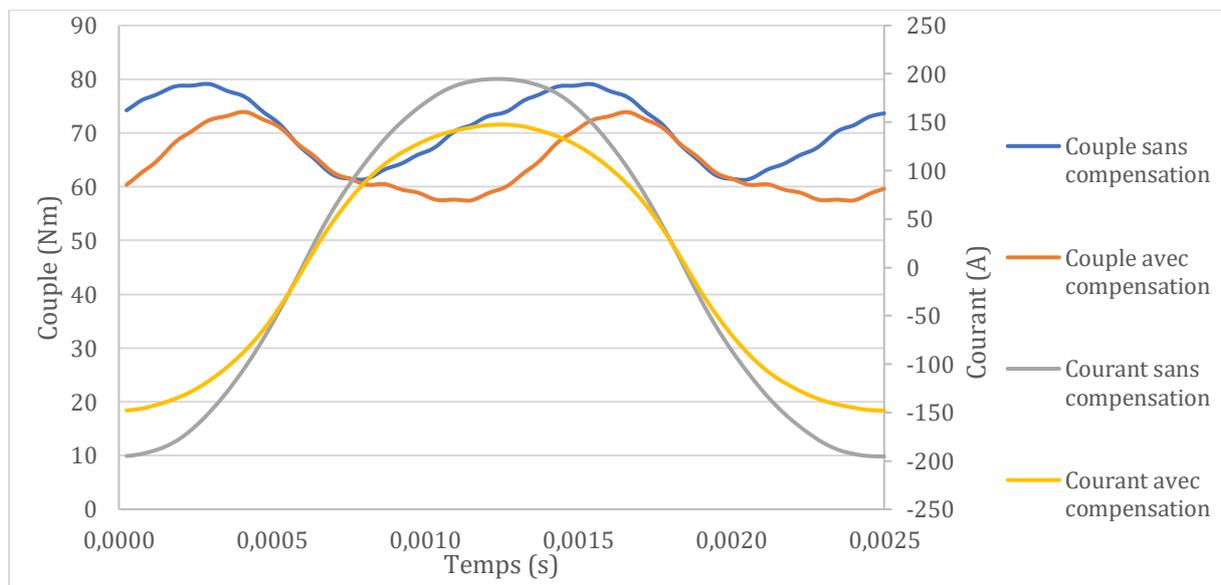


Fig. VI.10 : Couple de la machine et courant dans l'enroulement en court-circuit lors d'un court-circuit de l'enroulement 1.

## VI-2. Présentation de l'électronique intégrée

Des électroniques pour machine à onze phases ont déjà été proposées [90]. Nous souhaitons cependant qu'elle respecte les contraintes architecturales permettant une grande résilience. C'est le sujet des travaux de recherche que mène actuellement Alexandre SICCARDI au sein de Keep'Motion. L'objectif est de réaliser une électronique adaptée à la machine ainsi qu'à la commande décentralisée et l'architecture proposée. Les structures d'électronique s'approchant le plus de cet objectif à ce jour sont les IMMDs<sup>30</sup> [91] [92]. L'électronique proposée est donc un nouveau type d'IMMD, complètement décentralisé.

Nous avons montré qu'une architecture de commande enroulement par enroulement permettait un très haut niveau de disponibilité en cas de défaut, tout en prévenant la propagation de ces derniers. L'électronique doit donc respecter cette architecture qui demande de multiplier le nombre d'électroniques ainsi que les infrastructures permettant de les alimenter en électricité, en refroidissement et en communication.

### VI.2.1. Composants et caractéristiques

#### VI.2.1.1. Cellules de commutations

Les composants utilisés pour réaliser les cellules de commutation des ponts en H sont des MOSFETs à fabriqué par Infineon Technologies, de référence BSC021N (Fig. VI.11) [93]. Ils sont conçus pour commuter 226A sous 80V. Chaque cellule de commutation est composée de deux de ces MOSFETs en parallèle, soit un pouvoir de commutation de 452A sous 80V. La résistance de conduction de la cellule de commutation est ainsi de 1,05mΩ. La charge nécessaire à la mise en conduction des MOSFETs est de 110nC. Ces caractéristiques sont données pour une température de fonctionnement de 25°C.

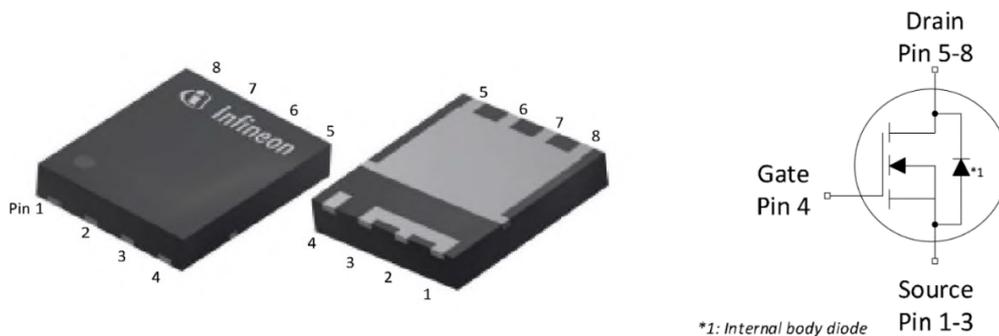


Fig. VI.11 : Boîtier et schéma électrique du MOSFET BSC021N [93].

Les MOSFETs sont pilotés par des drivers de référence UCC27210 (Fig. VI.12), vendus par Texas Instruments [94]. Chacun des deux bras de pont est piloté par un de ces drivers. L'électronique de puissance de chaque enroulement indépendant du GMP comporte donc deux drivers pilotant chacun deux paires de MOSFETs. Ce type de driver peut fournir un courant de 4A sur chacune de ses sorties pour charger les grilles des MOSFETs.

<sup>30</sup> IMMD : Acronyme anglais d'Integrated Modular Motor Drive qui peut être traduit par électronique modulaire de commande moteur en français.

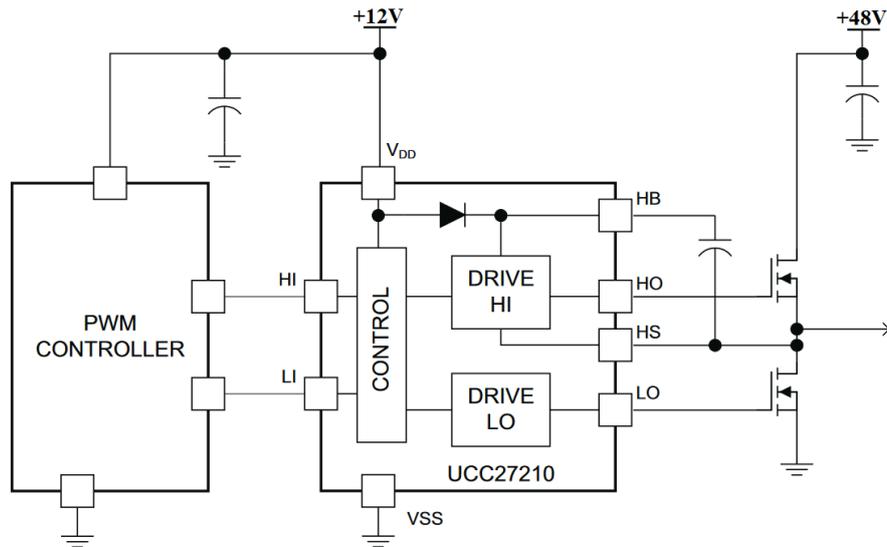


Fig. VI.12 : Schéma de principe de l'utilisation du driver UCC27210 [94].

Les cellules de commutation ainsi réalisées permettent d'imposer un courant de 320A pic dans l'enroulement, en tenant compte de leur limitation thermique. Les commutations des cellules d'un même bras de pont doivent respecter un temps mort<sup>31</sup> de 125ns, ainsi qu'une fréquence de MLI inférieure à 100kHz. Ces valeurs ont été déterminées pour limiter l'échauffement de l'électronique. Avec le principe de modulation unipolaire présenté au Chapitre V, la fréquence de hachage vue par l'enroulement est doublée, soit une fréquence maximum de 200kHz. Le temps de conduction minimum est fixé à 1µs. Ces limites temporelles et fréquentielles sont imposées par le design thermique du GMP. L'ondulation résiduelle de courant dans l'enroulement est alors estimée à 10mA.

Le choix de ces composants est le résultat d'un compromis de co-conception entre la commande et l'intégration de l'électronique de puissance. La commande demande la plus grande fréquence de découpage possible pour réduire l'oscillation des courants et l'intégration de l'électronique de puissance demande de limiter cette fréquence de découpage pour limiter les pertes par commutation.

### VI.2.1.2. Capteurs

Les courants sont mesurés par des shunts WSLP2726 (Fig. VI.13), fabriqués par Vishay Dale de 0,2mΩ [95]. Chaque shunt a une précision de 1% sur sa valeur de résistance et une dérive 0.0075% par Kelvin. Ces erreurs peuvent être compensées par un étalonnage et une compensation de l'effet de la température.

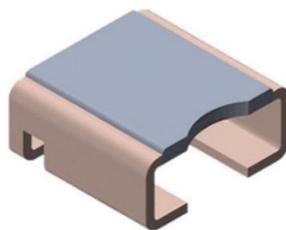


Fig. VI.13 : Shunt WSLP2726 utilisé pour la mesure des courants [95].

La tension aux bornes du shunt est amplifiée par un amplificateur de précision INA240A2-Q1 (figure VI.14 et VI.15), fabriqué par Texas Instruments [96]. Un gain de cinquante fois permet de passer d'une

<sup>31</sup> Temps mort : temps durant lequel aucune commande de conduction n'est envoyée aux cellules de commutation. Il prévient les courts-circuits du bus continu.

sensibilité de 0,2mV/A à une sensibilité de 10mV/A. Ce gain peut avoir un écart de 0,2%, en plus d'une dérive de 0.00025% par Kelvin. Là encore, l'erreur de mesure peut être compensée par un étalonnage et une compensation de l'effet de la température.

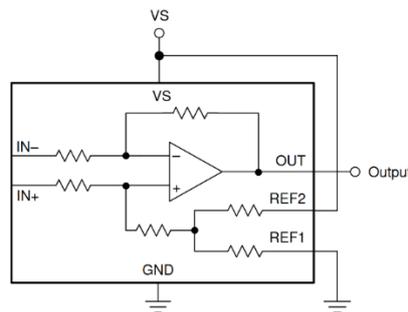


Fig. VI.14 : Schéma de principe de l'amplificateur INA240 [96].

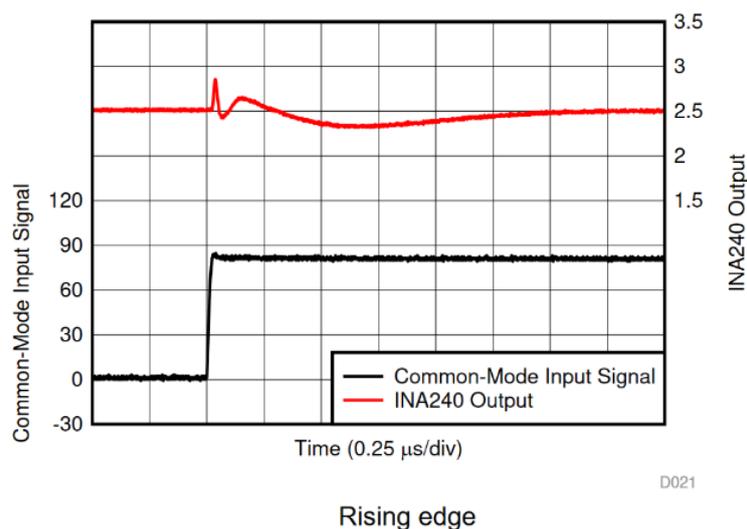


Fig. VI.15 : Réponse de l'amplificateur à un échelon de mode commun [96].

La tension analogique issue de l'amplificateur est digitalisée par un ADC de référence MCP33131 (figure VI.16), fabriqué par Microchip Technology [97]. C'est un convertisseur de type SAR<sup>32</sup> permettant une acquisition sur 16 bits à une fréquence de 500 kilo-échantillons par seconde. Ce convertisseur induit un retard de 2 $\mu$ s en tenant compte du temps de conversion et du temps de communication. La communication avec le microcontrôleur est assurée par une liaison SPI<sup>33</sup> dédiée. Il intègre un filtre de réjection haute fréquence de mode commun. Cela permet de limiter l'impact de la MLI sur la mesure. Comme expliqué dans le chapitre précédent, la mesure de courant est synchronisée avec la génération de la MLI. On remarque que la mesure de courant doit être réalisée au minimum 1,5 $\mu$ s après la dernière commutation (figure VI.15). La mesure est réalisée au milieu de la plus grande alternance (positive, négative ou nulle) de la MLI.

<sup>32</sup> SAR : Acronyme anglais de Successive Approximation Register. C'est une méthode de conversion analogique/numérique par approximation successive

<sup>33</sup> SPI : Acronyme anglais de Serial Peripheral Interface. C'est un bus de communication série basée sur l'architecture maître/esclave.

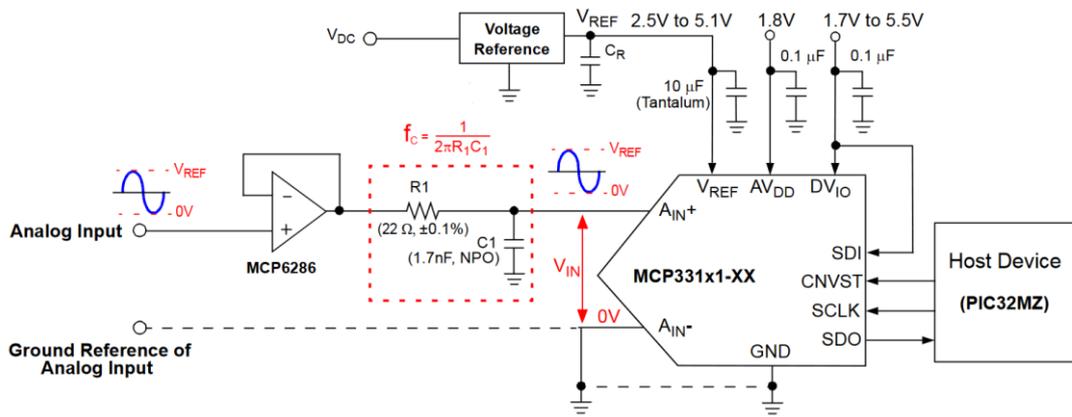


Fig. VI.16 : Schéma d'utilisation de l'ADC MCP33131 [97].

Comme pour les cellules de commutation, le choix de des composants de la chaîne d'acquisition du courant est un compromis. Un choix est fait entre la précision, la rapidité et le retard de la mesure. De plus, le choix de la chaîne de mesure est soumis aux contraintes imposées par l'intégration de l'électronique. Une co-conception de l'électronique et de la commande est donc nécessaire.

### VI.2.1.3. Microcontrôleurs et communications

Les microcontrôleurs attribués à chacun des agents constituant la commande sont des PIC32MK0512MCJ048, fabriqués par Microchip Technology [98]. Ils peuvent être cadencés à 120MHz mais sont bridés à 80MHz pour garantir leur fonctionnement au-dessus de 90°C. Ils embarquent différents modules permettant de réaliser des tâches sans intervention du CPU<sup>34</sup>. Le module PWM permet de générer les signaux de commande des cellules de l'électronique de puissance avec une résolution temporelle de 12.5ns. Il peut être synchronisé avec le module de communication SPI qui permet de communiquer avec l'ADC pour réaliser la synchronisation décrite précédemment. Ce microcontrôleur intègre aussi un module de communication CAN-FD<sup>35</sup>, qui est utilisé pour la diffusion de la consigne et du retour de position. Il est aussi utilisé pour monitorer le GMP dans la phase de développement. Le module DMA<sup>36</sup> intégré est aussi utilisé pour réduire au maximum la latence et la charge du CPU. Le module DMA permet de gérer les données des capteurs et des communications sans passer par le CPU. Cela permet typiquement d'acquérir le courant en réduisant la latence et de manière transparente pour le CPU.

Une fois les modules périphériques du microcontrôleur paramétrés, il reste au CPU la tâche de réaliser les calculs nécessaires à la commande ainsi que le décodage des trames de communication. Le CPU reçoit et décode les trames de communication du bus CAN. Il en extrait la consigne ainsi que la position du rotor. La valeur du courant dans l'enroulement est directement accessible en mémoire grâce à la DMA. Le CPU de ce microcontrôleur est capable de réaliser des opérations complexes en un temps réduit. Il peut notamment réaliser la multiplication et l'addition de deux nombres entiers de 32bits en une période d'horloge. Cela permet de calculer rapidement le résultat de la multiplication de deux matrices.

Cette capacité est d'autant plus utile que le nombre d'enroulements indépendants est important. En effet, le nombre d'opérations augmente, en première approximation, au carré du nombre d'enroulements

<sup>34</sup> CPU : Acronyme anglais de Central Processing Unit. C'est l'unité réalisant toutes les opérations mathématiques complexes.

<sup>35</sup> CAN-FD : Bus de communication CAN rapide (8Mb/s), FD signifiant Flexible Data-rate.

<sup>36</sup> DMA : Acronyme anglais de Direct Memory Access. Permet le transfert automatisé de donnée entre la mémoire et les périphériques.

du fait de la matrice d'inductance qui augmente en dimension. Ce CPU permet aussi de réaliser des opérations sur des nombres réels à simple (32bits) ou double précision (64bits). Ces opérations sont plus longues à réaliser (entre dix et trente fois plus longues). Elles sont réservées aux calculs de fonctions trigonométriques telles que sinus et cosinus. La combinaison des optimisations du microcontrôleur permet de réaliser les opérations de la commande en  $14\mu\text{s}$ . La commande peut donc être réalisée à une fréquence maximum de 71kHz.

Cette fréquence d'exécution permet de réagir très rapidement aux événements. Cependant, nous choisissons de réduire l'exécution de la commande à une fréquence de 20kHz pour libérer du temps CPU et permettre l'intégration d'autres fonctionnalités.

La structure de ce microcontrôleur permet une résolution temporelle de 12.5ns des instants de commutation de l'électronique de puissance. A une fréquence 100kHz, cela donne 800 niveaux de rapport cyclique possible pour la MLI. La tension moyenne vue par l'enroulement peut donc être ajustée à 60mV près lorsque la tension du bus continu est de 48V.

Là encore, le choix du support de la commande est un compromis entre la commande et l'intégration de l'électronique. Un microcontrôleur avec plus de puissance de calcul permettrait d'intégrer plus de fonctionnalités ou d'augmenter la fréquence d'exécution de la commande mais il serait aussi plus volumineux ou moins tolérant à la chaleur.

### VI.2.2. Résultats actuels

L'électronique est en cours de développement. Les composants et les schémas électriques sont définis. Les circuits imprimés sont conçus et un prototype de la partie correspondant à l'électronique de puissance a été réalisé (Fig. VI.17). Les premiers essais de puissances réalisés ont permis de valider la conception. Un rendement de 96% (Fig. VI.18) est atteint sur une charge RL équivalente à l'impédance d'un enroulement. Cette mesure a été réalisée par un puissance-mètre de précision. Après stabilisation thermique, on constate que l'électronique de puissance supporte sans problème ce point de fonctionnement avec une élévation de température mesurée de  $15^\circ\text{C}$  (Fig. VI.19).

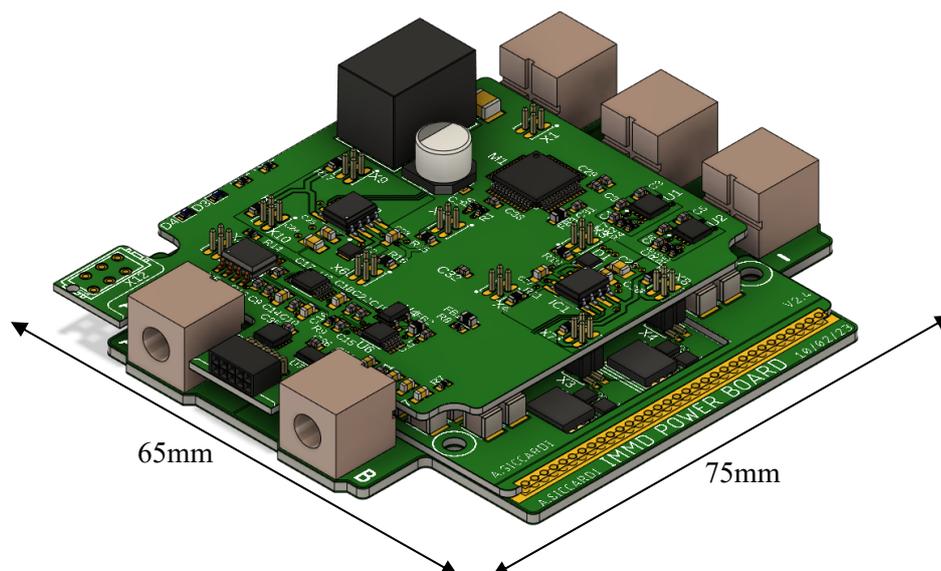


Fig. VI.17 : Conception 3D de l'électronique pour un enroulement.

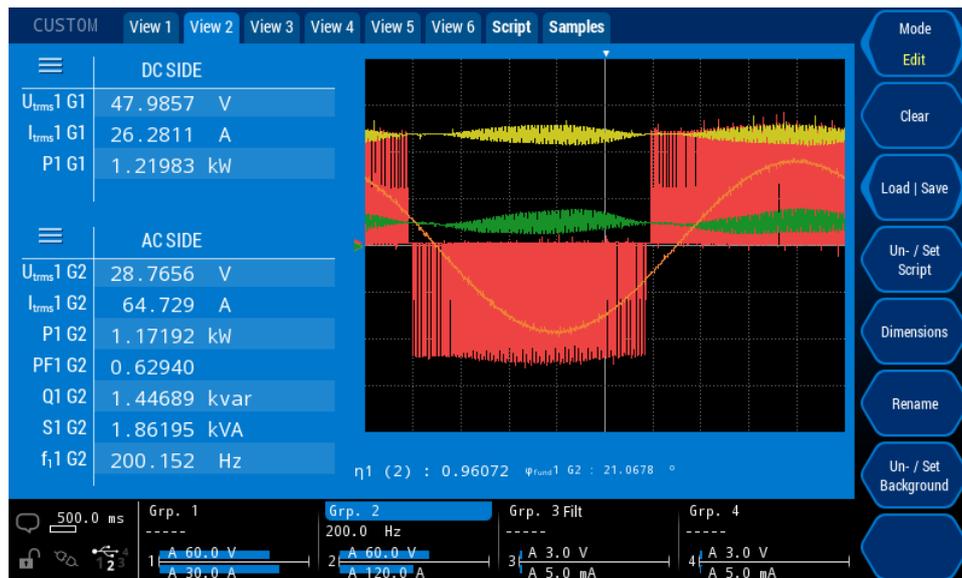


Fig. VI.18 : Mesure de rendement de l'électronique de puissance.



Fig. VI.19 : Mesure d'échauffement de l'électronique de puissance.

### VI-3. Caractéristiques du GMP hendécaphasé

La machine et l'électronique présentées forment le GMP hendécaphasé (Fig. VI.20). Ces deux parties physiques du GMP développées ensemble et alliées à la commande proposée permettent de maintenir une disponibilité élevée après un défaut. L'assemblage mécanique du GMP est conçu pour être industrialisable et chaque partie de l'électronique peut être remplacée en cas de défaut.

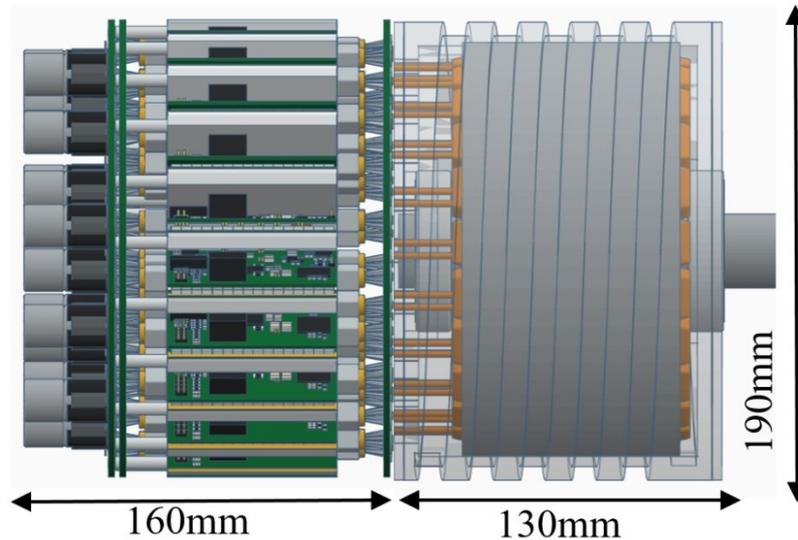


Fig. VI.20 : Vue 3D du GMP hendécaphasé assemblé.

Des simulations sous LabView ont été réalisées pour ce GMP. Globalement, le GMP hendécaphasé montre des performances théoriques élevées en termes de densité de puissance. Il est conçu pour fournir 38kW en continu pour une masse totale 25kg. Le rendement global du GMP est estimé à plus de 95% pour des vitesses entre 5000 tr/min et 10000 tr/min et à sa puissance nominale (Fig. VI.21).

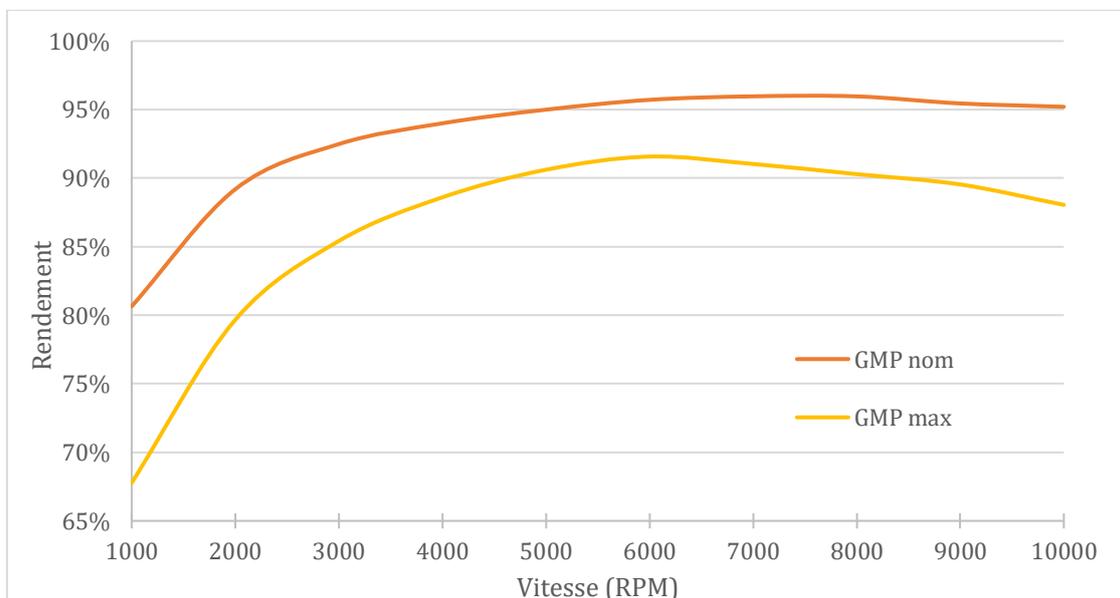


Fig. VI.21 : Rendement théorique global du GMP.

#### VI-4. Conclusion sur le GMP hendécaphasé

Dans ce chapitre, un GMP basée sur une MSAP à onze phases et vingt-deux enroulements a été présenté. Il a été conçu pour être résilient et performant en termes de densité de puissance. Cela permet d'envisager son utilisation dans les applications de mobilité telles que la propulsion aéronautique ou automobile. Sa conception s'est basée sur la structure décentralisée proposée. Son développement a bénéficié du retour d'expérience et des simulations réalisées sur la machine triphasée à douze enroulements. L'étude multidisciplinaire effectuée pour ce développement a permis de prendre en considération une grande partie des interactions entre la machine, l'électronique et la commande et donne ainsi un exemple concret de co-conception.

Tout d'abord, les caractéristiques techniques de l'électronique de ce GMP ont été présentés par le choix de leurs composants. Ces choix sont très importants pour la commande. En effet, et comme expliqué au Chapitre V, une électronique mal adaptée détériore la qualité des courants appliqués à la machine. La co-conception de ce GMP a mis en évidence les compromis réalisés entre la machine, l'électronique et la commande.

Ensuite, les disponibilités simple et efficace du GMP ont été étudiées. Il apparait que ce GMP garantit une grande résilience. Ces simulations par éléments finis ont été l'occasion de simuler un défaut de court-circuit et de constater que la machine était capable de tolérer un tel défaut. Cela pousse à poursuivre les investigations sur le calcul théorique de disponibilité et à y intégrer les défauts de court-circuit. Les stratégies de réaction à ce type de défaut et les méthodes de détection sont elles aussi à explorer. En outre, une étude plus globale, intégrant les problématiques thermiques pourrait être menée pour mettre en lumière les compromis entre résilience et densité de puissance.

La conception de ce GMP est terminée en ce qui concerne la machine et la commande. L'électronique est en cours de développement. Les premiers essais et réglages auront lieux dans quelques mois. Cela sera l'occasion de valider expérimentalement l'extension de l'architecture décentralisée proposée à onze phases et vingt-deux enroulements indépendants.

## Conclusion et perspectives

### I - Conclusion

Les travaux de recherche menés ont permis d'obtenir plusieurs résultats. Nous souhaitons ici souligner l'importance de certains d'entre eux.

#### I.1 - Disponibilité

Le premier point important concerne l'approche de l'étude de la disponibilité des MSAPs. Nous avons vu qu'une modélisation vectorielle simple permettait de rendre compte de la disponibilité de ces machines. Deux types de disponibilité ont été définis : la disponibilité simple et la disponibilité efficace. Ces deux types de disponibilités ont pour but de prédire, à l'aide d'un calcul simple, le couple que peut fournir le GMP après un certain nombre de défauts. Le premier s'attache au couple que peut fournir le GMP sur l'ensemble des positions du rotor alors que le second s'attache au couple moyen que peut fournir le GMP. Ces deux types de disponibilité sont exprimées par rapport au couple nominal de la machine.

Le deuxième point qui nous semble important à mentionner est la validation de ces outils de calculs de disponibilité par simulation sous Flux2D, pour différentes configurations de câblage, et en présence de différents défauts. Ce logiciel de simulation par éléments finis a également permis de valider la sommabilité des participations de chaque enroulement au couple global du GMP.

Une fois ces outils validés, ils permettent de prédire la disponibilité du GMP après un certain nombre de défauts sans passer par les outils de calcul par éléments finis qui sont coûteux en temps et en ressources. L'étude des différents câblages des enroulements physiques des MSAPs a mis en avant la disparité de disponibilité qu'il existe entre eux. Il apparaît que les machines à bobinage ouvert offrent la plus grande disponibilité du fait de l'indépendance des courants dans les enroulements. Ce second point est important car il permet d'orienter la suite des travaux vers une structure complètement décentralisée. De plus, la mise en place d'outils de calcul simple de la disponibilité permet de simplifier le dimensionnement des GMPs de façon à garantir le fonctionnement de l'application.

#### I.2 - Commande décentralisée

Afin de profiter pleinement de la disponibilité des machines à bobinage ouvert, nous avons choisi de décentraliser l'électronique de puissance, l'électronique de commande ainsi que la commande en elle-même pour piloter la machine. Ce point est essentiel car la décentralisation et l'isolation des différents sous-systèmes sont la clé de la résilience du GMP. Avant d'approfondir ce concept nouveau de décentralisation complète, nous avons commencé par décentraliser l'électronique et la commande en sachant que les éléments restants centralisés constituent des points vulnérables, comme la diffusion de la consigne, le retour de position ou bien encore la mécanique de la machine.

La décentralisation et l'isolation des sous-systèmes soulèvent plusieurs problématiques. Outre la multiplication des composants de la machine et l'augmentation de la complexité du GMP, la décentralisation de la commande est un verrou majeur. La décomposition de la machine au niveau d'un enroulement demande des méthodes de contrôle plus proche de la machine. Cela est particulièrement visible dans le suivi des consignes de courants non constantes où les méthodes classiques de contrôle ne fournissent pas les performances de suivi nécessaires ou les commandes appropriées pour le suivi de trajectoire, mais nécessitent des informations provenant des autres enroulements. Nous nous sommes inspirés du concept de la commande par platitude différentielle pour proposer une commande décentralisée de suivi de trajectoires des courants dans la machine. La seconde problématique concernant la commande est la répartition des courants entre les différents enroulements. Il apparaît que

cet équilibre émerge naturellement du fait que tous les enroulements soient contrôlés de la même manière avec la même consigne de vitesse ou de couple pour la machine.

### I.3 - Simulations

Pour valider la commande décentralisée proposée, un modèle paramétrable en fonction du nombre d'enroulements apparents de cette structure de GMP a été proposé sous Matlab/Simulink. Les résultats des différentes simulations réalisées ont permis de valider la boucle interne des courants ainsi que la commande distribuée de la vitesse. Les réactions du GMP face à des défauts de circuit ouvert ont pu être observés. Ils confirment que la structure choisie est résiliente à ces défauts, mais que les trajectoires de courant doivent être modifiées pour obtenir un couple sans oscillations. Lors de ces simulations, une méthode de lissage du couple après un défaut a été explorée. Cette méthode, basée sur le déphasage des courants des enroulements adjacents dans le repère mécanique, permet de diminuer l'ondulation de couple due au défaut. Ce lissage de couple s'effectue au prix d'une réduction du couple moyen de la machine pour une amplitude de courant donnée.

### I.4 - Expérimentations

A la suite de ces simulations, la théorie a été confrontée à la pratique. Pour ce faire, nous avons réalisé un banc de test expérimental et une machine triphasée, à bobinage ouvert, à douze enroulements physiques. Des essais ont été réalisés pour expérimenter la solution proposée pour les configurations à trois et six enroulements indépendants. Ces essais ont d'abord permis de valider expérimentalement le fonctionnement de la commande en mode sain. Par la suite, des défauts de circuit ouvert ont été simulés en débranchant certains enroulements pendant le fonctionnement. Nous avons pu constater expérimentalement la résilience de notre système comme prévu par notre calcul théorique de disponibilité efficace.

L'expérimentation a permis de mettre en avant certains paramètres influents que nous n'avions pas pris en compte théoriquement. La chute de tension dans les composants de puissance en est l'exemple le plus évident. Cela rappelle un point très important : la bonne maîtrise de la machine passe par une très bonne connaissance du système complet. A ce titre, pléthore d'éléments qui n'étaient pas pris en compte dans les simulations ont été relevés. Bien que certains paraissent insignifiants, et le soient, d'autres doivent être pris en compte pour permettre l'utilisation de la commande proposée. Par exemple, la compensation de la chaîne de retard sur le retour de position est nécessaire pour atteindre de hautes vitesses de rotation. La synchronisation de la MLI et de la mesure de courant doit être judicieusement implémentée, de façon à limiter les ondulations de courant mesurées par la commande.

### I.5 - Codéveloppement

Ce travail de recherche s'inscrit dans un projet plus large : le développement d'un GMP basse tension, résilient aux défauts et à forte densité de puissance. L'intégralité de ce travail a donc été construite en synergie avec le développement d'une machine et d'une électronique spécifiques. Les compromis inhérents aux choix de la structure du GMP ont été fixés en concertation avec les travaux de recherche portant sur la machine ainsi que ceux portant sur l'électronique. Ces différents choix ainsi que leurs conséquences sur la commande ont été explicités au Chapitre VI.

Pour conclure, la structure et la commande proposées permettent d'atteindre de haut niveau de fiabilité du point de vue de l'application. Celles-ci permettent de conserver la densité de puissance des MSAPs et sont compatibles avec une industrialisation. La solution proposée représente un nouveau pas vers l'électrification et la fiabilisation des moyens de mobilité. Elle amène aussi de nouvelles interrogations et problématiques que nous détaillons dans la partie suivante.

## II - Perspectives

Les différents points abordés au cours de cette thèse sont les prologues de nouveaux questionnements. Deux champs d'amélioration sont envisagés. Le premier est physique, en ajoutant de la résilience dans le GMP et son environnement. Le second est du ressort de la commande en améliorant la détection et la gestion des défauts.

### II.1 - Plus de décentralisation

En ce qui concerne les améliorations physiques, nous cherchons toujours à décentraliser les fonctions pour en augmenter la disponibilité après un défaut et ainsi garantir le fonctionnement de l'application. La décentralisation du capteur de position ou même sa suppression pourrait tout d'abord permettre d'atteindre un niveau de fiabilité supérieure.

Le second point d'amélioration est l'alimentation électrique qui peut être séparée en plusieurs bus d'alimentation distincts pour se prémunir d'un éventuel défaut de court-circuit sur le bus d'alimentation. Ces deux améliorations vont être intégrées au prototype qui est en cours de réalisation au moment de l'écriture de ce manuscrit. Le retour de position sera assuré par deux capteurs de position et l'alimentation électrique sera assurée par quatre bus continus indépendants de 48V.

Un autre point critique est la centralisation du bus de communication. Il supporte la diffusion de la consigne et la diffusion du retour de position. Le prototype va être équipé de deux bus de communication, principalement pour permettre l'analyse du système en temps réel.

Plus largement, la décentralisation pourrait être propagée à l'ensemble de la chaîne de traction, ce qui comprend l'alimentation électrique, le GMP et la charge. Il nous apparaît cependant complexe d'appliquer cette approche à la mécanique du GMP. Les roulements et l'arbre de la machine sont un point de centralisation qui nous paraît incontournable. D'autres approches devront être proposées pour rendre le GMP résilient aux défauts de ces éléments mécaniques.

### II.2 - Une approche plus générale

Nous avons pu voir que la structure proposée était résiliente aux défauts de circuits ouverts. Cependant, bien d'autres types de défauts existent et appellent donc au développement de stratégies spécifiques pour y faire face. Par exemple, la problématique des courts-circuits dans la machine a brièvement été abordée. La résilience à ce type de défaut nécessite une forte synergie entre le développement de la machine, de l'électronique et de la commande. Outre les stratégies de réaction aux défauts, la détection de ces derniers n'a pas été abordée. Il existe beaucoup de littérature sur la détection et le diagnostic des défauts mais ces solutions doivent être adaptées à la décentralisation pour permettre une grande résilience.

L'importance d'une connaissance poussée du système pour permettre son contrôle par les lois de commande adaptées a été mis en avant. La commande peut elle aussi être améliorée en intégrant la détection des défauts. Pour maintenir la disponibilité du GMP, il est préférable que la détection des défauts soit faite uniquement avec les éléments actuels de l'électronique, c'est-à-dire avec le capteur de courant, le pont en H et l'information de position. La détection et l'identification des défauts peuvent potentiellement nécessiter des capteurs plus précis et avec une plus grande fréquence d'échantillonnage. Cela fera l'objet de futurs travaux de recherches dont les premiers essais pourront être réalisés sur le prototype.

La structure proposée a été appliquée à une MSAP et une électronique de puissance constituée de pont en H. Elle pourrait être adaptée à d'autre type de machine comme les machines synchrones à rotor

bobinée ou les machines asynchrones, ainsi qu'à d'autre type d'électronique de puissance comme des onduleur multi-niveaux.

Beaucoup d'éléments peuvent être inclus dans la commande afin d'améliorer les performances du GMP. Par exemple, les variations d'impédances dues à la température, à la saturation magnétique et aux fréquences d'alimentation peuvent être intégrées de façon à estimer l'état de la machine au plus juste. De plus, l'analyse de ces différents paramètres du GMP peut permettre le suivi des phénomènes de vieillissement des différents composants du GMP. Ce suivi pourrait être utilisé pour prédire l'occurrence des défauts et adopter des stratégies permettant de repousser les défauts. L'utilisation exclusive d'un modèle paramétrique trouve aussi ses limites, c'est pourquoi il pourrait être envisagé l'emploi de méthodes d'adaptation du modèle au matériel (électronique et MSAP). Cela pourrait se concrétiser par une phase d'apprentissage ou bien une adaptation en temps réel. Pour cela, nous envisageons d'explorer les méthodes basées sur des observateurs et celles basées sur des réseaux de neurones.

### III - Ouverture

La structure et la méthode proposées sont génériques et peuvent être adaptées à beaucoup d'applications. Nous espérons que le développement des nouvelles motorisations destinées aux applications nécessitant une grande fiabilité pourra s'appuyer sur ces travaux de recherche. Cet espoir est d'ores et déjà conforté par l'engouement autour de ce domaine de recherche. La commande enroulement par enroulement qui n'existait pas il y a quelques années, fait maintenant l'objet de nouveaux travaux de recherche en France. Cette nouvelle approche, aux horizons encore inexplorés, promet l'avènement de solutions innovantes à certaines problématiques actuelles.



## Références

- [1] Commission Européenne, Proposition de Règlement du Parlement Européen et du Conseil modifiant les règlements (CE) n° 715/2007 et (CE) n° 595/2009 en ce qui concerne la réduction des émissions polluantes des véhicules routiers, Bruxelles, 2014.
- [2] J.-F. Labbé et G. Lefebvre, *Panoramadu marché des Terres Rares*, BRGM/DGR, 2016.
- [3] B. Zhou, Z. Li et C. Chen, «Global Potential of Rare Earth Resources and Rare Earth Demand from Clean Technologies,» *Minerals*, vol. 7, pp. 203-217, 2017.
- [4] T. Liang, S. Zhang, L. Wang, H.-T. Kung, Y. Wang, A. Hu et S. Ding, «Environmental biogeochemical behaviors of rare earth elements in soil-plant systems,» *Environmental Geochemistry and Health*, vol. 27, pp. 301-311, 2005.
- [5] L. SCHULLER, *Modélisation et commande avancées d'une génératrice synchrone à réluctance variable auto-excitée*, Villeurbanne: Laboratoire Ampère, UMR 5005, 2022.
- [6] Gouvernement Français, «sur les installations électriques ou dans leur voisinage (Articles R4544-1 à R4544-11),» *Code du travail*, 2010.
- [7] Renault, *Caractéristiques Techniques - Renault Zoé*, 2016.
- [8] Kia, *Fiche technique - Kia e-Niro*, 2020.
- [9] Toyota, *Prélancement Toyota bZ4X*, 2022.
- [10] EMERSON Industrial Automation, *LSRPM - PLSRPM - Moteurs synchrones à aimants permanents - 0,75 à 400 kW - Catalogue technique*, 2011.
- [11] F. Birnkammer, J. Chen, D. Bachinski Pinhal et D. Gerling, «Influence of the Modeling Depth and Voltage Level on the AC Losses in Parallel Conductors of a Permanent Magnet Synchronous Machine,» *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, pp. 1 - 5, 2018.
- [12] P. Zheng, J. Zhao, R. Liu, C. Tong et Q. Wu, «Magnetic Characteristics Investigation of an Axial-Axial Flux Compound-Structure PMSM Used for HEVs,» *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 46, pp. 2191-2194, 2010.
- [13] M. Wang, P. Zheng, C. Tong, Q. Zhao et G. Qiao, «Research on a Transverse-Flux Brushless Double-Rotor Machine for Hybrid Electric Vehicles,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 1032-1043, 2018.
- [14] K. Hoang, M. Gabsi, L. Vido et F. Gillon, «Comparison between a Double Excitation Synchronous Machine and a Permanent Magnet Synchronous Machine according to various constant power speed ranges,» *Twelfth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energie*, 2017.
- [15] T. S. B. o. Hungary, *Final Report - 2018-322-4 Accident - Pécs-Pognány SW 1.8km - 31 May 2018 - Magnus eFusion HA-XEF/MG11-004*, 2020.

- [16] Air Accidents Investigation Branch of Department for Transport of United Kingdom, «Piper PA-46-350P (Modified), G-HYZA,» *AAIB Bulletin - 8/2022*, pp. 30-78, 2022.
- [17] F. Meinguet, N. K. Nguyen, P. Sandulescu, X. Kestelyn et E. Semail, «Fault-Tolerant Operation of an Open-End Winding Five-Phase PMSM Drive with Inverter Faults,» *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1- 11, 2013.
- [18] N. K. Nguyen, F. Meinguet, E. Semail et X. Kestelyn, «Fault-Tolerant Operation of an Open-End Winding Five-Phase PMSM Drive with Short-Circuit Inverter Fault,» *IEEE - Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 595-605, 2016.
- [19] Wangguang, W. Zhonghua, W. Dongxue, L. Yueyang et L. Meng, «A Review on Fault-Tolerant Control of PMSM,» *IEEE Chinese Automation Congress*, pp. 3854-3859, 2017.
- [20] Z. Wenping, X. Dehong, E. Prasad N., L. Haijin, H. Joshua T. et K. Harish S., «Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 6319-6331, 2014.
- [21] G. Nikunj, G. Gopika T. et K. R. Sudharshan, «Modeling and Decoupled Control of Series Connected Split-Phase Synchronous Machines With Open-Circuit Fault,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, pp. 325-334, 2019.
- [22] A. Galassini, A. Costabeber et C. Gerada, «Speed Droop control of Integrated Modular Motor Drives,» *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3271-3276, 2015.
- [23] A. Galassini, A. Costabeber, C. Gerada et A. Tassarolo, «Distributed Speed Control for Multi-Three Phase Electrical Motors with Improved Power Sharing Capability,» *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2492-2479, 2017.
- [24] E. Clifton Stoner et E. P. Wohlfarth, «A Mechanism of Magnetic Hysteresis in Heterogeneous Alloys,» *Philosophical Transactions of the Royal Society - Mathematical, Physical & Engineering Sciences*, pp. 599-642, 1948.
- [25] F. Preisach, «Über die magnetische Nachwirkung,» *Physik*, pp. 277-302, 1935.
- [26] D. C. Jiles et D. L. Atherton, «Theory of the magnetisation process in ferromagnets and its application to the magnetomechanical effect,» *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 17, pp. 1265-1281, 1984.
- [27] S. Terry, «andre-marie-ampere-french-physicist,» [En ligne]. Available: <https://www.sciencephoto.com/media/223143/view/andre-marie-ampere-french-physicist>.
- [28] Wikipédia, «Gustav Kirchhoff,» Janvier 2023. [En ligne]. Available: [https://fr.wikipedia.org/wiki/Gustav\\_Kirchhoff](https://fr.wikipedia.org/wiki/Gustav_Kirchhoff).
- [29] L. Bell, *The Electric Motor and its Applications*, New York: The W. J. Johnston Company LTD, 1892.

- [30] M. Torregrossa, «Renault R240 – A la découverte du moteur électrique « made in Cléon »,» Automobile propre, juin 2015. [En ligne]. Available: <https://www.automobile-propre.com/renault-r240-decouverte-moteur-electrique-made-in-cleon/>.
- [31] trodo, «Rotor, alternateur AS-PL AR1002,» [En ligne]. Available: <https://www.trodo.fr/rotor-alternateur-as-pl-ar1002>.
- [32] B. Vaseghi, B. Nahid-Mobarekeh, N. Takorabet et F. Meibody-Tabar, «Experimentally Validated Dynamic Fault Model for PMSM with Stator Winding Inter-turn Fault,» IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1-5, 2008.
- [33] C. J. O'Rourke, M. M. Qasim, M. R. Overlin et J. L. J. Kirtley, «A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations - dq0, Clarke and Park,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, pp. 2070-2083, 2019.
- [34] G.-A. Capolino, «André Blondel (1863-1938) French scientist and engineer,» *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 10, pp. 12-15, 2004.
- [35] Wikipédia, «André Blondel,» Avril 2016. [En ligne]. Available: [https://fr.wikipedia.org/wiki/Andr%C3%A9\\_Blondel](https://fr.wikipedia.org/wiki/Andr%C3%A9_Blondel).
- [36] A. E. Blondel, «On the empirical theory of alternators,» *L'Industrie Electrique*, 1899.
- [37] R. H. Park, «Two-Reaction Theory of Synchronous Machines,» *Transaction of the American Institute of Electrical Engigneers*, vol. 48, pp. 716-729, 1929.
- [38] R. H. Park, «Two-reaction theory of synchronous machines,» *Transaction of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 52, pp. 352-354, 1933.
- [39] National Academy Of Engineering, Memorial Tributes, Volume 8, National Academies Press, 1996.
- [40] J. Figueroa, J. Cros et P. Viarouge, «Generalized Transformations for Polyphase Phase-Modulation Motor,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, pp. 332-341, 2006.
- [41] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat et S. Williamson, «Multiphase induction motor drives – a technology status review,» *IET Electronic Power Applications*, vol. 1, pp. 489 - 516, 2007.
- [42] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic et H. A. Toliyat, «A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 320-335, 2004.
- [43] E. Levi, «Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 433-448, 2015.

- [44] H. Cao, L. Niu, S. Xi et X. Chen, «Mechanical model development of rolling bearing-rotor systems: A review,» *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 102, pp. 37-58, 2018.
- [45] F. Ly, Z. Simeu-Abazi et J.-B. Leger, *Terminologie Maintenance : bilan*, 2015.
- [46] T. Fan, X. Fan, Y. Du, W. Sun, S. Zhang et J. Li, «Patterns and cellular mechanisms of arm regeneration in adult starfish *Asterias rollestoni* bell,» *Journal of Ocean University of China*, vol. 10, pp. 255-262, 2011.
- [47] T. P. Lozito et R. S. Tuan, «Lizard tail regeneration as an instructive model of enhanced healing capabilities in an adult amniote,» *Connective Tissue Research*, pp. 145-154, 2016.
- [48] nosanimos.com, «La queue du lézard repousse-t-elle vraiment ?,» [En ligne]. Available: <https://www.nosanimos.com/queue-lezard-repousse-t-vraiment>.
- [49] E. Joubert, «Top 3 des animaux qui peuvent perdre leur queue!,» FLAIRETCIE, 2023. [En ligne]. Available: <https://flairetcie.com/flair-animal/top-3-des-animaux-qui-peuvent-perdre-leur-queue/>.
- [50] B. Vaseghi, «Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires,» Université de Lorraine, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009, pp. 8-13.
- [51] J. Li, W. Shi et Q. Li, «Research on Interturn Short Circuit Fault Location of Rotor Winding in Synchronous Electric Machines,» *IEEE 20th International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2017.
- [52] J.-K. Park, I.-M. Seo et J. Hur, «Fault Type Detection using Frequency pattern of Stator Current in IPM-type BLDC Motor under Stator Inter-Turn, Dynamic Eccentricity, and Coupled Faults,» *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2516-2521, 2013.
- [53] J. Jiang et G. Niu, «Hybrid Maintenance Cost Optimization for EPC Brake System of PMSM Driven Rail Vehicle,» *IEEE Prognostics and System Health Management Conference*, pp. 1-5, 2016.
- [54] E. Semail, *Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés. Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace*, Lille: Université des sciences et technologies de Lille, 2000.
- [55] C. Kramp, «Elémens de géométrie,» Cologne, Th. F. Thiriart, 1806, p. 44.
- [56] P. Wei, L. Xiao, S. Yajian et W. Lei, «Study on dual redundant PMSM drive design and fault-tolerant control strategy,» *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*, pp. 324-336, 2019.
- [57] R. Menon, A. H. Kadman, N. Abdul Azeez et S. S. Williamson, «A Comprehensive Survey on Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems for Electric Transportation Applications,» *IECON 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016.

- [58] Y. Han, «Design, Modeling, and Control of Multilevel Converter Motor Drive with Modular Design and Split Winding Machine,» *IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, 2014.
- [59] Y. Zuo, X. Zhu, X. Si et C. H. T. Lee, «Fault-Tolerant Control for Multiple Open-leg Faults in Open-end Winding Permanent Magnet Synchronous Motor System Based on Winding Reconnection,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, pp. 6068-6078, 2020.
- [60] C.-C. Lin et Y.-Y. Tzou, «An Innovative Multiphase PWM Control Strategy for a PMSM with Segmented Stator Windings,» *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 270-275, 2015.
- [61] P. Massioni, *Decomposition Methods for Distributed and Identification*, 2012.
- [62] Q. Joël, *Organisation des systèmes Multi-Agents*, Montpellier: LIRMM.
- [63] P. Caillou, *Présentation des systèmes multi-agents*, 2014.
- [64] R. Courdier, *Systèmes Multi-Agents Partie 2 - Agents et Systèmes Multi-Agents*, Université de la Réunion.
- [65] C. Hanachi et C. Sibertin-Blanc, *Introduction aux Systèmes Multi-Agents*, Université Toulouse I & IRIT.
- [66] Y. Zhao, W. Qiao et L. Wu, «An Adaptive Quasi-Sliding-Mode Rotor Position Observer-Based Sensorless Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 5618-5629, 2013.
- [67] S. Bolognani, M. Zordan et M. Zigliotto, «Experimental Fault-Tolerant Control of a PMSM Drive,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, pp. 1134-1141, 2000.
- [68] O. Wallmark, L. Harnfors et C. Ola, «Control Algorithms for a Fault-Tolerant PMSM Drive,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 1973-1980, 2007.
- [69] M. P. Kazmierkowski et L. Malesani, «Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters - a survey,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, pp. 691-703, 1998.
- [70] Y.-C. Kwon, S. Kim et S.-K. Sul, «Six-Step Operation of PMSM With Instantaneous Current Control,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 2614-2625, 2014.
- [71] T. Turker, U. Buyukkeles et A. F. Bakan, «A Robust Predictive Current Controller for PMSM Drives,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 3906-3914, 2016.
- [72] M. A. Ayubirad, S. A. Siavoshani et M. J. Yazdanpanah, «A robust passivity based control strategy for quasi-resonant converters,» *IET - Power Electronics*, vol. 14, n° 17, pp. 1360 - 1370, 2021.

- [73] W. Xu, Y. Jiang et C. Mu, «Novel Composite Sliding Mode Control for PMSM Drive System Based on Disturbance Observer,» *IEEE - Transaction on Applied Superconductivity*, vol. 26, n° 17, pp. 1-5, 2016.
- [74] M. Soheil-Hamedani, M. Zandi, R. Gavagsaz-Ghoachani, B. Nahid-Mobarakeh et S. Pierfederici, «Flatness-based control method: A review of its applications to power systems,» *7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference*, pp. 547 - 552, 2016.
- [75] D. Faustner, W. Kemmetmuller et A. Kugi, «Flatness-Based Torque Control of Saturated Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines,» *IEEE - Transaction on Control Systems Technology*, vol. 24, n° 14, pp. 1201-1213, 2015.
- [76] A. Houari, H. Renaudineau, J.-P. Martin, S. Pierfederici et F. Meibody-Tabar, «Flatness-Based Control of Three-Phase Inverter With Output LC Filter,» *IEEE - Transaction on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2890-2897, 2012.
- [77] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin et P. Rouchon, «Défaut d'un système non linéaire et commande haute fréquence,» *Comptes rendus de l'Académie des sciences - Automatique théorique*, vol. 316, pp. 513-518, 1993.
- [78] M. Fliess, J. Lévine, M. Philippe et P. Rouchon, «Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples,» *International Journal of Control*, vol. 61, pp. 1327-1361, 1995.
- [79] E. R. Kolchin, *Differential Algebra and Algebraic Groups*, New York: Academic Press, 1973.
- [80] P. Thounthong, S. Sikkabut, N. Poonnoy, P. Mungporn, B. Yodwong, P. Kumam, N. Bizon, B. Nahid-Mobarakeh et S. Pierfederici, «Nonlinear Differential Flatness-based Speed/Torque Control with State-Observers of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives,» *IEEE - Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 2874-2884, 2018.
- [81] X. Zhang, *Multi-functional converter for three-phase motor drives : Modeling, analysis and fault-tolerant control*, Lyon, 2022.
- [82] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin et P. Rouchon, «Sur les systèmes non linéaires différentiellement plats,» *Comptes rendus de l'Académie des sciences - Automatique théorique*, vol. 315, pp. 619-624, 1992.
- [83] STMicroelectronics, STEVAL-IPM15B - Data brief, 2019.
- [84] STMicroelectronics, STGIB15CH60TS-L - SLLIMM - 2nd series IPM, 3-phase inverter, 20A, 600V, short-circuit rugged IGBT, 2021.
- [85] LEM, Current Transducer LA 55-P/SP1, 2014.
- [86] dSPACE, MicroLabBox, 2020.

- [87] Avago Technologies, HFBR-0500Z Series - Versatile Link - The Versatile Fiber Optic Connection, 2011.
- [88] A. M. Ashoush, S. M. Gadoue, A. S. Abdel-Khalik et M. Z. Mostafa, «Performance of an Eleven-phase Induction Machine under Fault Conditions,» *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pp. 479 - 484, 2013.
- [89] A. Ashoush, S. M. Gadoue, A. S. Abdel-Khalik et A. L. Mohamadein, «Current Optimization for an Eleven-phase Induction Machine under Fault Conditions Using Genetic Algorithm,» *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*, pp. 529 - 534, 2011.
- [90] S. Moinoddin, P. Rajeevan, H. Abu-Rub et A. Iqbal, «Space Vector Modeling of an Eleven-phase Voltage source inverter,» *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1691 - 1696, 2013.
- [91] A. Shea et T. M. Jahns, «Hardware Integration for Integrated Modular Motor Drive Including Distributed Control,» *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 4881 - 4887, 2014.
- [92] Z. Gao, D. Jiang, W. Kong, C. Chen, H. Fang, C. Wang, D. Li, Y. Zhang et R. Qu, «A GaN-Based Integrated Modular Motor Drive for Open-Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Application,» *1st Workshop on Bandgap Power Devies and Applications in Asia*, pp. 73 - 79, 2019.
- [93] Infineon Technologies AG, BSC021N08NS5 - MOSFET - OptiMOS 5 Power-Transistor, 80V, 2021.
- [94] Texas Instruments, UCC2721x 120-V Boot, 4-A Peak, High-Frequency High-Side and Low-Side Driver, 2014.
- [95] Vishay Dale, WSLP2726 - Power Metal Strip ® Resistors, Very High Power (to 12 W), Low Value (Down to 0.0002 Ω), Surface-Mount, 2023.
- [96] Texas Instruments, INA240-Q1 AEC-Q100, -4-V to 80-V, Bidirectional, Ultra-Precise Current Sense Amplifier With Enhanced PWM Rejection, 2016.
- [97] Microchip Technology Inc., MCP33131/21/11-XX - 1 Msps/500 kSPS 16/14/12-Bit Single-Ended Input SAR ADC, 2018.
- [98] Microchip Technology Inc., PIC32MK General Purpose And Motor Control (GPG/MCJ) With CAN FD Family, 2021.

A ma cafetière regrettée ...

## Annexes

### Annexe 1

Tableau des classes thermiques

Classe	Y	A	E	B	F	H	N	R	S	C
<b>Température maximum</b>	90°C	105°C	120°C	130°C	155°C	180°C	200°C	220°C	240°C	>180°C
<b>Température ambiante</b>	40°C									-
<b>Marge thermique</b>	5°C		10°C		15°C		20°C		-	

Matrice d'inductance de la machine à onze phases.

$\mu\text{H}$	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	B9	B10	B11	B12	B13	B14	B15	B16	B17	B18	B19	B20	B21	B22
B1	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23
B2	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63
B3	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62
B4	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,62
B5	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61
B6	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61
B7	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61
B8	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6
B9	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6
B10	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6
B11	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6
B12	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6
B13	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6
B14	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6
B15	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61
B16	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61
B17	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61
B18	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62
B19	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63	-1,62
B20	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23	-1,63
B21	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62	-18,23
B22	-18,23	-1,63	-1,62	-1,62	-1,61	-1,61	-1,61	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,6	-1,61	-1,61	-1,61	-1,62	-1,62	-1,63	-18,23	69,62



FOLIO ADMINISTRATIF

THESE SOUTENUE DEVANT L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE LYON

NOM : DASSONVILLE

DATE de SOUTENANCE : 23/11/2023

Prénoms : Louis, Marie, Octave, Ulysse

TITRE : Approche décentralisée de la machine synchrone à bobinage ouvert et de sa commande

NATURE : Doctorat

Numéro d'ordre : 2023ISAL0090

Ecole doctorale : ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE et AUTOMATIQUE (EEA)

Spécialité : Génie Electrique

RESUME :

Ces dernières décennies ont vu l'électrification de nombreuses applications, notamment dans le domaine du transport. Ces nouvelles applications de mobilité électrique demandent une grande fiabilité des groupes motopropulseurs (GMPs) électriques : elles ne tolèrent pas, en effet, la défaillance totale du GMP, en particulier dans le domaine aéronautique. La résilience et la densité de puissance sont les critères prépondérants de ces applications. Le travail présenté dans cette thèse propose une méthode d'analyse de la disponibilité des machines synchrones à aimants permanents (MSAPs). Il apparaît que les machines à bobinage ouvert sont fortement résilientes aux défauts. De plus, cette résilience augmente avec le nombre d'enroulements et le nombre de phases. Elle peut être étendue au niveau du GMP dans son ensemble en adoptant une structure décentralisée enroulement par enroulement pour l'électronique et la commande. Cette structure de GMP soulève de nouvelles problématiques, notamment en termes de commande qui doit assurer le suivi d'une référence de courant sinusoïdale dans chaque enroulement sans disposer de l'information provenant des autres enroulements. Une commande décentralisée, basée sur la propriété de la platitude différentielle, a été proposée. Son efficacité a été vérifiée d'abord en simulation, puis par des essais expérimentaux réalisés sur une MSAP triphasée à bobinage ouvert à douze enroulements physiques. Les résultats obtenus permettent de confirmer la résilience aux défauts de circuit ouvert de la structure de GMP proposée. Ce travail de recherche a été mené en synergie avec d'autres travaux sur les machines multiphases basse tension et sur l'intégration de l'électronique de puissance. Un co-développement entre ces trois domaines de recherche a permis la conception d'un GMP hendécaphasé à forte densité de puissance, résilient aux défauts. Cette nouvelle approche décentralisée de conception du groupe motopropulseur ouvre de nombreuses perspectives de recherche, que ce soit dans le domaine des machines électriques, de l'électronique ou de la commande.

MOTS-CLES : Résilience, Disponibilité, Commande décentralisée, Bobinage ouvert, Multiphase, Machine synchrone à aimants permanents.

Laboratoire (s) de recherche : Laboratoire Ampère – UMR CNRS 5005 – INSA Lyon

Directrice de thèse : Xuefang LIN-SHI

Président de jury :

Composition du jury :

Rapporteurs	Noureddine TAKORABET, Éric SEMAIL
Examineur	Seddik BACHA
Directrice de thèse	Xuefang LIN-SHI
Co-encadrant de thèse	Jean-Yves GAUTHIER
Invité	Ali MAKKI