



HAL
open science

Conception d'un entraînement électrique polyphasé tolérant aux défauts, compatible avec la production en grande série

Antonin Ribière

► **To cite this version:**

Antonin Ribière. Conception d'un entraînement électrique polyphasé tolérant aux défauts, compatible avec la production en grande série. Energie électrique. Hesam Université, 2023. Français. NNT : . tel-04456706

HAL Id: tel-04456706

<https://hal.science/tel-04456706v1>

Submitted on 14 Feb 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.

**ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES DES MÉTIERS DE
L'INGÉNIEUR**
[Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance
« L2EP » – Campus de Lille]

THÈSE

présentée par : **Antonin RIBIERE**
soutenue le : 12 Décembre 2023

pour obtenir le grade de : **Docteur d'HESAM Université**
préparée à : **École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers**
Spécialité : **Génie Electrique**

Conception d'un entraînement électrique polyphasé tolérant aux défauts, compatible avec la production en grande série

THÈSE dirigée par :

[M SEMAIL Eric]

et co-encadrée par :

[M NGUYEN Ngac Ky]

Jury

Mme. Carole HENAUX, Professeure des universités, IES, Université de Montpellier
M. Lahoucine ID-KHAJINE, Professeur des universités, SATIE, CY Cergy-Paris Université
M. Guillaume KREBS, Maître de conférences HDR, GeepS, Université Paris Saclay
M. Jörg KAMMERMANN, Dr.-Ing, Technische Universität München
M. Eric SEMAIL, Professeur des universités, L2EP, Arts et Métiers Sciences et Technologies/ENSAM
M. Ngac Ky NGUYEN, Maître de conférences, L2EP, Arts et Métiers Sciences et Technologies/ENSAM
M. Christophe ESPANET, Directeur scientifique (HDR), Moving Magnet Technologies

Présidente
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Invité

Remerciements

Ce manuscrit est le fruit de trois années de travail, durant lesquelles j'ai pu grandir tant du point de vue scientifique et technique, mais également d'un point de vue humain. J'ai eu la chance d'être entouré par des personnes bienveillantes, que je souhaiterais remercier.

Dans un premier temps, je tenais à remercier les membres du jury, qui ont tous pu faire le déplacement pour la soutenance : Carole Hénaux en tant que présidente du jury, Lahoucine Id-Khajine et Guillaume Krebs en leur qualité de rapporteurs et Jörg Kammermann. Merci pour les échanges intéressants que nous avons eu à la suite de mon exposé.

Un grand merci à Eric Semail et Ngac Ky Nguyen. Je pense très sincèrement avoir eu de la chance de vous avoir comme encadrants. Eric, je te remercie pour tous ces moments d'échanges que nous avons eus, quel que soient les sujets abordés. Tu m'as beaucoup apporté durant ces trois années et je t'en suis vraiment reconnaissant. Ngac Ky, merci pour ta profonde gentillesse et les nombreux conseils prodigués tout au long de la thèse. Vous êtes tous les deux de très belles personnes, aux qualités tant scientifiques qu'humaines. Cela a été un plaisir de collaborer avec vous et nos échanges me manqueront, même si j'espère bien garder le contact !

Merci aux différents membres du L2EP que j'ai pu croisées tout au long de ces années et dont j'ai apprécié les discussions lors des différents moments de vie du laboratoire. Je remercie en particulier les différentes personnes que j'ai rencontrée à l'ENSAM : François, Frédéric, Tan, Hailong, Fabien, Wenjing, Youxi.

Il me faut également remercier l'entreprise MMT et son équipe de direction, ainsi que le groupe Sonceboz, sans qui ce projet n'aurait pu avoir lieu. Merci pour la confiance accordée et cette belle opportunité qui m'a été offerte.

Je tenais à remercier également Guillaume Callerant et Christophe Espanet, qui ont promu dès la première heure ce sujet, qui a réussi à se lancer malgré un contexte difficile. Guillaume, tu m'as accompagné dans mes premières années en tant qu'ingénieur et m'a permis de m'épanouir dans les différents projets qui se sont déroulés avant la thèse. Christophe, je te remercie pour ta gentillesse et ton suivi tout au long de cette thèse. Tu as toujours été de bons conseils et tu as su me rassurer dans les moments de doute inhérents par lesquels passent un doctorant.

Un grand merci à mes collègues, anciens ou actuels, de MMT qui m'ont apporté conseils, joie et bonne humeur depuis mes débuts en 2017. Je prends le risque de faire certains jaloux en remerciant quelques personnes en particulier. Geoffroy, qui m'a permis d'effectuer cette thèse en toute sérénité. Stéphane, sans qui mon prototype aurait eu du mal à voir le jour et qui m'a été d'une aide précieuse dans la compréhension des machines électriques, et cela même avant la thèse. Matthieu, qui n'y est pas pour rien dans ce que je fais aujourd'hui. André, qui m'a beaucoup apporté par son expérience et sa bonne humeur. Maxime, avec qui j'ai toujours un réel plaisir à échanger, au niveau technique, mais pas que. Maxime, qui m'a épaulé moralement et m'a permis de décompresser autour d'un verre ou d'un bon film quand il était temps. Thomas, qui a également su me faire décompresser autour de longues discussions. Merci à tous.

Je remercie également mes amis de longues dates, qui ont contribué à façonner la personne que je suis aujourd'hui et qui se reconnaîtront sans mal. Merci pour votre affection. Cela fait tellement chaud au cœur de savoir que l'on peut compter sur des personnes telles que vous.

Last but not least, merci à ma mère et à mon frère pour votre amour et votre soutien depuis plus de 29ans. Merci à mon père.

Pour entendre, il faut être silencieux.

Ursula K. Le Guin

Table des matières

Avant-propos	1
Chapitre 1 : Evolution des entraînements électriques pour les applications sécuritaires automobiles.....	3
1.1 Contexte automobile : vers le véhicule autonome.....	3
1.1.1 Electrification des véhicules	3
1.1.2 Développements autour du véhicule autonome	5
1.2 Un besoin de plus de fiabilité tout en garantissant un faible coût	7
1.3 Travaux universitaires et exemples de réalisations industrielles	9
1.3.1 Travaux académiques.....	9
1.3.2 Travaux industriels.....	10
1.4 Synthèse et objectifs de la thèse	12
Chapitre 2 : Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés	14
2.1 Outils d'évaluation de la fiabilité d'un système.....	14
2.1.1 Définitions autour de fiabilité	14
2.1.2 Des outils pour quantifier la fiabilité.....	16
2.1.3 Exemple de calcul de taux de défaillance	22
2.2 Sécurité fonctionnelle dans l'automobile : aperçu de la norme ISO26262 25	
2.2.1 Présentation générale de la norme	25
2.2.2 Les différents niveaux d'ASIL et leur signification	26
2.2.3 Liens avec les travaux de thèse.....	27
2.3 Les différents types de défaut d'un entraînement électrique	28
2.3.1 Définition d'un entraînement électrique.....	28
2.3.2 Défauts Logiciels	28
2.3.3 Défauts d'Electronique de Puissance.....	28
2.3.4 Défauts Moteur	30
2.4 Moyens pour améliorer la fiabilité	31

2.4.1	Fiabilité structurelle et notion de redondance	31
2.4.2	Entraînements polyphasés : une solution pour augmenter la fiabilité à moindre coût ?	34
2.4.3	Etude de fiabilité d'entraînements triphasé, double-triphasé « classique » et pentaphasé	35
2.5	Synthèse	42
Chapitre 3 :	Entraînements polyphasés tolérants aux défauts	44
3.1	Notions générales et contrôle commande d'un entraînement polyphasé 44	
3.1.1	Notions théoriques sur les machines polyphasées à aimants	44
3.1.2	Contrôle d'un entraînement électrique polyphasé	58
3.1.3	Résumé des spécificités des entraînements polyphasés	71
3.2	Conception multi contraintes d'un entraînement polyphasé (ensemble machine-onduleur-commande)	72
3.2.1	Cahier des charges et contraintes industrielles	72
3.2.2	Démarche de prédimensionnement	75
3.2.3	Analyse des résultats de l'approche de comparaison	85
3.2.4	Résumé de l'approche de conception multi contraintes	89
3.3	Comportements de l'entraînement lors d'un défaut	89
3.3.1	Conséquences de l'apparition d'un défaut	90
3.3.2	Comparaison des entraînements retenus lors d'un défaut (sans reconfiguration)	91
3.3.3	Choix de la solution à prototyper	104
3.4	Présentation du prototype machine	105
3.4.1	Fabrication du prototype et industrialisation	105
3.4.2	Caractérisation de la machine	107
3.5	Synthèse	114
Chapitre 4 :	Contrôle tolérant aux défauts	117
4.1	Impacts des défauts et nécessité de reconfigurer le contrôle	117
4.1.1	Impacts d'un déséquilibre sur l'entraînement	117

4.1.2	Impacts d'un défaut phase ouverte (OPF) et nécessité d'adaptation du contrôle	124
4.2	Deux approches différentes de contrôle	126
4.2.1	Matrices de Clarke et Park d'ordre réduit	126
4.2.2	Adaptation des références des régulateurs de courant	129
4.3	Choix des références de courant après défaut	130
4.3.1	Solution analytique pour conserver un champ tournant circulaire	130
4.3.2	Approche vectorielle : MTPA en défaut	139
4.3.3	Prise en compte des limitations en tension et en courant	146
4.3.4	Mise en pratique et limitations possibles	148
4.4	Compensations auto-adaptatives, intérêt des réseaux ADALINE	149
4.4.1	Régulation des harmoniques par PI résonants	149
4.4.2	Utilisation de réseaux ADALINE	150
4.5	Validation expérimentale des contrôles après défauts	153
4.5.1	Validation sur le prototype du projet CE2I	154
4.5.2	Prototype réalisé	163
4.6	Synthèse du chapitre	172
	Conclusion Générale & Perspectives	174
	Références bibliographiques	177
	Annexe A Calcul des trois métriques <i>hardware</i> de l'ISO26262	198
	Annexe B Exemple de l'influence de la température sur le taux de défaillance	200
Annexe C	Projection des harmoniques pairs dans le cas d'une machine 6-ph asymétrique	204
Annexe D	Détermination des matrices des inductances par éléments finis	206
Annexe E	Matrice d'ordre réduit	211
	Contribution Scientifique	216
	Abstract	217
	Résumé	218

Liste des figures

Figure 1.1 : Évolution des limites d'émissions de NO _x imposées par la réglementation européenne pour les véhicules utilitaires légers (VUL) à essence et diesel [1].....	3
Figure 1.2 : Emissions de NO _x (<i>Nitrogen Oxydes</i>) et VPC (<i>Volatile Particule Compound</i>) des véhicules autoroutiers de 1990 à 2019 aux Etats-Unis et en Europe [2]	4
Figure 1.3 : a,b, Régions du monde dans lesquelles les Véhicules Electriques (VE) (a) et les Pompes à Chaleur (HP <i>Heat Pump</i>) (b) ont des projections d'émissions de GES sur l'ensemble de leur cycle de vie inférieures à celles des nouvelles voitures à essence/chaudières fossiles dans presque tous les cas (vert) ou en moyenne (jaune), ou sont plus intensives en émissions de GES en moyenne (rouge). c,d, Projections pour 2030 et 2050 pour les VE (c) et les HP (d) selon la trajectoire technologique actuelle (<i>Current trajectory</i>), le scénario de politique 2 °C (<i>2 °C scenario</i>) et le scénario d'utilisation finale sans politique énergétique (<i>End-use only</i>) [3]	5
Figure 1.4 : Niveaux d'autonomie relatifs aux fonctions ADAS proposés par la SAE, traduit du document J3016	6
Figure 1.5 : Illustration schématique des systèmes de direction EPS et SBW... 8	
Figure 1.6 : Figures tirés d'une solution SBW brevetée par Mitsubishi [US10913488B2].....	11
Figure 1.7 : Entraînements polyphasés TM4 SUMO ^{MC} MD (gauche) et TM4 SUMO ^{MC} HD (droite).....	12
Figure 1.8 : Brochure commerciale issue du site d'Optiphase Systems sur les avantages d'une solution pentaphasée	12
Figure 2.1 : Evolution de la demande en disponibilité en fonction du niveau d'autonomie du dispositif ADAS (Système d'aide à la conduite)	15
Figure 2.2 : Evolution « en baignoire » du taux de défaillance au cours du temps [119].....	15
Figure 2.3 : Les différents temps caractéristiques	16
Figure 2.4 : Illustration du système pris pour l'AMDE, étage de filtrage d'un système de traction électrique	17
Figure 2.5 : Exemple d'un arbre de défaillance appliqué à l'étage de filtrage du bus continu d'une traction électrique	18
Figure 2.6 : Processus de Markov à trois états.....	19
Figure 2.7 : Schéma simplifié d'un bras d'onduleur et de sa commande rapprochée	23
Figure 2.8 : Aperçu de la norme ISO26262	26

Figure 2.9 : Schéma fonctionnel d'une électronique de puissance et localisation des défauts associés.....	29
Figure 2.10 : Localisation des défauts sur un moteur électrique.....	31
Figure 2.11 : Reconfiguration dynamique de contrôle	33
Figure 2.12 : Illustration d'un actionneur double-triphasé intégré	34
Figure 2.13 : Présentation des entraînements 2x3ph et 5ph	36
Figure 2.14 : Processus de Markov des systèmes étudiés.....	38
Figure 2.15 : Fiabilité des entraînements étudiés dans les différents cas : standard, cas « L » majoration de λ_{leg} , cas « W » majoration de λ_{wndg} et cas « S » prise en compte de sur-contraintes	40
Figure 2.16 : MTTF (temps moyen avant panne) dans les différents cas considérés.....	40
Figure 3.1 : Illustration du concept de machines fictives.....	48
Figure 3.2 : Exemple des fcems normalisées d'une machine 5-ph.....	50
Figure 3.3 : Exemple des fcems normalisées d'une machine 5-ph projetées dans les deux machines fictives diphasées (M1 et M2) et homopolaire (Mz1)	51
Figure 3.4 : Trajectoire des fcems dans les plans $\alpha_1 - \beta_1$ et $\alpha_2 - \beta_2$	51
Figure 3.5 : FFT des composantes du vecteur $\epsilon_{\alpha\beta}$	52
Figure 3.6 : fcems 5-ph non-sinusoidales dans les repères $d_1 - q_1$ et $d_3 - q_3$	54
Figure 3.7 : Différentes configurations possibles de machines multi-polyphasées [57].....	56
Figure 3.8 : Visualisation des diagrammes de phase pour des machines multi-triphasées et multi-pentaphasées symétriques et asymétriques, avec $k = 2, 3$ et 4	56
Figure 3.9 : Illustration d'une machine polyphasée 3x3-ph sectorielle (a) et segmentée (b et c) [95]	58
Figure 3.10 : Représentation Energétique Macroscopique d'un entraînement électrique polyphasé n-ph.....	59
Figure 3.11 : Structure de commande d'un entraînement n-ph en utilisant la REM	60
Figure 3.12 : REM d'un entraînement triphasé (sans composante homopolaire)	62
Figure 3.13 : Projection du vecteur tension dans le plan $\alpha_1 - \beta_1$ dans le cas triphasé	63
Figure 3.14 : Projection du vecteur tension dans le plan principal $\alpha_1 - \beta_1$ et secondaire $\alpha_2 - \beta_2$ dans le cas pentaphasé.....	64

Figure 3.15 : Courant d'axe q dans la machine fictive M1 (haut) et erreur relative (bas) à $f_e = 26.7Hz$, pour deux générations de références différentes (gauche : constantes vs droite : alternatives)	66
Figure 3.16 : Courant d'axe q dans la machine fictive M1 (haut) et erreur relative (bas) à $f_e = 133Hz$, pour deux générations de références différentes (gauche : constantes vs droite : alternatives)	66
Figure 3.17 : Courant d'axe q dans la machine fictive M3 (haut) et erreur relative (bas) à $f_e = 26.7Hz$, pour deux générations de références différentes (gauche : constantes vs droite : alternatives)	67
Figure 3.18 : Courant d'axe q dans la machine fictive M3 (haut) et erreur relative (bas) à $f_e = 26.7Hz$, pour deux générations de références différentes (gauche : constantes vs droite : alternatives)	67
Figure 3.19 : Visualisation du couple pour deux techniques de génération de courant différentes, à deux fréquences différentes	68
Figure 3.20 : Schéma de contrôle d'un entraînement 2x5-ph – approche MS .	70
Figure 3.21 : Schéma de contrôle d'un entraînement 2x5-ph – approche VSD	70
Figure 3.22 : Illustration d'un bobinage distribué (gauche) et concentrique dentaire (droite).....	74
Figure 3.23 : Topologie de machine retenue pour le prédimensionnement	74
Figure 3.24 : Topologie d'onduleur retenue pour le prédimensionnement ; onduleur à demi-ponts ou ponts en H.....	75
Figure 3.25 : Démarche générique de comparaison de différents entraînements polyphasés	76
Figure 3.26 : Exemple de paramètres variables lors de simulations (chaque couleur représente une topologie machine différente)	77
Figure 3.27 : Evaluation des différentes topologies machines	77
Figure 3.28 : Logigramme des interfaces entre les différents logiciels.....	78
Figure 3.29 : Exemple de modélisation sous Simulink (machine 5ph + onduleur pont en H)	79
Figure 3.30 : Nombre de transistors en parallèle nécessaire en fonction de l'entraînement considérés pour trois références de transistors MOSFET considérés .	82
Figure 3.31 : Pertes totales du convertisseur (gauche) et surface des transistors (droite) en fonction de l'entraînement considérés pour trois transistors différents – normalisation par la valeur médiane.....	83
Figure 3.32 : Visualisation graphique des résultats d'évaluation d'entraînement sur différents critères.....	85
Figure 3.33 : Défauts possibles sur un entraînement polyphasé pouvant se ramener à un circuit ouvert (OC = <i>Open Circuit</i> , SC = <i>Short Circuit</i>) [222].....	90

Figure 3.34 : Courants dans la base naturelle après apparition d'un défaut 1OPF (une phase ouverte) pour les trois entraînements sélectionnés (haut : 5-ph, milieu : 6-ph, bas : 7-ph)	93
Figure 3.35 : Courants dans la base $\alpha - \beta$ après un défaut 1OPF (haut : 5-ph, milieu : 6-ph, bas : 7ph).....	95
Figure 3.36 : FFT des courants dans la base $\alpha - \beta$ après un défaut 1OPF (haut : 5-ph, milieu : 6-ph, bas : 7ph).....	95
Figure 3.37 : Courants dans les machines fictives après apparition d'un défaut 1OPF (traitillé gris) pour l'entraînement 5-ph (haut : M1, milieu : M2, bas : Mz1).....	97
Figure 3.38 : FFT des courants (haut) et couple (bas) dans chaque machine fictive, pour l'entraînement 5-ph, après défaut 1OPF et sans reconfiguration	97
Figure 3.39 : Courants dans les machines fictives après apparition d'un défaut 1OPF (traitillé gris) pour l'entraînement 6-ph (haut : M1, milieu : M2, bas : Mz1 et Mz2)	98
Figure 3.40 : FFT des courants (haut) et couple (bas) dans chaque machine fictive, pour l'entraînement 6-ph, après défaut 1OPF et sans reconfiguration	98
Figure 3.41 : Courants dans les machines fictives après apparition d'un défaut 1OPF (traitillé gris) pour l'entraînement 7-ph (haut : M1, milieu : M2, bas : M3)	99
Figure 3.42 : FFT des courants (haut) et couple (bas) dans chaque machine fictive, pour l'entraînement 7-ph, après défaut 1OPF et sans reconfiguration	99
Figure 3.43 : Couple total après apparition d'un défaut 1OPF (une phase ouverte) pour les trois entraînements sélectionnés (haut : 5-ph, milieu : 6-ph, bas : 7-ph)	100
Figure 3.44 : Composition du stator en deux éléments principaux, une couronne extérieure (gauche) et une étoile intérieure (droite)	105
Figure 3.45 : Composition de l'étoile intérieur à partir de deux élémentaires..	105
Figure 3.46 : Composition d'une bobine (haut) à partir de spires élémentaires (bas).....	106
Figure 3.47 : Photo du rotor	106
Figure 3.48 : Vue 2D du prototype de la machine réalisé (gauche : initiale, droite : avec prise en compte des contraintes d'assemblage)	107
Figure 3.49 : Mesure de la f_{cem} et comparaison avec la simulation	108
Figure 3.50 : Couple de détente mesuré et simulé (avec entrefers constants)	109
Figure 3.51 : Couple de détente mesuré et simulé (avec entrefers non constants)	109
Figure 3.52 : Matrice inductance dans la base naturelle sur une période électrique, configuration 10-ph (ordre des phases : A ₁ -D ₂ -B ₁ -E ₂ -C ₁ -A ₂ -D ₁ -B ₂ -E ₁ -C ₂) .	112

Figure 3.53 : Matrice inductance dans la base de découplage $d - q$ sur une période électrique, configuration 10ph obtenue à partir des matrices Clarke et Park généralisées 10x10	113
Figure 4.1 : Illustration de courants déséquilibrés dans la base naturelle abc	118
Figure 4.2 : Trajectoires du vecteur courant $i\alpha\beta$ lorsque les courants sont déséquilibrés.....	118
Figure 4.3 : FFT des courants dans la base $\alpha - \beta$ lorsque les courants sont déséquilibrés.....	119
Figure 4.4 : Banc de test.....	119
Figure 4.5 : Résultats du contrôle en boucle ouverte pour la configuration 10-ph, à $V_{abcref}= 1.27V$ et $f_e = 100Hz$ (haut : étoile 1 / bas : étoile 2).....	120
Figure 4.6 : Trajectoires des courants en boucle ouverte dans les différentes machines fictives.....	121
Figure 4.7 : Résultats du contrôle en boucle ouverte pour la configuration 5-ph série, à $V_{abcref}= 3.6V$ et $f_e = 250Hz$ (gauche : courants dans la base naturelle / droite : trajectoire de courant dans les machines fictives).....	121
Figure 4.8 : Résultats du contrôle en boucle ouverte pour la configuration 5-ph parallèle, à $V_{abcref}= 2.4V$ et $f_e = 250Hz$ (gauche : courants dans la base naturelle / droite : trajectoire de courant dans les machines fictives).....	122
Figure 4.9 : Résultats en boucle fermée ($\Omega_{ref}=2000rpm$, $T_{load}=2Nm$, $f_e=133Hz$) pour une configuration 10-ph VSD (gauche : courants dans la base naturelle / droite : trajectoires de courant du vecteur $i\alpha\beta$).....	123
Figure 4.10 : Résultats en boucle fermée ($\Omega_{ref}=2000rpm$, $T_{load}=2Nm$), rapport cycliques (haut : étoile 1 / bas : étoile 2).....	123
Figure 4.11 : Illustration du couple théorique après la perte d'une phase sans reconfiguration du contrôle.....	124
Figure 4.12 : Trajectoire du vecteur f_{cem} en défaut $XF\alpha\beta$ (phase A à zéro) .	125
Figure 4.13 : FFT des différentes composantes du vecteur $XF\alpha\beta$	125
Figure 4.14 : Illustration des deux options possibles pour adapter le contrôle après défaut.....	126
Figure 4.15 : Références des courants dans la base naturelle pour i_{q1ref} constant après un défaut 1OPF + changement de matrice (traits pleins) et sain (pointillés).....	128
Figure 4.16 : Couple obtenu avec i_{q1ref} constant après défaut 1OPF et changement de matrice (traits pleins) et sain (pointillés) et FFT des signaux associés.....	128
Figure 4.17 : Illustration des méthodes Lipo $F1$ et $F2$, tirées de [60]	131

Figure 4.18 : Trajectoire des courants de référence avec méthode Lipo dans la base $\alpha - \beta$, sans contrainte des amplitudes $F1$ (gauche) et avec mêmes amplitudes $F2$ (droite).....	132
Figure 4.19 : Composante homopolaire du courant avec la méthode dite Lipo sans contrainte sur l'amplitude des courants $F1$ (haut) et avec même amplitude $F2$ (bas)	132
Figure 4.20 : Références des courants dans la base naturelle après défaut avec la méthode Lipo $F1$, en n'imposant aucune contrainte sur l'amplitude des courants (traits pleins) et en mode sain (pointillés)	133
Figure 4.21 : Références des courants dans la base naturelle après défaut avec la méthode Lipo $F2$, en imposant la même amplitude des courants (traits pleins) et en mode sain (pointillés)	133
Figure 4.22 : Couple obtenu après défaut 1OPF avec la méthode Lipo (traits pleins) et couple en mode sain (pointillés) et FFT des signaux associés	134
Figure 4.23 : Références de courant avec la méthode Lipo dans la base $d - q$ (haut : machine fictive M1 / bas : machine fictive M2).....	135
Figure 4.24 : Couple généré par chaque machine fictive avec la méthode Lipo (haut : machine fictive M1 / bas : machine fictive M2).....	135
Figure 4.25 : Courants de référence dans la base $d - q$, dans chaque machine fictive, avec la stratégie Lipo et l'approche VSD (trait plein) et courant de références en mode sain (pointillés)	137
Figure 4.26 : Comparaison références de courant générées avec la stratégie Lipo, pour l'approche VSD (10ph) et MS (2x5ph) ; pour chacune des étoiles (haut : étoile 1 en défaut ; bas : étoile 2 saine).....	138
Figure 4.27 : Couple théorique obtenu avec la stratégie Lipo, pour l'approche VSD (10ph) et MS (2x5ph)	138
Figure 4.28 : Références de courant obtenues par méthode MTPA après défaut 1OPF (traits pleins) et en mode sain (traitillés)	141
Figure 4.29 : Références de courant obtenues par méthode MTPA dans la base $d - q$ après défaut 1OPF (traits pleins) et en mode sain (traitillés),	141
Figure 4.30 : Couple obtenu par la méthode MTPA après défaut 1OPF et en mode sain, cas 5-ph	142
Figure 4.31 : Couple obtenu par la méthode MTPA dans les différentes machines fictives, après un défaut 1OPF (trait plein) et en mode sain (traitillé)	142
Figure 4.32 : Références de courant obtenues après défaut 1OPF avec la méthode MTPA dans les différentes machines fictives, avec l'approche VSD (10-ph, traits pleins) et approche MS (2x5-ph, traitillés).....	144
Figure 4.33 : Courants de référence dans la base $d - q$, dans chaque machine fictive, avec la stratégie MTPA et l'approche VSD pour un défaut 1OPF (trait plein) et en mode sain (traitillés)	145

Figure 4.34 : Couple obtenu par la méthode MTPA après défaut 1OPF ; avec l'approche VSD (10-ph) et MS (2x5-ph).....	145
Figure 4.35 : Utilisation de régulateurs PIR en parallèle des régulateurs PI traditionnels.....	150
Figure 4.36 : Illustration d'un réseau de neurones simple couche ADALINE .	151
Figure 4.37 : Schéma de contrôle en courant pour une machine fictive Mx en utilisant la compensation d'harmoniques par réseau ADALINE	152
Figure 4.38 : Création d'un couple de référence compensatoire via réseau ADALINE.....	153
Figure 4.39 : Vue en coupe du prototype CE2I.....	154
Figure 4.40 : Banc de tests associé au prototype CE2I	155
Figure 4.41 : Résultats approche MS, sans reconfiguration (gauche : courants dans la base naturelle ; droite : couple estimé).....	156
Figure 4.42 : Courants dans la base $d - q$, dans chacune des étoiles (gauche : courants dans M1 ; droite : courant dans M2).....	157
Figure 4.43 : FFT des courants dans la base $d - q$ (haut : étoile 1 en défaut ; bas : étoile 2 saine)	157
Figure 4.44 : Comparaison des couples avec l'approche MS en fonction des différentes techniques de reconfiguration	158
Figure 4.45 : Comparaison des courants dans le plan $d1 - q1$ de l'étoile en défaut avec la méthode MTPA (gauche) et la méthode Lipo (droite)	158
Figure 4.46 : Comparaison des courants dans le plan $d2 - q2$ de l'étoile en défaut avec la méthode MTPA (gauche) et la méthode Lipo (droite)	158
Figure 4.47 : Utilisation de réseau ADALINE dans la machine fictive M1 de l'étoile 1, avec la méthode MTPA (haut : variation des poids ; milieu : erreurs en courant ; bas : couple)	159
Figure 4.48 : Stabilité du réseau ADALINE au regard des sauts en vitesse (haut : vitesse mécanique ; milieu : poids ; bas : couple)	160
Figure 4.49 : Comparaison des courants obtenus sans et avec ajout d'un réseau ADALINE, avec la méthode MTPA (haut : sans ADALINE ; bas : avec)	160
Figure 4.50 : Couple obtenu sans reconfiguration, avec stratégie MTPA et avec ou sans ADALINE, pour les deux approches MS et VSD ($f_e = 33\text{Hz}$)	161
Figure 4.51 : Contenu harmonique des courants dans la base $d - q$, en mode « sain » ($f_e=133\text{Hz}$), données expérimentales.....	164
Figure 4.52 : Suppression de l'harmonique de rang 2 dans la machine fictive M1 via des réseaux ADALINE ($f_e=133\text{Hz}$), données expérimentales	165

Figure 4.53 : Comparaison de la trajectoire de courant dans M1 avant et après suppression de l'harmonique de rang 2 ($f_e=133\text{Hz}$), données expérimentales	165
Figure 4.54 : Comparaison du couple total estimé avant et après suppression de l'harmonique de rang 2 ($f_e=133\text{Hz}$), données expérimentales	166
Figure 4.55 : Comparaison du contenu harmonique dans la base $d - q$ des courants dans M1 et M3 pour le cas sain (haut) et après un défaut 1OPF sans reconfiguration (bas) ($f_e=133\text{Hz}$), données expérimentales	167
Figure 4.56 : Comparaison du couple total estimé dans le cas sain et après l'apparition du défaut 1OPF sans reconfiguration ($f_e=133\text{Hz}$), données expérimentales	167
Figure 4.57 : Comparaison du couple total estimé sans reconfiguration et avec stratégie de reconfiguration MTPA et Lipo ($f_e=133\text{Hz}$), données expérimentales	168
Figure 4.58 : Comparaison du couple total estimé sans reconfiguration et avec stratégie de reconfiguration MTPA et Lipo, avec implémentation de réseaux ADALINE ($f_e=133\text{Hz}$), données expérimentales	168
Figure 4.59 : Courants de phase après l'apparition d'un défaut 2OPF-NA, sans reconfiguration ($f_e=133\text{Hz}$), données expérimentales	169
Figure 4.60 : Courants de phase après l'apparition d'un défaut 2OPF-A, sans reconfiguration ($f_e=133\text{Hz}$)	170

Liste des tableaux

Tableau 2.1 : Exemple d'AMDE, application à un étage de filtrage du bus continu d'une traction électrique	17
Tableau 2.2 : Exemple du profil de vie d'un calculateur de navigation embarqué sur un hélicoptère, fourni par le guide FIDES [p.65]	21
Tableau 2.3 : Exemple de paramètres pris en compte dans le calcul de $\lambda_{Physique}$, issu du guide FIDES [p.232]	22
Tableau 2.4 : Profil et cycle de vie	23
Tableau 2.5 : Modes de défaillance et leur distribution pour un transistor et un gate driver	24
Tableau 2.6 : Exigence des métriques en fonction de l'ASIL	27
Tableau 2.7 : Taux de défaillance initiaux utilisés pour les calculs de fiabilité	37
Tableau 2.8 : Résultats de l'étude de fiabilité dans les différents cas	41
Tableau 3.1 : Répartition des harmoniques selon les machines fictives et rangs des pulsations de couple	48
Tableau 3.2 : Répartition des harmoniques de la f_{cems} prise pour la simulation	65
Tableau 3.3 : Principales différences entre les différents contrôles DTC, FOC et MTPA	69
Tableau 3.4 : Résumé des différences de contrôle d'un entraînement triphasé et polyphasé	72
Tableau 3.5 : Cahier des charges de la machine dédiée au système d'EHPS.	73
Tableau 3.6 : Résultats de l'étude de comparaison de différents entraînements polyphasés – grandeur normalisée sur la moyenne de tous les entraînements	86
Tableau 3.7 : Résultats de l'étude de comparaison de différents entraînements polyphasés sans prendre en considération les contraintes de coût (quatre dernière colonne) – grandeur normalisée sur la moyenne de tous les entraînements	88
Tableau 3.8 : Caractéristique des entraînements retenus	92
Tableau 3.9 : Résultats de simulation après l'apparition de différents défauts pour l'entraînement 5-ph n°83	102
Tableau 3.10 : Résultats de simulation après l'apparition de différents défauts pour l'entraînement 6-ph n°128	103
Tableau 3.11 : Résultats de simulation après l'apparition de différents défauts pour l'entraînement 7-ph n°74	103
Tableau 3.12 : Résumé des constantes de temps obtenues pour la machine seule et l'entraînement complet	114

Tableau 4.1 : Résumé des performances obtenues avec la méthode Lipo après un défaut 1OPF, dans un cas 5-ph et 10-ph	139
Tableau 4.2 : Résumé des performances obtenues avec la méthode MTPA après un défaut 1OPF, dans un cas 5-ph et 10-ph	146
Tableau 4.3 : Paramètres principaux de la machine CE2I	155
Tableau 4.4 : Résultats expérimentaux des différentes stratégies de reconfiguration pour le prototype CE2I ($f_e = 33\text{Hz}$)	162
Tableau 4.5 : Comparaison des résultats obtenus après plusieurs types de défaut OPF, sans reconfiguration ($f_e=133\text{Hz}$)	170
Tableau 4.6 : Synthèse des résultats obtenus avec le prototype, pour $f_e = 133\text{Hz}$	171
Tableau 4.7 : Synthèse des résultats obtenus avec le prototype, pour $f_e = 33\text{Hz}$	172

Liste des abréviations

Abbréviation	Définition
ADALINE	ADApTive LInear Neuron (réseau de neurones linéaires simple couche)
ADAS	<i>Advanced Driver-Assistance Systems</i> (Systèmes d'aide à la conduite)
AMDE(C)	Analyse des Modes de Défaillance et de leurs Effets (et de leurs Criticités)
ASIL	<i>Automotive Safety Integrity Level</i> (Niveau d'intégrité de la sécurité automobile)
BOM	<i>Bill Of Material</i> (Liste des composants)
ECU	<i>Electronic Control Unit</i>
EHPS	<i>Electro-Hydraulic Power Steering</i> (Direction électro-hydraulique)
EPS	<i>Electric Power Steering</i> (Direction électrique)
FCEM (ou fcem)	Force Contre Electro-Motrice
FIT	<i>Failure In Time</i> (1FIT = un défaut par 10^9 heures)
FMEA	<i>Failure Mode Effects Analysis</i> (AMDE)
L2EP	Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille
LFM	<i>Latent Fault Metric</i> (Métrique associée aux fautes latentes)
MBD	<i>Model Based Design</i> (Conception à base de modèles)
MDT	<i>Mean Down Time</i> (Temps d'indisponibilité)

Abbréviation	Définition
MLI	Modulation Largeur d'Impulsion
MMT	Moving Magnet Technologies
MS	<i>Modular Stator</i> (Approche de contrôle d'une machine « k*m-ph » dans lequel les k enroulements m-ph sont pilotés indépendamment, en utilisant k matrice de Clarke généralisée de taille m x m ; s'oppose à l'approche VSD)
MTBF	<i>Mean Time Between Failure</i> (Temps moyen entre deux pannes)
MTPA	<i>Maximum Torque Per Ampere</i> (Maximum de couple par ampère ; stratégie de génération des références de courant)
MTTF	<i>Mean Time To Failure</i> (Temps moyen avant apparition d'une panne)
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (Circuit imprimé, carte électronique)
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicles</i> (Véhicule électrique hybride rechargeable)
PMHF	<i>Probabilistic Metric for Hardware Failure</i> (Métrique de probabilité de fautes hardware)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (MLI)
SBW	<i>Steer By Wire</i> (Direction « par fil », sans colonne de direction)
SPFM	<i>Single Point Fault Metric</i> (Métrique associée aux fautes simples)
VSD	<i>Vector Space Decoupling</i> (Approche de contrôle d'une machine n-ph utilisant la matrice de Clarke généralisée de taille n x n ; s'oppose à l'approche MS dans le cas des machines « k*m-ph »)

Liste des symboles

x	Grandeur scalaire
\underline{x}	Grandeur vectorielle $\underline{x} = [x_1, \dots, x_n]$
$[x]$	Grandeur matricielle $[x] = \begin{pmatrix} x_{11} & \cdots & x_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{1n} & \cdots & x_{nn} \end{pmatrix}$
λ_x	Taux de défaillance d'un composant ou système x
μ_x	Taux de réparation d'un composant ou système x
T_e, f_e	Période et fréquence électrique
T_{PWM}, f_{PWM}	Période et fréquence de découpage PWM/MLI
P_{em}	Puissance électromagnétique
T_{em}	Couple électromagnétique
Ω	Vitesse mécanique du rotor
ω	Pulsation électrique $\omega = 2\pi f_e$
θ	Position électrique du rotor $\theta = \frac{d\omega}{dt}$
n_{pp}	Nombre de paires de pôles
$\varphi_x, \underline{\varphi}$	Flux capté par la phase x , vecteur des flux (rotor ou stator)
v_x, \underline{v}	Tension de la phase x , vecteur des tensions
i_x, \underline{i}	Courant dans la phase x , vecteur des courants

e_x, \underline{e}	FCEM à vide de la phase x , vecteur des fcems à vide
$\epsilon_x, \underline{\epsilon}$	FCEM normalisée ($\Omega=1\text{rad.s}^{-1}$) à vide de la phase x , vecteur des fcems normalisés à vide
$\underline{x}_{abc}, [x]_{abc}$	Vecteur ou matrice x exprimé(e) dans la base naturelle abc
$\underline{x}_{\alpha\beta}, [x]_{\alpha\beta}$	Vecteur ou matrice x exprimé(e) dans la base de découplage $\alpha - \beta$ (matrice de Clarke Généralisée)
$\underline{x}_{dq}, [x]_{dq}$	Vecteur ou matrice x exprimé(e) dans la base de découplage $d - q$ (matrice de Park Généralisée)

Avant-propos

Cette thèse a été menée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP). Elle a été financée par l'entreprise Moving Magnet Technologies (MMT), qui est une société sœur de l'entreprise Sonceboz qui développe et produit des systèmes mécatroniques de petite et moyenne puissance (de quelques W à quelques kW). MMT est un leader mondial dans la conception de solutions électromagnétiques appliquées à la mécatronique pour les mobilités. Grâce à l'expertise et au savoir-faire de l'entreprise et de ses différents collaborateurs, il a été possible de mettre en place des moyens expérimentaux dans le cadre des travaux de recherche relatifs à la thèse. En particulier, un banc de tests dédié et une machine ont pu être dimensionnés et réalisés durant la durée de cette thèse, et ce malgré un contexte économique particulier lié entre autres à des problèmes d'approvisionnement au niveau mondial.

Face aux changements de l'industrie automobile et plus particulièrement aux développements autour de la conduite autonome, cette thèse a pour but de concevoir « un entraînement électrique polyphasé tolérants aux défauts, compatible avec la production en très grande série » pour des applications sécuritaires. Le manuscrit s'articule autour de quatre chapitres.

Le premier chapitre constitue une introduction générale. Le contexte automobile et plus particulièrement les développements de ces dernières années sont présentés. Tout d'abord sur l'électrification du véhicule qui constitue un des leviers pour réduire les émissions de particules et de gaz à effet de serre de ce secteur. Puis sur l'évolution vers les fonctions d'assistance à la conduite et de conduite autonome, qui nécessitent des innovations en termes de fiabilité tout en garantissant une viabilité économique liée la production en grande série. Un état des lieux des recherches scientifiques liées à ce domaine, ainsi que des applications industrielles existantes est également proposé. Cette introduction se clôture avec les différents objectifs fixés lors de ces travaux de thèse.

Dans un second chapitre, les différentes définitions de fiabilité ainsi que les outils qui permettent de la quantifier sont présentés. La sécurité fonctionnelle dans l'automobile est illustrée à travers un aperçu de la norme ISO26262 qui définit les différents « niveaux d'intégrité de sécurité automobile ». Le lien est fait avec les travaux de thèse et en particulier avec les différents types de défauts qui peuvent survenir sur un entraînement électrique. Enfin, sont abordées les solutions permettant d'augmenter la fiabilité. L'intérêt des entraînements polyphasés est démontré par une étude de cas à travers un calcul de taux de défaillance.

Le chapitre trois est consacré plus amplement aux entraînements électriques polyphasés et à leur tolérance inhérente aux défauts. Les notions théoriques relatives à ces dispositifs sont présentées. Les notions de contrôle-commande sont détaillées pour des machines polyphasées « classiques » et des machines comportant plusieurs enroulements polyphasés. Une démarche de conception et de comparaison d'entraînements électriques tolérants aux défauts est présentée à travers un cahier des charges de direction électrohydraulique pour camion (EHPS *Electro-Hydraulic Power Steering*). Les résultats sont analysés et débouchent sur la présentation de la machine prototypée dans le cadre de cette thèse.

Le quatrième chapitre se focalise davantage sur les notions de contrôle et en particulier de reconfiguration lors de l'apparition de défauts. En effet, afin de garantir des

Avant-propos

performances suffisantes pour continuer de fonctionner, il est nécessaire de modifier la commande. Un état de l'art est réalisé avec un focus particulier sur l'adaptation des références des grandeurs à commander. Les avantages des différentes solutions sont illustrés, ainsi que leurs limitations. L'utilisation de réseaux de neurones simple couche ADALINE (*ADaptive LInear NEuron*) peut aider à pallier ces limitations. Afin de valider expérimentalement ces solutions de contrôle, des essais sont présentés à la fois sur le prototype réalisé à MMT et sur le prototype CE2I disponible au L2EP.

Une conclusion générale clôture le manuscrit, avec un bilan sur les différents apports techniques et scientifiques présentés dans les différents chapitres. Des perspectives sont également présentées quant à l'amélioration des solutions proposées ou bien des axes de recherche qui n'ont pu être suffisamment étudiés.

Chapitre 1 : Evolution des entraînements électriques pour les applications sécuritaires automobiles

1.1 Contexte automobile : vers le véhicule autonome

1.1.1 Electrification des véhicules

La mobilité fait partie intégrante de nos sociétés contemporaines. En particulier, les transports routiers représentent une grande majorité des trajets actuels, que ce soit pour le transport de personnes ou de marchandises. Ainsi en France, en 2018, le transport individuel en véhicules particuliers représente 80,6% des voyageurs-kilomètres. Concernant le transport de marchandises, la part de la route représente 89.1% du transport terrestre¹. Le transport routier, alimenté majoritairement par des énergies fossiles, est un gros émetteur de gaz à effet de serre et de particules fines, ayant un impact direct sur le changement climatique et la qualité de l'air. C'est pourquoi les différentes normes européennes ont vu le jour, à commencer par la norme Euro1 en 1992. Ces normes sont devenues de plus en plus contraignantes, comme l'atteste la Figure 1.1, forçant les constructeurs à développer de nouvelles solutions pour limiter les émissions automobiles. Ainsi, de 1990 à 2016, les émissions d'oxydes d'azote NO_x (*Nitrogen Oxides*) des véhicules autoroutiers ont été divisées par plus de deux en Europe.

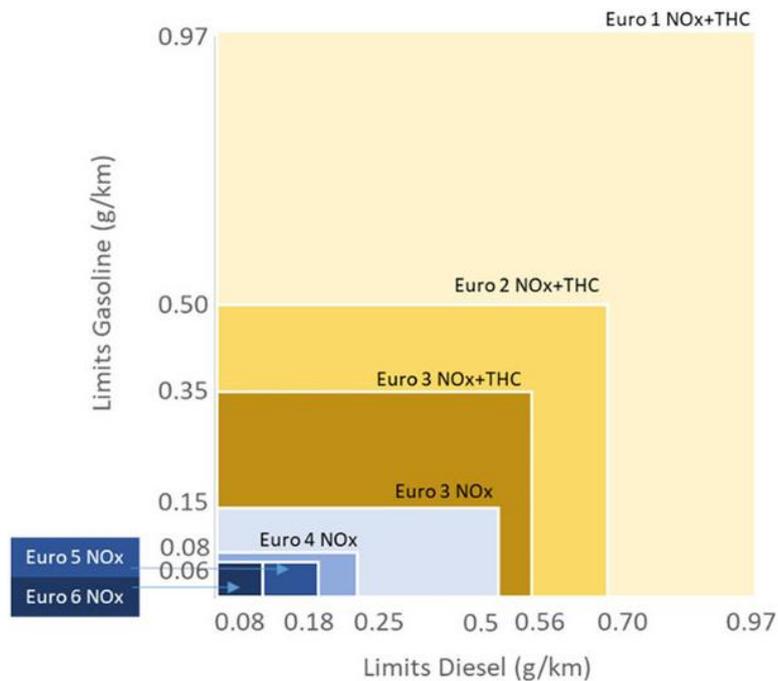


Figure 1.1 : Évolution des limites d'émissions de NO_x imposées par la réglementation européenne pour les véhicules utilitaires légers (VUL) à essence et diesel [1]

¹ [Chiffres clés du transport - Édition 2020 | Données et études statistiques](#) consulté le 22-05-2023

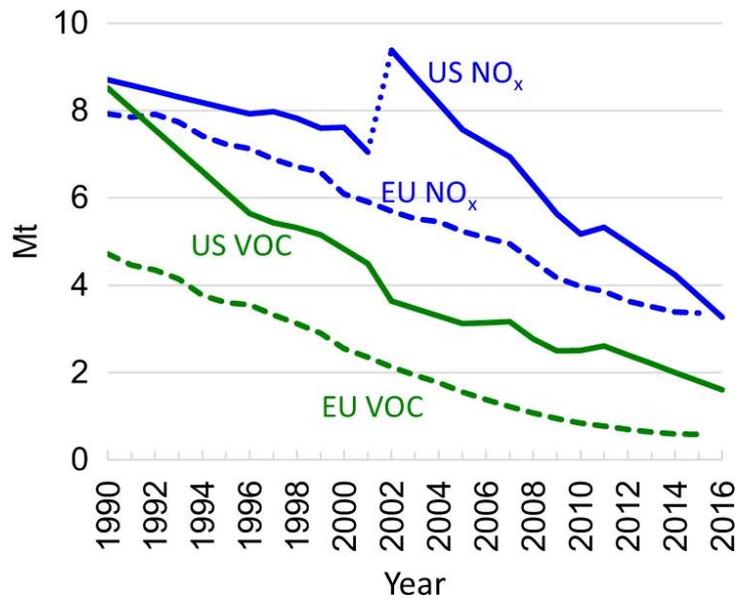


Figure 1.2 : Emissions de NO_x (Nitrogen Oxydes) et VPC (Volatile Particule Compound) des véhicules autoroutiers de 1990 à 2019 aux Etats-Unis et en Europe [2]

Ce gain a notamment été possible grâce à la progressive électrification des véhicules et des mécanismes d'amélioration des émissions des moteurs à combustion. Il est possible de citer par exemple l'utilisation des vannes EGR (*Exhaust Gaz Recirculation*) des véhicules diesel qui permettent de rebruler une partie des gaz d'échappement à faible régime, diminuant ainsi les émissions de NO_x. Nous pouvons également citer l'utilisation de turbocompresseurs qui permettent d'améliorer la combustion du moteur thermique et ainsi de réduire sa taille à puissance perçue équivalente. Un autre gain significatif est apporté par l'hybridation des véhicules, que ce soit via une hybridation légère (cas des véhicules dits *Mild-Hybrid*) ou plus importante avec les solutions hybrides rechargeables (*PHEV Plug-in Hybrid Electric Vehicles*). L'ajout d'un moteur électrique permet alors d'améliorer le rendement global de la chaîne de traction en évitant l'utilisation du moteur thermique dans des zones à faible rendement (e.g. basses vitesses) ou même de réduire la cylindrée du moteur. La récupération de l'énergie cinétique voire potentielle lors des phases de freinage permet également une diminution de carburant et réduit l'impact de la masse.

Malgré ces évolutions, le secteur des transports reste un des principaux émetteurs de gaz à effet de serre selon les données de l'AIE², continuant à aggraver les conséquences du changement climatique. Afin de réduire cette part, il est donc nécessaire à la fois de suivre des scénarios de sobriété, repensant nos rapports à la mobilité et également d'améliorer les systèmes existants. Cette dernière solution est davantage retenue par les acteurs économiques, poussant les développements pour le véhicule électrique. C'est ainsi que l'Union Européenne avait annoncé la fin de la vente des véhicules thermiques d'ici 2035, avant que l'Allemagne ne se rétracte en mars

² <https://www.statistiques.developpement-durable.gouv.fr/edition-numerique/chiffres-cles-du-climat-2022/7-repartition-sectorielle-des-emissions-de> consulté le 20 juin 2023

2023³. Le mouvement est cependant en marche et la part de vente de véhicules atteignait déjà 12% en France en 2022⁴.

Le véhicule électrique n'est certes pas la panacée et doit s'accompagner de changements structurels. En effet, même si les émissions de CO₂ sont quasi nulles à l'usage, l'électricité utilisée n'est pas forcément décarbonée. Ce à quoi il faut ajouter la production des batteries et des moteurs électriques et en particulier l'extraction de métaux associés. Pourtant, le passage à des propulsions électriques a ou aura selon [3] un impact positif sur l'analyse de cycle de vie (ACV) comparé à des véhicules thermiques et ceux même dans des pays où le mix énergétique est peu décarboné. La Figure 1.3 (a et c) extraite de [3] illustre bien ce fait pour des scénarios différents. Ainsi en 2030, dans la majorité du monde l'utilisation de la voiture électrique aura presque toujours un effet bénéfique sur les émissions, même dans les scénarios les moins favorables.

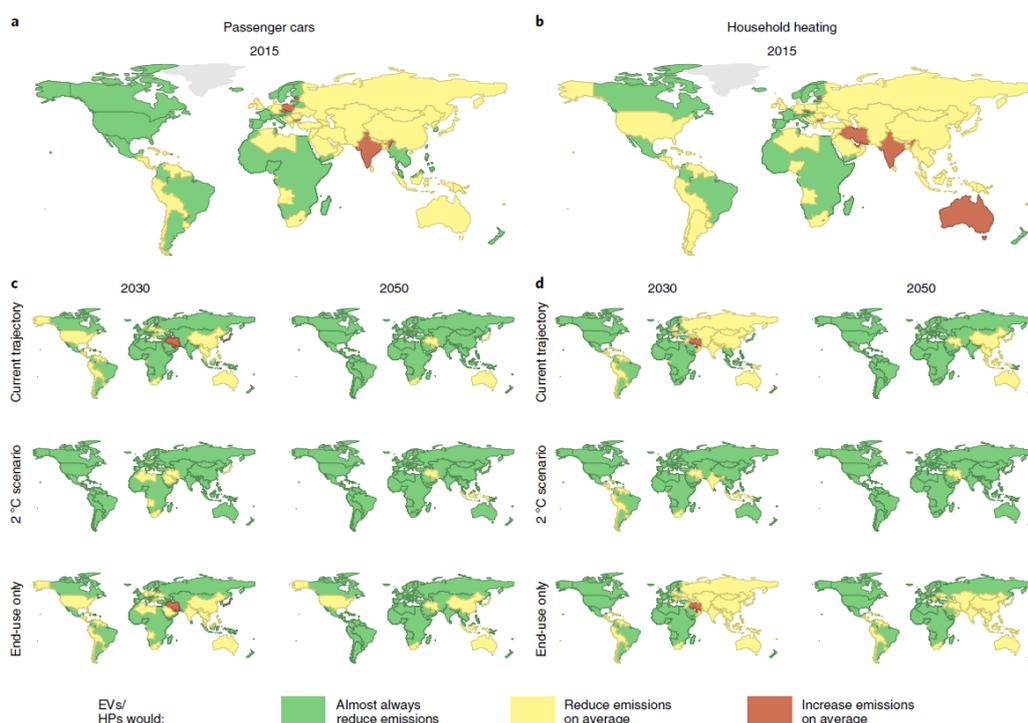


Figure 1.3 : a,b, Régions du monde dans lesquelles les Véhicules Electriques (VE) (a) et les Pompes à Chaleur (HP *Heat Pump*) (b) ont des projections d'émissions de GES sur l'ensemble de leur cycle de vie inférieures à celles des nouvelles voitures à essence/chaudières fossiles dans presque tous les cas (vert) ou en moyenne (jaune), ou sont plus intensives en émissions de GES en moyenne (rouge). c,d, Projections pour 2030 et 2050 pour les VE (c) et les HP (d) selon la trajectoire technologique actuelle (*Current trajectory*), le scénario de politique 2 °C (*2 °C scenario*) et le scénario d'utilisation finale sans politique énergétique (*End-use only*) [3]

1.1.2 Développements autour du véhicule autonome

Nous avons vu précédemment que la voiture électrique était un des moyens efficaces pour diminuer les émissions de NO_x et de CO₂ dans le secteur des transports. Ce changement de technologie amène les constructeurs automobiles à repenser leurs

³ [Climat : pourquoi l'Allemagne met-elle un frein au vote sur l'interdiction de la vente des voitures à moteur thermique dans l'UE en 2035 ? \(francetvinfo.fr\)](#) consulté le 22-05-2023

⁴ [Les voitures électriques représentent 12 % des ventes de véhicules neufs, mais moins de 1 % du parc automobile \(lemonde.fr\)](#) consulté le 22-05-2023

architectures véhiculaires. Nous pouvons citer comme exemple l'intégration des batteries dans le plancher, les réflexions autour des concepts de double motorisation avant et arrière ou encore la motorisation des roues [4]–[6].

Avec l'essor du véhicule électrique, c'est également toutes les fonctionnalités d'aide à la conduite (ADAS *Advanced Driver-Assistance Systems*) qui se développent. En particulier, nous pourrions noter les applications liées à la direction et au freinage. Avec ces aides à la conduite, c'est la notion d'autonomisation des fonctions qui se développe. C'est pourquoi SAE International (anciennement *Society of Automotive Engineers*) a proposé une classification des « niveaux de conduite autonome ». Ces différents niveaux et leur signification sont explicités dans la Figure 1.4. Cette classification distingue en particulier les niveaux 0 à 2 où les fonctions présentes ne sont que des fonctions de support au conducteur (aide au maintien de voie, régulateur de vitesse adaptatif, etc.) ; et les niveaux 3 à 5 où il s'agit de fonctions de conduite autonome. La conduite autonome est conditionnelle pour le niveau 3, limitée par exemple au cas des embouteillages. Ce niveau est souvent résumé en anglais par une conduite « *hands off, eyes on* » (le conducteur doit continuer à être vigilant, mais peut se passer d'actionner le volant sous conditions). Le niveau 4 apporte davantage d'autonomie et est résumé en anglais par une conduite « *hands off, eyes off, mind off* ». Lorsque ces fonctions sont activées, le conducteur peut donc totalement laisser la conduite à l'ordinateur de bord. Le niveau 5 est le niveau maximum, il n'y aurait même plus besoin de conducteur, le volant et les pédales devenant optionnels.

	SAE Niveau 0	SAE Niveau 1	SAE Niveau 2	SAE Niveau 3	SAE Niveau 4	SAE Niveau 5
Que doit faire la personne qui se trouve sur le siège conducteur ?	Elle conduit lorsque ces fonctions d'aide à la conduite sont activées, même si elle n'a pas les pieds sur les pédales et qu'elle ne dirige pas le véhicule.			Elle ne conduit pas lorsque ces fonctions de conduite automatisée sont activées, même si elle est assis dans le "siège du conducteur".		
	Elle conduit en permanence ces dispositifs de soutien ; elle doit braquer, freiner ou accélérer si nécessaire pour maintenir la sécurité			Lorsque ces fonctions le demandent, elle doit conduire	Ces fonctions de conduite automatisée ne nécessitent pas qu'elle prenne le contrôle de la conduite.	
	Il s'agit de fonctions d'aide au conducteur			Il s'agit de fonctions de conduite automatisé		
Exemple de fonction	Ces fonctions se limitent à des avertissements et à une assistance momentanée.	Ces dispositifs fournissent au conducteur une aide à la direction OU au freinage/à l'accélération.	Ces dispositifs fournissent au conducteur une aide à la direction ET au freinage/à l'accélération.	Ces fonctions permettent de conduire le véhicule dans des conditions limitées et ne fonctionnent que si toutes les conditions requises sont réunies.		Ces fonctions permettent de conduire le véhicule dans toutes les conditions
Que font ces fonctions ?	Freinage d'urgence automatique, alerte d'angle mort, alerte de franchissement de ligne	Maintien de voie OU régulateur de vitesse adaptatif	Maintien de voie ET régulateur de vitesse adaptatif simultanément	« Chauffeur embouteillage »	Conduite autonome locale Les pédales et le volant peuvent être installés ou non	Même chose que pour le niveau 4, mais la fonction permet de conduire partout et dans toutes les conditions.

Figure 1.4 : Niveaux d'autonomie relatifs aux fonctions ADAS proposés par la SAE, traduit du document J3016⁵

Ces fonctionnalités ne relèvent pas de la science-fiction et ont déjà fait l'objet de certains développements, notamment pour les véhicules adaptés aux personnes handicapées (ex : système *Space Drive* de Paravan⁶). Les investissements liés aux véhicules électriques encouragent ces développements. Certaines entreprises sont déjà

⁵ [SAE J3016 automated-driving graphic](#), consulté le 22-05-2023

⁶ [Overview Space Drive \(paravan.com\)](#), consulté le 23-05-2023

capables de fournir une conduite autonome de niveau 3, c'est le cas notamment de Honda ou de Mercedes⁷. Cependant il existe encore certaines zones de floues et les législations diffèrent entre l'Europe et les Etats-Unis (avec des différences entre états). Bien que pour l'instant présentes uniquement sur des modèles « premium », si ces fonctionnalités se démocratisent, on pourrait alors imaginer des solutions de mobilité partagée avec des flottes de véhicules autonomes. Cela pourrait permettre une réduction de la voiture individuelle avec des trajets optimisés. On pourrait alors se rapprocher d'une mobilité plus sobre, avec des usages qui seraient proches de ceux que l'on connaît aujourd'hui. Reste à voir si les évolutions technologiques et l'acceptation sociale iront dans ce sens.

Moins connu du grand public, les développements sur les véhicules commerciaux sont également importants et présenteraient des bénéfices importants notamment liés à l'optimisation de la consommation de carburant. En effet, les poids lourds ayant une grande surface au vent, l'automatisation (optimisation) des fonctions de direction sur des routes ventées permet un gain énergétique. Des convois autonomes (*platooning*) permettraient également d'optimiser la consommation des véhicules en réduisant les impacts de trainée pour les véhicules situés derrière le camion de tête, à l'instar de cyclistes en peloton. Nous pouvons citer différents acteurs comme Volvo⁸ ou TuSimple⁹.

A partir du niveau 3, les constructeurs et équipementiers imaginent pouvoir supprimer certains organes mécaniques par des actionnements purement électriques. De nouvelles applications apparaissent : c'est en particulier le cas pour les systèmes de direction (*Steer-By-Wire*) et de freinage (*Brake-By-Wire*). Dans ces cas-là, le conducteur n'a plus de lien physique avec les organes d'actionnement, il ne fournit plus qu'une intention de direction ou de freinage.

1.2 Un besoin de plus de fiabilité tout en garantissant un faible coût

Les investissements autour du véhicule électrique et de la conduite autonome apportent de nouvelles solutions technologiques, mais également de nouvelles contraintes. Prenons l'exemple de l'évolution du système de direction. Sur un véhicule particulier, le conducteur applique un couple au volant, qui est ensuite retransmis par la colonne de direction afin de modifier la position angulaire des roues. Dans la très grande majorité des cas, le conducteur est assisté par un actionneur électrique, qui peut se situer à différents niveaux sur la colonne de direction. Il s'agit de systèmes EPS (*Electric Power Steering*). C'est par l'intermédiaire de cet actionneur et grâce à un ordinateur de bord local (ECU *Electric Control Unit*) qu'il est déjà possible de réaliser des fonctions ADAS de niveau 2 (e.g. maintien de voie). Sur les véhicules dotés de fonction de conduite autonome (niveau ≥ 3), la colonne de direction tend à disparaître. En effet, la suppression de cet élément libère un volume non négligeable à l'avant du véhicule, qui permet plus de liberté créative aux constructeurs. Supprimer la colonne de direction permet alors des concepts originaux d'habitacle comme présentés régulièrement dans les différents salons automobiles et technologiques¹⁰. C'est pourquoi il est envisagé de remplacer les EPS par des systèmes SBW (*Steer-By-Wire*), composés d'un actionneur

⁷ [La voiture autonome de niveau 3, une révolution sous conditions en France \(usinenouvelle.com\)](#), consulté le 23-05-2023

⁸ [Welcome | Volvo Autonomous Solutions](#), consulté le 23-05-2023

⁹ [TuSimple: Autonomous Trucking - A Better Path Forward](#), consulté le 23-05-2023

¹⁰ [Les habitacles du futur dévoilés au CES de Las Vegas 2023 \(auto-moto.com\)](#), consulté le 28/06/2023

de retour d'efforts au niveau du volant et de l'actionneur de direction, chargé de fournir la puissance pour orienter les roues. La Figure 1.5 illustre ces deux solutions.

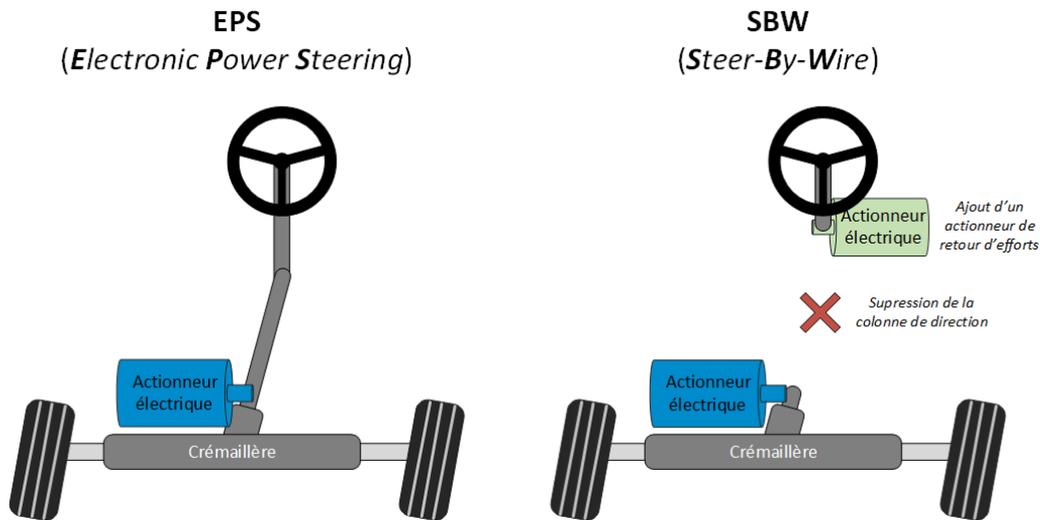


Figure 1.5 : Illustration schématique des systèmes de direction EPS et SBW

Les notions de fiabilité seront détaillées plus tard dans le manuscrit, mais nous pouvons déjà facilement percevoir qu'un défaut survenant sur l'actionneur électrique de direction d'un système EPS ou d'un système SBW n'aura pas les mêmes conséquences. En effet, dans le cas de l'EPS, avec un effort supplémentaire le conducteur pourra toujours actionner le volant, agissant sur la colonne de direction et donc la position des roues. Dans le cas du SBW, l'absence de liaison mécanique ne le permet plus. Il est alors nécessaire de s'assurer que le système soit suffisamment fiable : la probabilité d'un défaut doit être négligeable sur la durée de vie du produit.

L'automatisation de fonctions n'est pas une nouveauté dans les applications de transports de personnes. Il existe déjà des lignes de métro automatisées un peu partout dans le monde. De même, dans l'industrie navale et encore davantage dans l'aéronautique la fiabilité des équipements est cruciale. Cependant, il existe une différence majeure entre le secteur automobile et les autres secteurs de la mobilité : le nombre de véhicules en service. Cela impacte les risques de collisions, qui sont plus fréquents sur une route que dans les airs ou sur des rails¹¹. Mais cela influe également le développement des équipements qui doivent être produits en très grande série et donc à faible coût. Pour donner un ordre de grandeur, la production annuelle mondiale de voitures individuelles se compte en plusieurs dizaines de millions¹², tandis que la production annuelle d'avions civils se compte en millier¹³.

L'industrie automobile est un secteur très concurrentiel. Les critères d'encombrement (masse) et de coût ont un impact réel dans la décision des constructeurs de favoriser un partenaire industriel plutôt qu'un autre. Même dans le cas des applications sécuritaires mentionnées précédemment, tels que le freinage ou la direction, ces contraintes sont fortes. Ces notions de coût sont complexes à considérer, car dépendantes de situations économiques ponctuelles (e.g. problèmes d'approvisionnement) et de relations clients pour la négociation des marges. De plus, pour un entraînement électrique, elles interviennent dès la phase de conception, au

¹¹ [Accidentologie des transports — Wikipédia \(wikipedia.org\)](https://fr.wikipedia.org/wiki/Accidentologie_des_transports) consulté le 23-05-2023

¹² [2022 statistics | www.oica.net](https://www.oica.net) consulté le 23-05-2023

¹³ [Planetoscope - Statistiques : Production mondiale d'avions civils](https://www.planetoscope.com/statistiques/production-mondiale-d-avions-civils) consulté le 23-05-

moment des choix technologiques [7], mais également dans les procédés d'industrialisation [8]. Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse tenteront d'apporter certains éléments de réponse.

1.3 Travaux universitaires et exemples de réalisations industrielles

Nous l'avons mentionné précédemment, les questions de fiabilité et de sécurité des personnes dans l'industrie se sont posées avant que le secteur automobile ne s'y intéresse. Il existe donc une littérature scientifique relativement importante, notamment autour des entraînements polyphasés. Dans ce mémoire, un système polyphasé possède plus de deux courants indépendants. Ce gain en degrés de liberté permet une meilleure fiabilité fonctionnelle comme nous le verrons au Chapitre 2. Certains industriels se sont également intéressés à ces entraînements et proposent déjà des solutions.

1.3.1 Travaux académiques

Les travaux universitaires sur les actionneurs électriques liés aux applications d'EPS et de SBW sont présents dès le début des années 2000, notamment de la part de laboratoires italiens [9]–[18]. La notion de redondance avec l'utilisation de deux enroulements triphasés plutôt qu'un seul est déjà présente. Des travaux plus récents [19]–[37] viennent consolider les savoirs, traitant du dimensionnement d'entraînements électriques pour des applications sécuritaires mais également de leur contrôle.

Les applications SBW sont davantage critiques (absence de lien mécanique) et nécessitent des études plus approfondies afin d'évaluer leur fiabilité [38] et de trouver des architectures *hardware* et *software* adaptées [39]. Ces solutions peuvent être réalisées par une redondance de l'entraînement [27], [40], c'est-à-dire par deux ensembles moteur et convertisseur triphasés. Il est également possible de conserver une machine triphasée, mais de piloter électriquement ses phases de manières indépendantes par des ponts en H [14], [41], [42]. Cela permet d'augmenter le nombre de degrés de liberté (trois courants indépendants plutôt que deux), tout en limitant l'empreinte de l'actionneur (un seul ensemble convertisseur-machine). Cependant, une autre solution est davantage étudiée : les entraînements double-triphasés (deux bobinages triphasés au sein d'un seul stator) [30], [43]–[45]. Cette solution a comme principal avantage d'être relativement proche d'un système triphasé traditionnel, tout en limitant l'encombrement à un seul ensemble convertisseur-machine par rapport à la solution redondante. Après l'apparition d'un défaut, il est commun de ne plus alimenter l'étoile ou l'onduleur triphasé défaillant [46], [47]. A noter que pour ces systèmes double-triphasés, il existe plusieurs configurations différentes en fonction de comment sont disposés les enroulements triphasés (électriquement en phase ou non). Ces différentes configurations seront abordées avec plus de détails dans le Chapitre 3. En dehors des solutions double-triphasées, rare sont les travaux sur des entraînements polyphasés dédiés aux applications de direction. On notera cependant une publication technique de Mahle pour une solution cinq phases pilotée par ponts en H [48].

En dehors du domaine automobile et des applications de direction, les entraînements polyphasés ont fait l'objet de nombreuses études. Ces dernières se sont portées sur la généralisation des outils de modélisation pour un système à n phases. Ainsi dès 1959, dans [49] nous trouvons une première généralisation à n -phase des transformées complexes de Fortescue pour les machines sinusoïdales (répartitions spatiales sinus et fem sinus). En 1968 [50] et 1985 [51] les notions de « circuits équivalents » pour des groupes d'harmoniques sont introduites. La généralisation est davantage étendue aux machines non sinusoïdales à partir de 2000 ([52]–[56]).

Concernant les modalités d'alimentation en tension puis en courant, les scientifiques américains des Universités de Cleveland et du Wisconsin se sont penchés sur ces entraînements polyphasés dès les années 1980-90 [51], [57]–[60] avec une activité qui s'est poursuivie plus récemment au travers des machines intégrées [61]. En Europe, les travaux sur les entraînements polyphasés ont commencé dès les années 2000 et se sont multipliés principalement cette dernière décennie.

En dehors de la France, nous pouvons distinguer entre autres des travaux principalement :

- sur le contrôle, par les universités de Liverpool [62], [63], de Séville [64]–[66], Vigo [67], [68], Bologne [69], [70], Turin [71]–[73] et d'Alexandrie [74]–[76]. En mode sain, les thèmes sont principalement l'optimisation du contrôle en tenant compte des harmoniques disponibles pour augmenter la densité de couple. En mode dégradé (principalement phase ouverte), ce sont les reconfigurations du contrôle qui sont développées essentiellement.
- sur la conception, par les universités de Sheffield, Nottingham, Newcastle, Padoue [46], [77], [78], Munich/TUM [79]–[82], Alexandrie [74]–[76]. La possibilité d'exploiter les harmoniques temporels et d'espace pour la création d'un couple de qualité tout en vérifiant des contraintes d'alimentation et en offrant une tolérance aux défaillances de l'alimentation sont les principales thématiques.

En Asie, depuis 2015 il y a eu de nombreuses publications en revues IEEE tant en contrôle qu'en conception par les universités chinoises de Zhejiang (20), Jingsuan, Beijing (16), Huazong (15), Harbin (15) et également d'universités japonaises [83]–[85].

En France, les travaux sur des entraînements à plus de trois phases ont débuté un peu avant les années 2000 avec notamment les laboratoires GREEN/ Nancy [86], [87] et GE44/Saint Nazaire puis le L2EP en 2000 [52] pour s'étendre à d'autres laboratoires IRENav [88]–[90], UPJV [91] mais aussi de façon plus sporadique, le LAPLACE [92], [93], le Satie [94]–[96].

Au L2EP les thèses d'E. Semail [52], puis de X. Kestelyn [97] et F. Sculler [98] avec l'IRENav ont formalisé des outils d'analyse. Les travaux de A. Bruyere [99], Y. Crévits [100] A. Mekahlia [101] ont renforcé les outils de modélisation. Tandis que les thèses de F. Locment [102], B. Aslan [103], P. Sandulescu [104], H. Zahr [105] et T. Dos Santos Moraes [106], se sont orientés sur la conception d'entraînements polyphasés avec machines synchrones pour des applications industrielles (éolien, automobile, marine et spatial). Enfin, nous pouvons citer les contributions de O. Fall [107], L. Lu [108], M. Bermúdez Guzmán [109] ou D.T. Vu [110] sur la prise en compte des limitations de tension et de courant liées au pilotage de machines polyphasées.

1.3.2 Travaux industriels

Les premières études autour du SBW remontent au début des années 2000 [36], [111]–[113], avec une mise en avant des problématiques de fiabilité et des notions de redondance. Les notions d'intégration sont également déjà présentes [114]. L'évolution des systèmes de direction EPS vers SBW soulevait déjà des interrogations de la part des industriels dans les années 2010 [115], [116] quant aux architectures retenues. Les

solutions envisagées actuellement incluent de la redondance, tant au niveau des bobinages de la machine que de l'intelligence embarquée (microcontrôleur) pour assurer la fonctionnalité de l'application après défaut, même dans un mode dégradé (*limp-home mode*) [117], [118]. Par ailleurs, de nombreux acteurs japonais tels que Denso, Mitsubishi ou Nidec se sont déjà positionnés sur les applications de direction et notamment de SBW. Très majoritairement, ces solutions sont constituées de deux moteurs triphasés (notion de redondance) ou bien de moteurs à double enroulement triphasé. La Figure 1.6 représente, à titre d'exemple, des figures issues du brevet US10913488B2 de Mitsubishi.

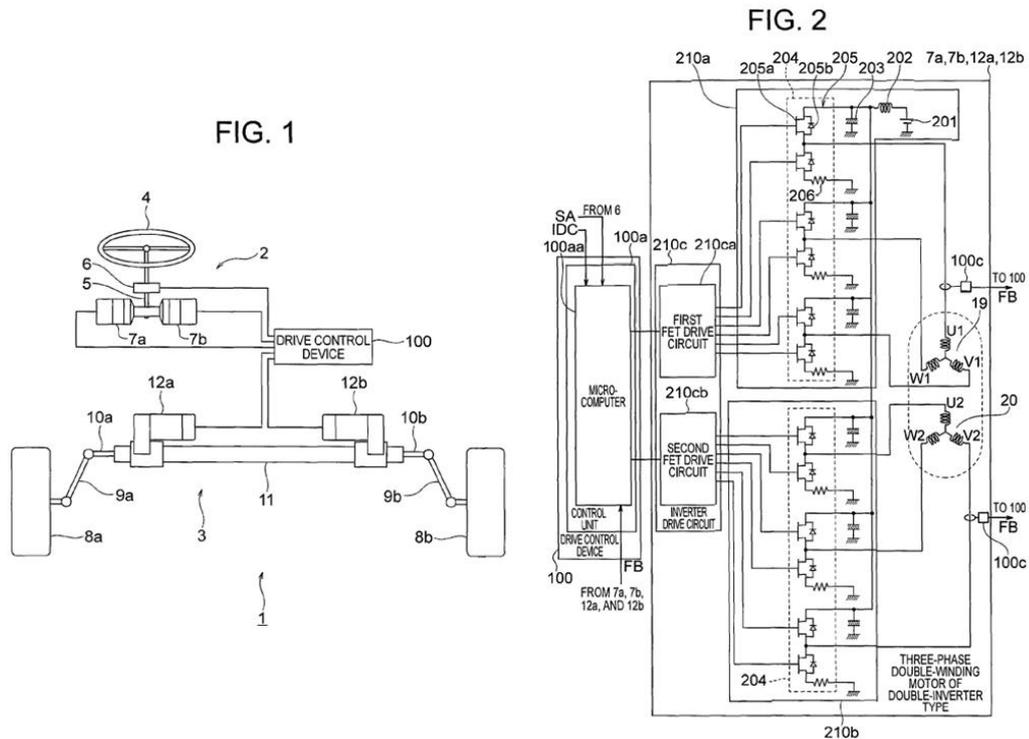


Figure 1.6 : Figures tirés d'une solution SBW brevetée par Mitsubishi [US10913488B2]

Il est possible de trouver des solutions industrielles d'entraînements polyphasés (plus de deux courants indépendants) dans le secteur de la mobilité. Nous pouvons citer par exemple l'entreprise Dana TM4 avec ses deux solutions pour traction de véhicules commerciaux et bus illustrées sur la Figure 1.7. Il s'agit de solution à plusieurs enroulements triphasés, dont le but premier semble de diminuer le courant par phase plutôt que d'augmenter la fiabilité. D'autres acteurs s'intéressent à des entraînements avec un nombre de phases différent d'un multiple de trois, comme la solution pentaphasée de Mahle [48] pour application EPS, non commercialisée pour l'instant. L'entreprise américaine Optiphase Systems vise quant à elle le marché des machines industrielles et la traction électrique avec sa solution pentaphasée illustrée dans la Figure 1.8. Ce qui est mis en avant est le gain en densité de couple et le contrôle en défaut par rapport à une solution triphasée.

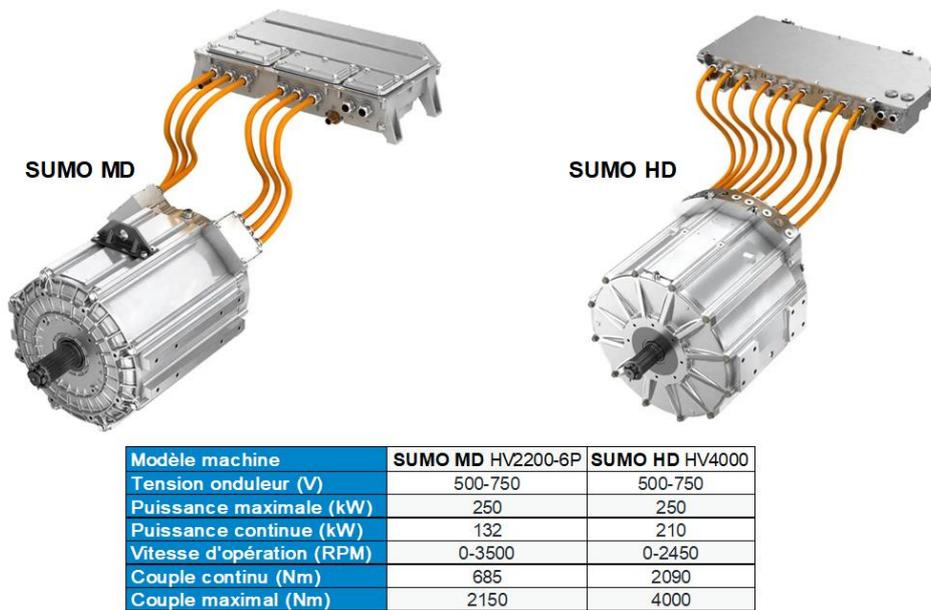


Figure 1.7 : Entraînements polyphasés TM4 SUMO^{MC} MD¹⁴ (gauche) et TM4 SUMO^{MC} HD¹⁵ (droite)

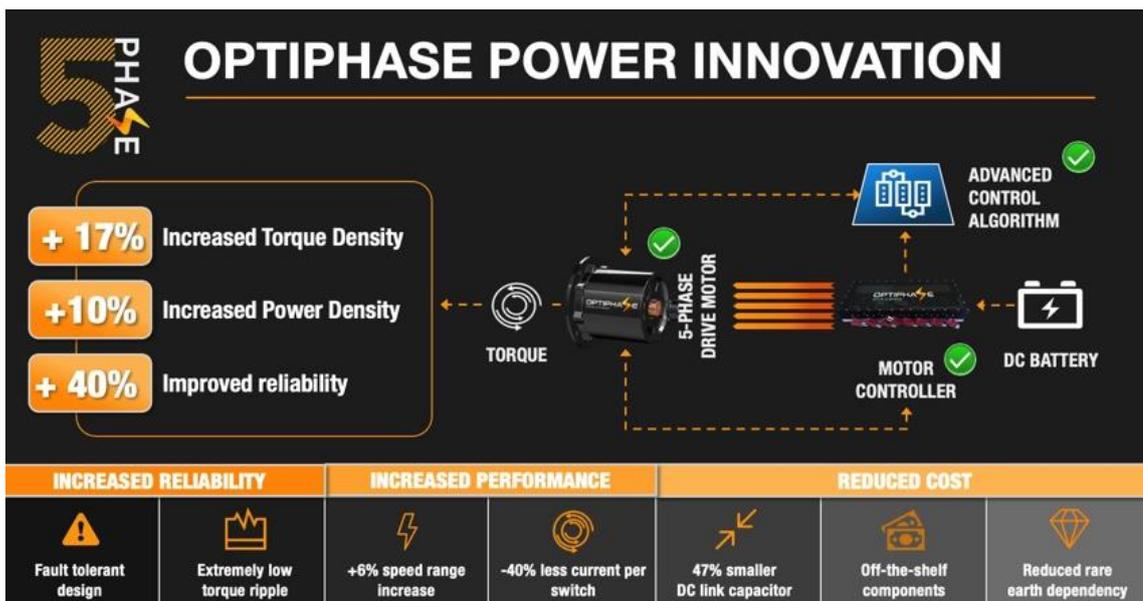


Figure 1.8 : Brochure commerciale issue du site d'Optiphase Systems¹⁶ sur les avantages d'une solution pentaphasée

1.4 Synthèse et objectifs de la thèse

Nous avons pu voir précédemment que l'industrie automobile a subi des transformations depuis l'imposition de normes visant entre autres à réduire les émissions de particules. Les nouvelles normes imposant des niveaux très faibles d'émissions, les acteurs du secteur automobile se tournent massivement vers le véhicule électrique. Les

¹⁴ [Dana TM4 SUMO MD](#)

¹⁵ [Moteur électrique véhicules commerciaux Dana TM4 SUMO HD](#)

¹⁶ [5Phase | Optiphase Drive Systems, Inc.](#)

constructeurs saisissent cette opportunité pour modifier les architectures véhicules. L'industrie automobile prend désormais le virage de la conduite autonome, tout en continuant celui de l'électrification. Dans ce contexte, les besoins sont croissants en termes de sécurité et de fiabilité des actionneurs électriques. Pour des fonctions tels que la direction ou le freinage, il est nécessaire d'assurer un niveau de disponibilité suffisant, même lors d'apparition de défaut.

L'entreprise MMT a au cœur de ses missions l'innovation dans les systèmes mécatroniques au service de la mobilité¹⁷. C'est pourquoi elle s'intéresse à l'évolution des actionneurs dédiés aux applications sécuritaires, afin de pouvoir fournir des solutions d'entraînements électriques innovantes à ses clients. C'est pour cette raison que MMT s'est rapprochée du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP) de Lille¹⁸. Le L2EP, et en particulier l'équipe Commande, possède une forte expertise dans les entraînements polyphasés et les notions de disponibilité après un défaut.

Dans un premier temps, dans ces travaux de thèse, il s'agira de faire un état des lieux des connaissances et travaux relatifs aux notions de fiabilité. En particulier, les entraînements électriques polyphasés (en opposition à ceux triphasés) seront étudiés. Comme le secteur automobile est très concurrentiel, l'objectif sera de comprendre comment dimensionner des dispositifs tolérants aux défauts tout en prenant en considération des contraintes de coût. Enfin, il est également nécessaire de se pencher sur les questions de contrôle de ces entraînements polyphasés et notamment de leurs performances après défaut.

L'intitulé de cette thèse résume les différents objectifs listés précédemment : comment « dimensionner un entraînement électrique polyphasé, tolérants aux défauts, compatible à la production en grande série », pour des applications de conduite autonome de niveau 3 ou plus, garantissant un niveau de fonctionnement nominal après l'apparition d'un défaut et pouvant supporter l'apparition d'un second défaut en régime dégradé.

¹⁷ <https://www.movingmagnet.com/fr>

¹⁸ [LABORATOIRE D'ELECTROTECHNIQUE ET D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DE LILLE | Recherche, Développement et Innovation en Génie Electrique \(univ-lille.fr\)](#)

Chapitre 2 : Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

2.1 Outils d'évaluation de la fiabilité d'un système

2.1.1 Définitions autour de fiabilité

Selon la définition commune qu'on lui associe dans les dictionnaires, la fiabilité renvoie à ce qui est fiable, c'est-à-dire ce « à quoi on peut se fier, à qui on peut faire confiance »¹⁹. Ainsi, un dispositif fiable est un dispositif auquel on peut se fier, sous-entendu qu'il puisse garantir sa fonction. Le dictionnaire Larousse donne également une définition plus technique du terme de fiabilité²⁰ : « Probabilité pour qu'une pièce primaire, un dispositif ou un équipement complet soit utilisé sans défaillance pendant une période de temps déterminée, dans des conditions opérationnelles spécifiées. (La fiabilité s'exprime par une durée qui correspond au temps moyen entre deux pannes successives, ou T.M.B.F. [temps moyen de bon fonctionnement].) ». Deux éléments importants sont à relever dans cette définition : la notion de probabilité et de temps.

La notion de probabilité renvoie directement à la définition du taux de défaillance, généralement noté λ dans la littérature. Ce taux est exprimé en FIT (1 FIT = 1 défaut par 10^9 heures) et rend compte de la fréquence à laquelle un système ou un composant de ce système tombe en panne. A partir de cet instant, dans le cadre des travaux de thèse, il est important de discerner les notions de panne et de défaut. Une panne est « l'incapacité pour un composant ou un système d'assurer sa fonction principale » (i.e. ce pourquoi il a été fabriqué). Tandis qu'un défaut sera défini comme « la modification accidentelle du fonctionnement normal d'un dispositif ». Afin de saisir la nuance, il faut également savoir à quel niveau nous nous plaçons. Du point de vue d'un composant élémentaire, e.g. une résistance, un défaut équivaut à une panne. Si cette résistance est intégrée dans un système, un défaut de cette résistance n'entraîne pas nécessairement une panne. Ainsi il est possible de définir des taux de défaillance pour chaque composant élémentaire, mais également au niveau d'un système. Nous allons voir dans la suite des outils pour quantifier ces taux de défaillances.

Il est important de différencier défaut et panne, notamment lorsque nous évoquons les termes de fiabilité fonctionnelle ou de disponibilité de fonction. Ainsi un système sera d'autant plus fiable qu'il peut résister à un ou plusieurs défauts avant l'apparition d'une panne. Dans le cadre de ces travaux de thèse, c'est ce qui est visé pour des applications sécuritaires telles que la direction. Le niveau de disponibilité requis, ou a minima souhaité, évolue avec le niveau de conduite autonome. Ainsi, pour des fonctions d'aide à la conduite (niveau ≤ 2), il était seulement demandé aux dispositifs d'assurer une « panne non dangereuse » (dispositifs *fail safe* en anglais). Pour les niveaux supérieurs, il est davantage souhaitable de pouvoir continuer à fonctionner après un défaut (idéalement en assurant 100% de la fonction), pendant un temps plus ou moins long. Nous parlons alors de dispositifs *fail operational* ou plus rarement *high available*. La Figure 2.1 illustre le lien entre niveau de conduite autonome et niveau de disponibilité requis.

¹⁹ [Définitions : fiable - Dictionnaire de français Larousse](#)

²⁰ [Définitions : fiabilité - Dictionnaire de français Larousse](#)

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

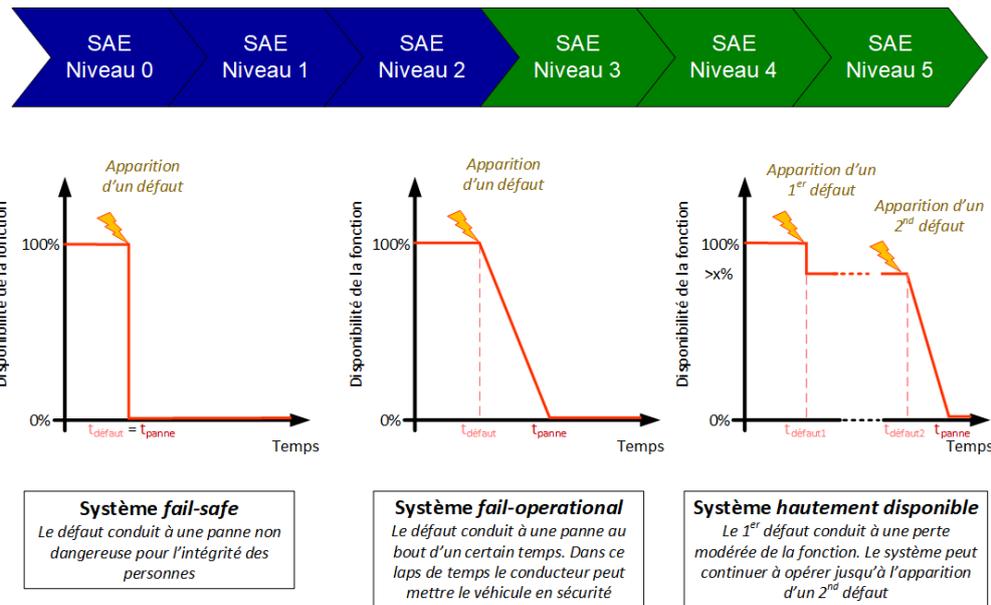


Figure 2.1 : Evolution de la demande en disponibilité en fonction du niveau d'autonomie du dispositif ADAS (Système d'aide à la conduite)

Après avoir fait ces différentes distinctions, nous pouvons revenir à une définition plus mathématique de la fiabilité. Nous avons évoqué précédemment que le taux de défaillance λ d'un composant ou d'un système représente la fréquence à laquelle il tombe en panne. Il est admis dans la littérature que ce taux de défaillance varie au cours de la durée de vie du produit [119] comme illustré Figure 2.2. A partir de cette grandeur, il est possible de définir des lois de distribution de durée de vie pour calculer la probabilité de défaillance d'un système.

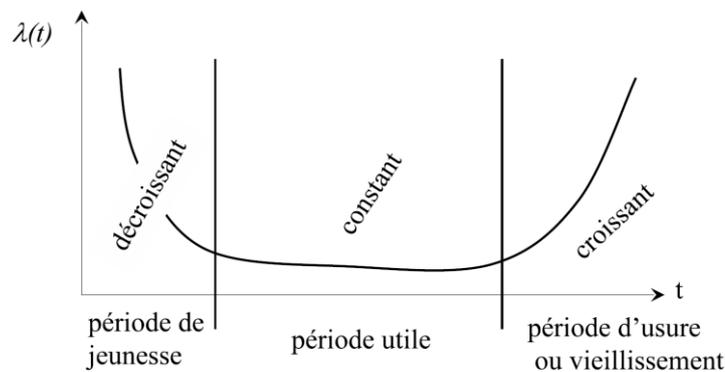


Figure 2.2 : Evolution « en baignoire » du taux de défaillance au cours du temps [119]

Dans le cadre de cette thèse, nous considérerons une distribution exponentielle qui ne dépend que du taux de défaillance λ et du temps. Nous ferons également l'hypothèse que le taux de défaillance est constant sur la durée de vie du système. Il s'agit d'une hypothèse simplificatrice qui néglige la période de jeunesse devant la période utile et qui ne considère aucun vieillissement sur la durée de vie du produit. En ayant fait ses hypothèses il est alors possible de définir les grandeurs suivantes :

- La fiabilité $R(t)$ est la probabilité à l'instant t que le système (ou composant) ne soit pas en panne, elle est définie par (2-1)

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (2-1)$$

- La *défiabilité* $F(t)$ est la probabilité à l'instant t que le système (ou composant) soit en panne, elle est définie par (2-2)

$$F(t) = 1 - R(t) = 1 - e^{-\lambda t} \quad (2-2)$$

La loi exponentielle permet donc d'évaluer simplement la fiabilité d'un système, en n'ayant besoin comme seul paramètre que du taux de défaillance. Pour plus de détails ou avoir des informations complémentaires, le lecteur est invité à lire les deux premiers chapitres de [119].

Enfin, pour terminer cette section relative aux définitions il est nécessaire de se pencher sur les temps caractéristiques. Ceux-ci sont illustrés dans la Figure 2.3. Le *MTTF* (*Mean Time To Failure*) est défini comme le temps moyen avant l'apparition d'une panne (2-3). Lors de l'utilisation d'une loi exponentielle, celui-ci s'exprime simplement par l'inverse du taux de défaillance λ . Le *MDT* (*Mean Down Time*) correspond au temps moyen pendant lequel le système est indisponible. Pour un système réparable il peut être scindé en plusieurs parties (temps de détection, de prise d'actions, etc...). Le *MUT* (*Mean Up Time*) est la durée moyenne de fonctionnement après remise en service. Enfin, le *MTBF* (*Mean Time Between Failure*) est le temps moyen entre deux pannes consécutives. A l'échelle de vie d'un produit, le MDT est souvent négligé et donc le *MTTF*, *MTBF* et *MUT* sont identiques. L'hypothèse sous-jacente est que le système remis en service est identique à un système neuf, ce qui n'est pas toujours le cas si tout n'a pas été réparé (ou remplacé).

$$MTTF = \int_0^{\infty} R(t) dt \quad (2-3)$$

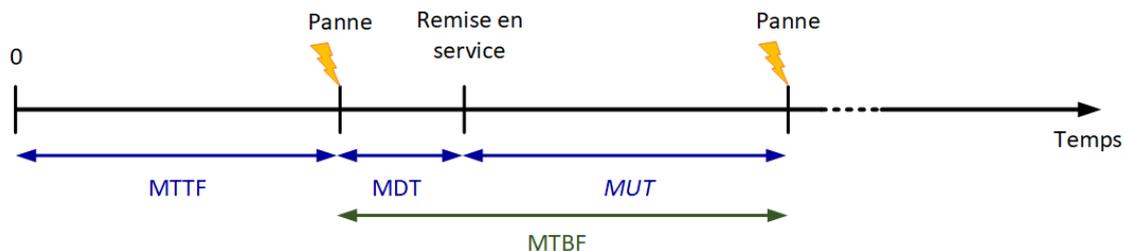


Figure 2.3 : Les différents temps caractéristiques

2.1.2 Des outils pour quantifier la fiabilité

2.1.2.1 L'Analyse des Modes de Défaillances et de leurs Effets (AMDE)

Avant de pouvoir calculer la probabilité de défaillance d'un système, définie par (2-2), il est nécessaire d'avoir accès à son taux de défaillance global λ_g qui dépend des différents taux de défaillance λ_x de chaque composant x pouvant entraîner une panne. Avant toute chose il est donc nécessaire de faire une analyse de risque, afin de savoir quels défauts peuvent mener à une panne. Cette méthode est plus communément appelée AMDE(C) pour Analyse des Modes de Défaillance et de leurs Effets (et de leurs Criticités) ou encore FMEA (*Failure Mode Effects Analysis*). Elle consiste à réunir autour d'une table les différentes parties prenantes de la conception du système, afin d'énumérer les risques et les différents modes de défaillance possibles. Il s'agit d'un outil qualitatif générique qui peut s'appliquer à de nombreux projets et systèmes. Dans le

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

cadre de ces travaux, elle permet de mettre en lumière les composants sensibles d'un système et donc les taux de défaillance auxquels nous devons avoir accès. Il est possible de la réaliser à différents niveaux du système. A titre d'exemple, une AMDE est réalisée sur l'étage du filtrage du bus continu d'un système d'une traction électrique. Le système est illustré par la Figure 2.4 et l'AMDE présentée dans le Tableau 2.1. Dans cet exemple, si nous considérons que la panne est l'arrêt du moteur, il est nécessaire d'avoir le taux de défaillance des condensateurs (en défaut de court-circuit) et de l'inductance (en défaut de circuit ouvert) afin de déterminer la fiabilité de notre système. Pour compléter l'étude, il faudrait réaliser ce travail pour chaque sous-système restant.

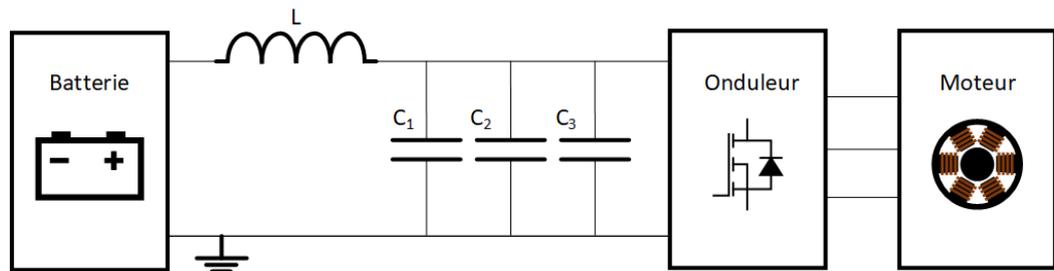


Figure 2.4 : Illustration du système pris pour l'AMDE, étage de filtrage d'un système de traction électrique

Sous système	Modes de défaillances	Causes possibles	Effets sur le système	Moyens de détection possible
Filtrage DC de l'onduleur	Condensateur en court-circuit	Surintensité, stress thermique	Court-circuit de l'alimentation <u>Arrêt du moteur</u>	Mesure de la tension du bus continu
	Condensateur en circuit ouvert	Surintensité, stress thermique, mauvaise soudure	Baisse du niveau de filtrage, stress reporté sur les autres éléments de filtrage Pas d'arrêt moteur dans l'immédiat	Mesure ou estimation du courant
	Inductance en court-circuit	Défaut d'isolement, stress thermique	Baisse du niveau de filtrage, stress reporté sur les autres éléments de filtrage Pas d'arrêt moteur dans l'immédiat	Estimation de la chute de tension résistive à ses bornes
	Inductance en circuit ouvert	Mauvaise soudure, stress mécanique	Discontinuité de l'alimentation <u>Arrêt du moteur</u>	Mesure de la tension du bus continu

Tableau 2.1 : Exemple d'AMDE, application à un étage de filtrage du bus continu d'une traction électrique

2.1.2.2 L'arbre de défaillance

Les arbres de défaillance sont également un outil pratique pour évaluer la fiabilité d'un système [79], [119]–[123] et notamment les événements qui peuvent mener à un défaut ou une panne. En général, ils se construisent par le haut en partant de l'événement redouté, e.g. « arrêt de la motorisation du véhicule ». Ensuite, il faut construire l'arborescence en indiquant les racines, c'est-à-dire les causes ou la combinaison de causes menant à l'événement redouté. Chaque cause ayant elle-même des sous-causes possibles, c'est ainsi que l'on peut construire les racines de l'arbre jusqu'aux causes dites élémentaires, qui ne peuvent plus être scindées. Chaque élément d'un « niveau » de l'arbre est alors la combinaison des éléments du niveau précédent reliés par des opérateurs logiques (ET, OU, ...). La Figure 2.5, donne un exemple d'arbre de défaillance possible appliqué au système de filtrage précédemment évoqué dans la Figure 2.4.

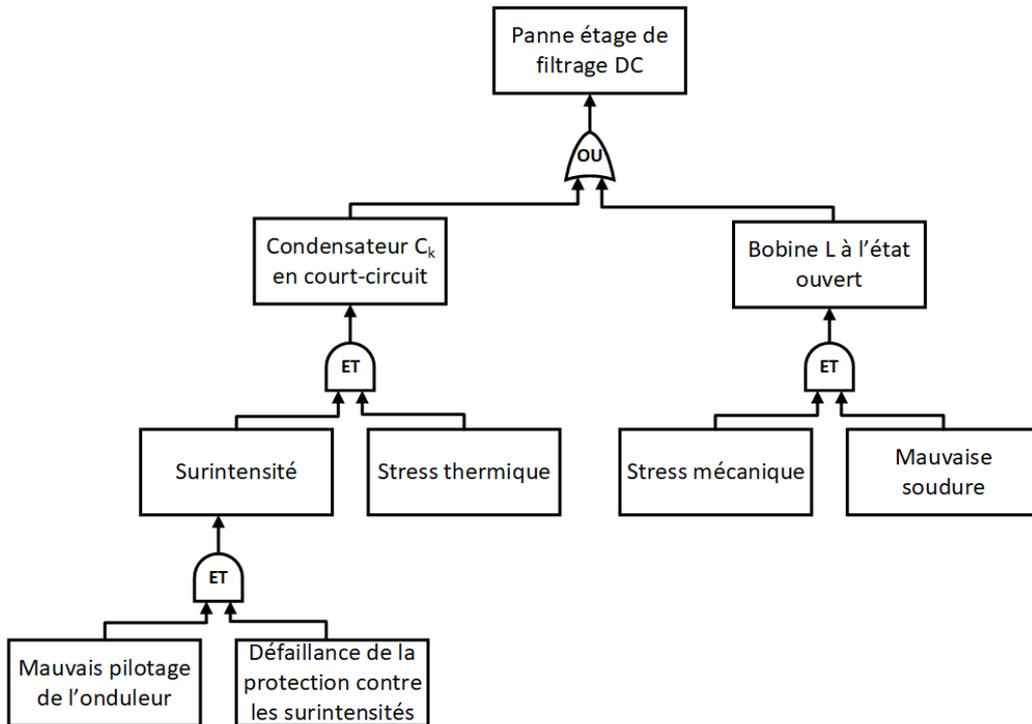


Figure 2.5 : Exemple d'un arbre de défaillance appliqué à l'étage de filtrage du bus continu d'une traction électrique

L'arbre de défaillance reste un outil simple et ne fait pas apparaître la notion de temps ou de durée dans une analyse de défaillance. Néanmoins, il permet de faire apparaître de manière claire les relations logiques entre différents éléments de l'arbre. Il est alors possible, en réutilisant la théorie de probabilité, de calculer facilement les probabilités d'occurrence d'une panne à partir des causes élémentaires dont elle est issue. Nous rappelons que si deux événements X_1 et X_2 sont indépendants, alors il est possible de calculer la probabilité d'occurrence d'avoir un événement X_1 et un événement X_2 , notée $P(X_1 \text{ et } X_2)$ comme le produit des probabilités élémentaires $P(X_1)$ et $P(X_2)$. De même la probabilité d'occurrence d'avoir un événement X_1 ou un événement X_2 , notée $P(X_1 \text{ ou } X_2)$ s'obtient en additionnant $P(X_1)$ et $P(X_2)$.

En utilisant comme outil l'arbre de défaillance et en considérant une loi exponentielle, il est possible de définir des taux de défaillances λ pour un ensemble de systèmes ou sous-systèmes. De manière générale, notons l'événement X « le système ou sous-système X n'est pas en défaut », de probabilité $P(X) = e^{-\lambda_X t}$ avec λ_X le taux de défaillance associé au sous-système X . Si un système S est composé de plusieurs sous-systèmes X_k et que l'on considère que S est en panne si au moins un des X_k est en panne (i.e. opérateur logique « OU » dans l'arbre de défaillance) alors il est possible de définir le taux de défaillance du système S noté λ_S comme étant la somme des taux de défaillance λ_{X_k} des sous-systèmes X_k . Cela se démontre en utilisant le fait que S n'est pas en panne revient à ce qu'aucun des X_k ne soit en panne. D'où $P(S) = P(X_1 \text{ et } \dots \text{ et } X_n) = \prod e^{-\lambda_{X_k} t} = e^{-(\lambda_{X_1} + \dots + \lambda_{X_n})t} = e^{-\lambda_S t}$. Les arbres de défaillance peuvent ainsi aider à définir des taux de défaillances pour un ensemble de systèmes ou sous-systèmes donnés.

2.1.2.3 Processus ou chaîne de Markov

Un processus ou une chaîne de Markov, est une notion mathématique qui permet de modéliser un système comportant différents états et de pouvoir déterminer les

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

probabilités d'être dans chacun des états en fonction du temps [80], [90], [124]–[127]. Appliqué à l'analyse de fiabilité, les deux états généralement considérés sont « état sain » et « en panne ». Il est également possible de rajouter des états avec par exemple un état intermédiaire « dégradé ». Un des avantages de cet outil mathématique est qu'il permet l'ajout de la notion de réparabilité. De la même manière que l'on définit un taux de défaillance λ , il est possible de définir un taux de réparation μ qui permet la modélisation d'un passage d'un état en panne (a minima en défaut) à un état réparé (mode sain).

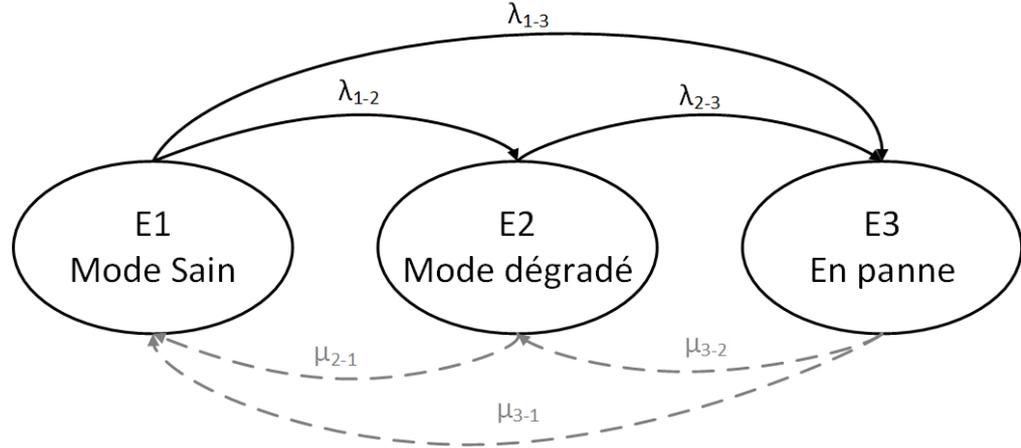


Figure 2.6 : Processus de Markov à trois états

La Figure 2.6 illustre une chaîne de Markov à trois états dont les taux de défaillance λ_x et de réparation μ_x régissent les transitions d'un état à l'autre. De manière générale, si nous notons $H_{E_x}(t)$ la fonction permettant d'évaluer la probabilité d'être dans l'état E_x à l'instant t , alors cette fonction est régie par les équations suivantes :

$$\begin{pmatrix} \dot{H}_{E_1} \\ \dot{H}_{E_2} \\ \dot{H}_{E_3} \end{pmatrix} = [M_T] \begin{pmatrix} H_{E_1} \\ H_{E_2} \\ H_{E_3} \end{pmatrix} \quad (2-4)$$

$$[M_T] = \begin{pmatrix} -\lambda_{1-2} - \lambda_{1-3} & \mu_{2-1} & \mu_{3-1} \\ \lambda_{1-2} & -\lambda_{2-3} - \mu_{2-1} & \mu_{3-2} \\ \lambda_{1-3} & \lambda_{1-2} & -\mu_{3-1} - \mu_{3-2} \end{pmatrix} \quad (2-5)$$

$$H_{E_1} + H_{E_2} + H_{E_3} = 1 \quad (2-6)$$

L'équation (2-6) reflète simplement le fait que notre système est composé d'un nombre fini d'états indépendants. A chaque instant t , le système est nécessairement dans un des états.

La matrice $[M_T]$ définie par (2-5) se nomme la matrice de taux de transition. Il s'agit d'une matrice de taille $[m \times m]$ où m est le nombre d'états possibles du système. Elle se construit à partir de la représentation du processus de Markov et en particulier des transitions entre les états, symbolisés par des flèches et des taux (de défaillance ou de réparation). Il est possible de remplir $[M_T]$ ligne par ligne. Si l'on associe la ligne $n^\circ x$ à l'état E_x , on inscrit dans la colonne $n^\circ x$ les taux qui « partent » de cet état avec un

signe « - », on inscrit le taux de l'état E_k qui « arrive » à l'état E_x dans la colonne n°k par un signe « + ». On répète le procédé pour chaque ligne jusqu'à compléter entièrement la matrice.

Dans le cadre de ces travaux de thèse il est possible de simplifier la matrice de taux de transition. Dans la Figure 2.6 les flèches régissant les taux de réparation ont été représentés en gris et par des tiretés à dessein. En effet, les taux de réparation ne seront pas pris en compte. La première raison vient de la complexité à obtenir ces taux. A la connaissance de l'auteur, il n'existe pas de recueils disponibles qui permettraient de les évaluer. Mais la raison principale provient du fait que les actionneurs automobiles sont très peu réparables. Même si le changement climatique semble pousser les développements dans ce sens, ce n'est malheureusement pas encore le cas. A titre d'exemples, lorsqu'un stator est surmoulé il semble difficile de le démonter. De même pour la réparation d'un PCB lorsque les connecteurs sont « *press-fités* »²¹. Dans la suite nous considérerons que les taux de réparations sont nuls : (2-5) devient alors (2-7). Nous pouvons constater que cette simplification aide grandement la résolution de l'équation différentielle (2-4).

$$[M_T] = \begin{pmatrix} -\lambda_{1-2} - \lambda_{1-3} & 0 & 0 \\ \lambda_{1-2} & -\lambda_{2-3} & 0 \\ \lambda_{1-3} & \lambda_{1-2} & 0 \end{pmatrix} \quad (2-7)$$

2.1.2.4 Détermination des taux de défaillance et recueil de fiabilité

Nous avons vu précédemment différents outils. L'AMDE permet d'analyser le système et de définir les différents états (sain, dégradé, en panne, ...) dans lequel celui-ci peut se retrouver. L'arbre de défaillance donne un autre éclairage et permet d'une manière visuelle de « mutualiser » les taux de défaillance. Enfin, les chaînes de Markov permettent de modéliser le système à partir de ses états et des taux de défaillance. Avec ces différents outils, il est donc possible de définir la probabilité de défaillance d'un système, à condition que les taux de défaillance (éventuellement de réparation) soient connus.

Même s'il est possible de trouver dans la littérature scientifique certains taux de défaillance [82], [90], [127], [128], il s'agit bien souvent d'application de fortes puissances (100kW-1MW) pour de l'aéronautique, de la propulsion navale ou de la production d'énergie éolienne. Déterminer le taux de défaillance d'un produit est une tâche relativement complexe car il dépend de très nombreux paramètres, telle que la technologie du produit ou bien l'environnement auquel il est soumis (température, cycles, surcharge, transitoires...). Une première méthode consiste à réaliser des études statistiques sur un échantillon conséquent, en réalisant un vieillissement accéléré. Cependant, cette méthode empirique comporte des limites [129], notamment d'un point de vue purement pragmatique. Il est complexe et coûteux de mettre en place ce genre de tests, en particulier si chaque composant individuel d'un système doit être caractérisé.

C'est pourquoi il est possible de s'appuyer sur des recueils de fiabilité. Il s'agit de documents qui recensent les taux de défaillance de différents composants. Il existe des recueils de fiabilité pour les composants mécaniques (ressorts, roulements, vannes, etc...). Nous pourrions citer par exemple le « *Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment* » du Naval Surface Warfare Center (USA). Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous nous intéresserons plus spécifiquement aux composants électroniques. Là encore des registres issus de l'armée américaine existent

²¹ [PRESS-FIT TECHNOLOGY \(whitepaper-pressfit-072014.pdf\)](#)

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

(MIL-HDBK-217 [130]), mais dans ce manuscrit nous nous intéresserons davantage au guide FIDES : « Méthodologie de fiabilité pour les systèmes électroniques »[131]. Ce guide a été créé initialement par des acteurs européens de l'aviation.

Les recueils de fiabilité proposent des modèles de taux de défaillance qui prennent en général la forme d'un taux de défaillance donné pour un composant, que l'on va ensuite pondérer par différents facteurs. Ces facteurs prennent en compte de nombreux éléments tels que l'utilisation du produit, son environnement (vibration, température, pollutions, etc.) ou encore la qualité du processus de fabrication. Par exemple, le guide FIDES donne les équations suivantes :

$$\lambda = \lambda_{physique} \times \Pi_{PM} \times \Pi_{Process} \quad (2-8)$$

$$\lambda_{physique} = \sum_i^{Phases} \left(\frac{t_{annuel_i}}{8760} \right) \times \lambda_{ECU_i} + \sum_i^{Phases} \left(\frac{t_{annuel_i}}{8760} \right) \times \{ \lambda_{TH} \Pi_{Thermique} + \lambda_{TCyB} \Pi_{TCyB} + \lambda_{TCyJB} \Pi_{TCyJB} + \lambda_M \Pi_{Mecanique} + \lambda_{RH} \Pi_{RH} \}_i \times \Pi_{induit_i} \quad (2-9)$$

Avec $\lambda_{physique}$ qui prend en compte la contribution physique (type de composant, son environnement, son placement, etc... - cf. [131]), Π_{PM} (PM pour *Part Manufacturing*) qui traduit la qualité et la maîtrise technique de fabrication du produit et $\Pi_{Process}$ qui traduit la qualité et la maîtrise technique du processus de développement, de fabrication et d'utilisation du produit. L'indice « i » se réfère à la phase du profil de vie considéré.

Un critère important qui va impacter le taux de défaillance est le profil de vie et en particulier les différentes températures auxquelles sera soumis le produit. Pour un produit déterminé il est nécessaire de définir les différentes phases de fonctionnement moyen, ainsi que les conditions pour chacune de ces phases. Le profil de vie a directement un impact sur le terme $\lambda_{physique}$ de (2-9) puisque les produits Π_x dépendent directement des conditions de la phase considérée. En particulier, lors d'une phase dite « Off », $\Pi_{thermique}$ est nul ce qui réduit grandement la contribution de ces phases au $\lambda_{physique}$. Plus un produit aura un faible taux d'utilisation, meilleur sera son taux de défaillance. Plusieurs exemples de profil de vie sont donnés dans le guide et nous en illustrons un au Tableau 2.2 .

Hélicoptère - Calculateur de navigation embarqué - Utilisation VIP														
Intitulé de la phase	Temps calendaire (heures)	Thermique et Humidité			Cyclage thermique				Mecanique	Chimique			Induit $\Pi_{application}$	
		On/Off	Température ambiante (°C)	Taux d'humidité (%)	ΔT (°C)	Nombre de cycles (/an)	Durée du cycle (heures)	Température maximale au cours du cyclage (°C)	Vibrations aléatoires (Grms)	Pollution saline	Pollution d'environnement	Pollution d'application		Niveau de protection
Off -24h	6360	Off	15	70	10	265	24	20	0	Faible	Modérée	Modérée	Non Hermétique	2,33
Off	2146	Off	15	70	10	100	20,6	20	0	Faible	Modérée	Modérée	Non Hermétique	2,33
Sol-On 1	27	On	36	20	30	100	0,6	45	0,5	Faible	Modérée	Modérée	Non Hermétique	2,71
Vol 1	100	On	35	20	10	100	1,1	45	6	Faible	Modérée	Modérée	Non Hermétique	2,51
Sol-On2	27	On	36	20	30	100	0,6	45	0,5	Faible	Modérée	Modérée	Non Hermétique	2,71
Vol 2	100	On	35	20	10	100	1,1	45	6	Faible	Modérée	Modérée	Non Hermétique	2,51

Tableau 2.2 : Exemple du profil de vie d'un calculateur de navigation embarqué sur un hélicoptère, fourni par le guide FIDES [p.65]

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

Paramètres associés aux phases de fonctionnement (ON) du comptage par types

		Phases ON : Paramètres moyens par défaut par type d'article													Induit	
		Thermique					Humidité		Cyclage Thermique				Mécanique			El.Ch.Us
		λ_{Th}	Ea_{Th}	To	ΔT	α	λ_{Rh}	Ea_{Rh}	λ_{Tcy_B}	m_B	λ_{Tcy_JB}	m_JB	λ_M	n	λ_{ECU}	Csensibilité
Circuit intégré Numérique	Hermétique	≤ 24 p	0,021	0,7	20	3	0	0	0,002	4	0,012	1,9	0,00028	1,5	0	
		de 24 à 48 p	0,021	0,7	20	5	0	0	0,0044	4	0,041	1,9	0,0012	1,5	0	6,3
		de 48 à 144 p	0,021	0,7	20	7	0	0	0,0084	4	0,11	1,9	0,0036	1,5	0	6,3
		de 144 à 288 p	0,021	0,7	20	10	0	0	0,016	4	0,30	1,9	0,011	1,5	0	6,3
	Non Hermétique	> 288 p	0,021	0,7	20	14	0	0	0,034	4	0,96	1,9	0,043	1,5	0	6,3
		≤ 24 p	0,021	0,7	20	3	0	0	0,002	4	0,012	1,9	0,00028	1,5	0	6,3
		de 24 à 48 p	0,021	0,7	20	5	0	0	0,0044	4	0,041	1,9	0,0012	1,5	0	6,3
		de 48 à 144 p	0,021	0,7	20	7	0	0	0,0084	4	0,11	1,9	0,0036	1,5	0	6,3
		de 144 à 288 p	0,021	0,7	20	10	0	0	0,016	4	0,30	1,9	0,011	1,5	0	6,3
		> 288 p	0,021	0,7	20	14	0	0	0,034	4	0,96	1,9	0,043	1,5	0	6,3
Circuit intégré Mémoire	Hermétique	≤ 24 p	0,054	0,7	20	6	0	0	0,002	4	0,012	1,9	0,00028	1,5	0	6,3
		de 24 à 48 p	0,054	0,7	20	8	0	0	0,0044	4	0,041	1,9	0,0012	1,5	0	6,3
		de 48 à 144 p	0,054	0,7	20	12	0	0	0,0084	4	0,11	1,9	0,0036	1,5	0	6,3
		de 144 à 288 p	0,054	0,7	20	17	0	0	0,016	4	0,30	1,9	0,011	1,5	0	6,3
	Non Hermétique	> 288 p	0,054	0,7	20	24	0	0	0,034	4	0,96	1,9	0,043	1,5	0	6,3
		≤ 24 p	0,054	0,7	20	6	0	0	0,002	4	0,012	1,9	0,00028	1,5	0	6,3
		de 24 à 48 p	0,054	0,7	20	8	0	0	0,0044	4	0,041	1,9	0,0012	1,5	0	6,3
		de 48 à 144 p	0,054	0,7	20	12	0	0	0,0084	4	0,11	1,9	0,0036	1,5	0	6,3
		de 144 à 288 p	0,054	0,7	20	17	0	0	0,016	4	0,30	1,9	0,011	1,5	0	6,3
		> 288 p	0,054	0,7	20	24	0	0	0,034	4	0,96	1,9	0,043	1,5	0	6,3

Tableau 2.3 : Exemple de paramètres pris en compte dans le calcul de $\lambda_{physique}$, issu du guide FIDES [p.232]

Le recueil de fiabilité donne donc un modèle de taux de défaillance qui dépend de très nombreux paramètres comme l'atteste (2-9) et comme peut l'illustrer le Tableau 2.3. Il y a donc un travail important de modélisation pour chacun des éléments qui seront présents sur l'électronique de puissance. Sur des PCB relativement complexes, il peut exister plus d'une centaine de références distinctes. Il est donc nécessaire de parcourir la BOM (*Bill of Material*) et d'associer chaque référence à son modèle tiré du recueil.

Enfin, il est également nécessaire de prendre en considération le mode de défaut. Nous l'avons brièvement abordé plus tôt dans ce chapitre avec l'exemple des condensateurs et des inductances. Certains composants ont des modes de défauts préférentiels (e.g. 20% défaut circuit ouvert et 80% défaut en court-circuit). Dans ce cas-là, il suffit d'avoir accès à la distribution des modes de défauts, considérer uniquement le mode de défaut menant à une panne et multiplier cette répartition de fautes par le taux de défaillance préalablement déterminé par les modèles.

2.1.3 Exemple de calcul de taux de défaillance

Pour cet exemple, nous allons considérer un système simplifié. Nous allons cette fois-ci considérer un bras d'onduleur ainsi que sa commande rapprochée (*gate driver*). Par soucis de clarté, nous ne prenons pas en compte les éléments passifs qui sont normalement nécessaires au bon fonctionnement du circuit. Le système pris en compte dans le cadre cette étude est illustré dans la Figure 2.7 et ne comporte donc que deux références distinctes. Nous choisissons de prendre des références d'un produit série existant à Sonceboz, la référence UCC27712Q1²² pour le *gate driver* et FDBL86361-F085²³ pour les deux transistors.

²² [UCC27712-Q1 data sheet, product information and support | TI.com](https://www.ti.com/lit/dsp/ucc27712-q1)

²³ [FDBL86361-F085 - POWER TRENCH MOSFET, N-Channel - 80 V, 300 A, 1.4 mOhm \(onsemi.com\)](https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fdbl86361-f085.pdf)

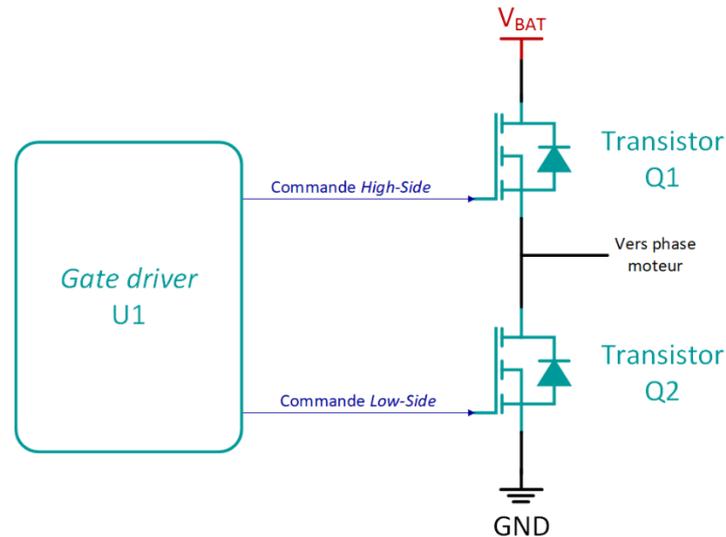


Figure 2.7 : Schéma simplifié d'un bras d'onduleur et de sa commande rapprochée

Comme nous l'avons mentionné précédemment, les modèles dépendent de différents paramètres et notamment du cycle de vie qu'il faut définir avant toute chose. Nous considérons ici que notre bras d'onduleur est dans un produit monté sur un véhicule autonome. De manière optimiste, nous considérons que le véhicule autonome fonctionne 66% du temps. Comme nous l'avons mentionné avant, plus il y a de phases « on » devant les phases « off », plus la valeur de λ sera élevée. Nous prenons également quelques considérations liées à la température en fonction des saisons et du profil de mission de l'actionneur, ce qui donne le tableau illustré dans le Tableau 2.4 :

Phase name	On / Off	Calendar time (hours)	Temperature		Temperature cycling			Humidity	Mechanical		Chemical			π Application
			Ambient temperature (°C)	Δt (°C)	Cycle duration (hours)	Number of cycles (/phase)	Maximum temperature during cycling (°C)	Relative humidity (%)	Random vibrations (Grms)	Saline pollution	Environmental pollution	Application pollution	Protection level	
Key OFF / Engine OFF	OFF	2 971.0 h	23 °C	+/-5°C	6.63 h	448	28 °C	60%	-	-	-	-	Hermetic	2.8
Key ON, temperature 1 (-25°)	ON	347.0 h	-25 °C	+/-5°C	2.31 h	150	-20 °C	60%	0.06 Grms	-	-	-	Hermetic	3.3
Key ON, temperature 2 (23°)	ON	1 158.0 h	23 °C	+/-5°C	18.38 h	63	28 °C	60%	0.06 Grms	-	-	-	Hermetic	3.3
Key ON, temperature 3 (40°)	ON	3 763.0 h	40 °C	+/-10°C	18.54 h	203	50 °C	60%	0.06 Grms	-	-	-	Hermetic	3.3
Key ON, temperature 4 (75°)	ON	463.0 h	75 °C	+/-5°C	2.32 h	200	80 °C	60%	0.06 Grms	-	-	-	Hermetic	3.3
Key ON, temperature 5 (80°)	ON	58.0 h	85 °C	+/-5°C	2.32 h	25	90 °C	60%	0.06 Grms	-	-	-	Hermetic	3.3

Tableau 2.4 : Profil et cycle de vie

Ensuite, nous calculons le terme $\lambda_{physique}$ à l'aide de la formule (2-9), du cycle de vie et des paramètres fournis par le guide. Sur la Figure 2.7, le *gate driver* correspond à un circuit intégré numérique avec un nombre de pins inférieur à 24 ($\leq 24p$). Pour les transistors Q1 et Q2, il faut se référer à la section du guide FIDES dédiée aux semiconducteurs discrets. Nous considérons qu'il s'agit de transistor de puissance silicium MOS >5W (cf. page 123 du guide).

Pour les grandeurs Π_{PM} et $\Pi_{process}$ de (2-8), nous prenons les valeurs de défaut du guide. A noter que ces facteurs ont un impact majeur. En effet $\Pi_{process}$ a une valeur de 4 par défaut, alors qu'une entreprise qui veille à la qualité de ses chaînes de

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

production peut atteindre facilement 2. Comme ce facteur est appliqué à chaque composant sans distinction, il a un fort impact sur un produit complet.

Une fois les données rassemblées, il est possible de calculer les deux taux de défaillance considérés. Nous obtenons :

- $\lambda_{GateDriver} = 39.84 FIT$
- $\lambda_{TransistorMOS} = 40.98 FIT$

Pour terminer l'étude, il faut regarder les différents modes de défaillance des composants et sélectionner ceux qui entraînent une panne du système. A noter qu'il s'agit d'une version réduite de l'AMDE présentée précédemment et qu'elle doit être réalisée en amont du calcul des taux de défaillance. Les modes de défaillance et leur distribution sont donnés dans le tableau ci-dessous pour les deux composants étudiés.

Composants	Modes de défaillances	Effets sur le système	Distribution
Transistor	Dérive	Mauvais pilotage. Perte du contrôle de la phase moteur.	0.17
	Circuit ouvert	Mauvais pilotage. Perte du contrôle de la phase moteur.	0.05
	Bloqué à l'état passant	Mauvais pilotage. Perte du contrôle de la phase moteur.	0.05
	Bloqué à l'état bloquant	Mauvais pilotage. Perte du contrôle de la phase moteur.	0.22
	Court-circuit	Mauvais pilotage. Perte du contrôle de la phase moteur.	0.51
Gate Driver	Entrée en circuit ouvert	Sortie à l'état bas, aucun des transistors n'est piloté. Perte du contrôle de la phase moteur.	0.355
	Sortie en circuit ouvert	Aucun des transistors n'est piloté. Perte du contrôle de la phase moteur.	0.355
	Sortie bloquée à l'état haut	Transistor mal commandé (risque de court-circuit). Perte du contrôle de la phase moteur.	0.08
	Sortie bloquée à l'état bas	Transistor mal commandé. Perte du contrôle de la phase moteur.	0.09
	Alimentation ouverte	Gate driver non fonctionnel, aucun des transistors n'est piloté. Perte du contrôle de la phase moteur.	0.12

Tableau 2.5 : Modes de défaillance et leur distribution pour un transistor et un gate driver

Le Tableau 2.5 montre que pour tous les modes de défaillance considérés, l'effet sur le système est la perte du contrôle de la phase moteur. Il n'est donc pas nécessaire de prendre une portion des taux de défaillance calculés précédemment. En revanche, comme nous l'avons montré, nous pouvons calculer un taux de défaillance global lié à notre système « bras d'onduleur » si l'on souhaite réaliser une étude d'un point de vue macroscopique. Dans ce cas notre système devient un sous-système et il suffit simplement de sommer les taux de défaillance : $\lambda_{BrasOnduleur} = \lambda_{GateDriver} + 2 \times \lambda_{TransistorMOS} = 121.8 FIT$. Le MTTF de ce sous-système est alors de 8196721 heures (≈ 935 ans).

2.2 Sécurité fonctionnelle dans l'automobile : aperçu de la norme ISO26262

Cette partie vise à donner au lecteur un aperçu de la norme ISO26262 relative à la fiabilité fonctionnelle. Il ne s'agit pas de donner un résumé exhaustif mais de fournir quelques clés de compréhension et d'applications des notions précédemment évoquées.

2.2.1 Présentation générale de la norme

L'ISO26262 est une norme qui régit la fiabilité fonctionnelle des systèmes électriques ou électroniques installés dans les véhicules routiers de série (*Road vehicles – Functional safety*), à l'exception des cyclomoteurs. Elle a été définie une première fois en 2011 et révisée en 2018 avec l'ajout de recommandations. Elle est constituée de douze chapitres, comme l'illustre la Figure 2.8, et vise à définir un certain nombre de règles et de bonnes pratiques pour assurer la sécurité des passagers. Le but de la norme est de prendre en considération le cycle de vie complet d'un produit, de la phase de design à la mise hors service. Elle couvre les aspects de sécurité fonctionnelle de l'ensemble du processus de développement tels que la spécification des exigences, la conception, la mise en œuvre, la validation, etc... Un chapitre de la norme est dédié au management de la fiabilité fonctionnelle. La production de documents de vérifications et de validations est donc une part importante du développement d'un projet relatif à la fiabilité fonctionnelle. Pour les entreprises qui se lancent dans ces projets dits *safety*, il s'agit d'investissements humains et matériels conséquents qui se chiffrent en millions d'euros.

Le premier chapitre de la norme est relatif au vocabulaire. Il définit entre autres les notions de *Fault* et de *Failure* qui sont à rapprocher de la définition d'un défaut et d'une panne que nous avons clarifiés précédemment. La notion de fiabilité fonctionnelle est à mettre en lien avec le terme de *Malfunctioning Behavior* qui définit le comportement non désiré d'un système relatif à « son intention de conception ». Autrement dit, la fiabilité fonctionnelle vise à garantir à chaque instant la fonction pour lequel un système a été conçu.

La norme ISO26262 s'intéresse tant à la perspective système d'un produit, qu'à la partie physique (*hardware*) ou qu'à la partie logicielle (*software*). Dans chaque section il est nécessaire de définir des exigences et de les valider, en suivant des cycles en V internes (comme illustré au milieu de la Figure 2.8). En fonction du niveau de sécurité défini, les exigences ne sont pas tout à fait les mêmes.

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

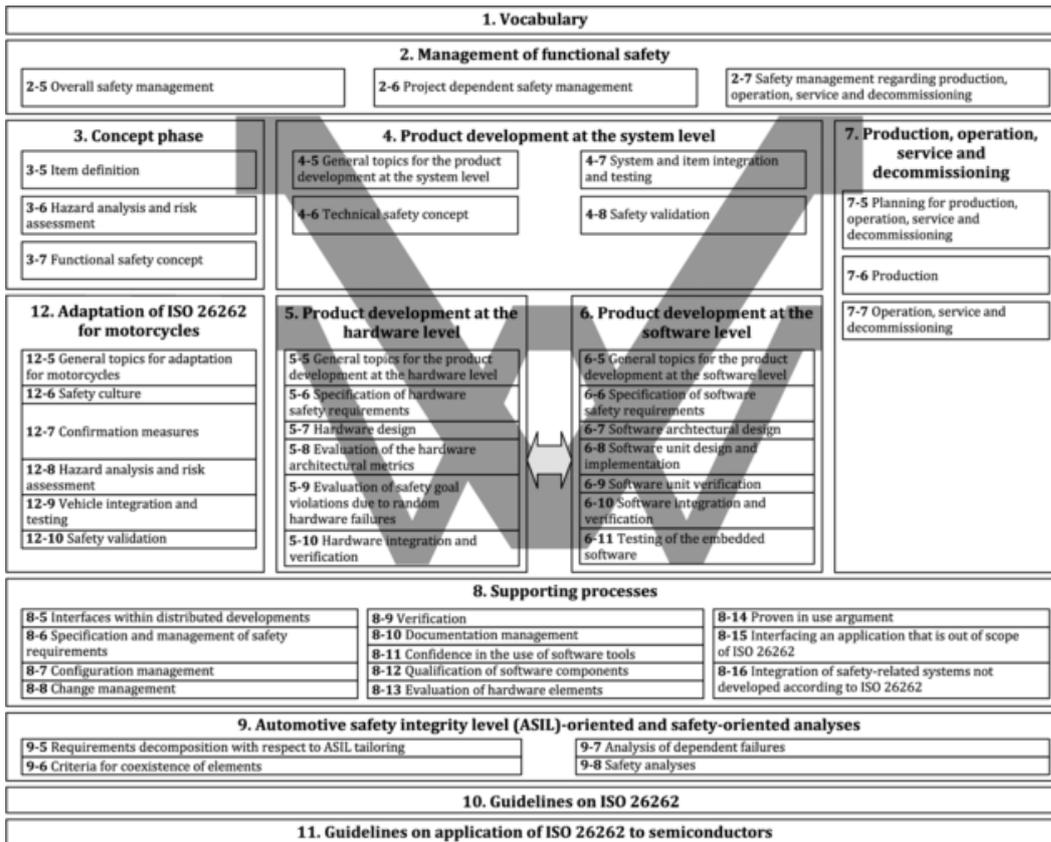


Figure 2.8 : Aperçu de la norme ISO26262²⁴

2.2.2 Les différents niveaux d'ASIL et leur signification

Ce que l'on retient principalement de la norme ISO26262 c'est en général les notions de « Niveau d'intégrité de la sécurité automobile » ou ASIL (*Automotive Safety Integrity Level*). Un ASIL est directement lié à un objectif de sécurité (*Safety Goal*), c'est-à-dire à une exigence système qui vise à réduire les risques d'événements dangereux. Dans le cas d'une application de direction électrique, un exemple de *Safety Goal* pourrait être : « Garantir aucune perte soudaine de direction ». L'ASIL associé à un *Safety Goal* est ensuite défini selon trois critères :

- La Sévérité des blessures potentielles, classée de S0 (aucune blessure) à S3 (mise en danger, survie incertaine).
- L'Exposition, ou la « probabilité » des blessures suite à l'événement dangereux, classée de E0 (très peu probable) à E4 (très probable).
- La Contrôlabilité, basé sur les (ré)actions du conducteur suite à l'événement dangereux, classée de C0 (contrôlable de manière générale) à C3 (difficile à contrôler ou incontrôlable).

Ces différents critères sont définis lors de l'analyse de risque préliminaire du système, bien avant la phase de conception. Le critère d'exposition peut paraître délicat à évaluer à ce moment-là du projet, mais il est généralement classé relativement élevé pour garantir la sécurité des personnes. Une fois ces critères évalués, il est possible de définir l'ASIL, classé de D (le plus haut) à A (le plus bas). A noter qu'il existe un niveau

²⁴ [ISO 26262-1:2018\(en\), Road vehicles — Functional safety — Part 1: Vocabulary](#)

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

QM (*Quality Management*) lorsqu'il n'y a pas d'incidence sur la sécurité et que seuls des processus standards de gestion de la qualité sont exigés.

L'ASIL D correspond au plus haut niveau, c'est-à-dire la combinaison d'un événement redouté qui peut entraîner des blessures pouvant causer la mort (S3), qui a une grande chance de se produire (E4) et qui est incontrôlable, le conducteur ne peut agir (C3). Chaque réduction dans un de ses critères induit la baisse de l'ASIL. Par exemple un ASIL A pourrait être obtenu avec une combinaison S2 + E3 + C2.

A chaque ASIL sont associées des exigences sur trois métriques différentes :

- Le SPFM (*Single Point Fault Metric*), qui est la métrique des défaillances ponctuelles jugeant si la couverture par des mécanismes de sécurité (*Safety Mechanisms*) est suffisante ou non.
- Le LFM (*Latent Fault Metric*) juge la couverture diagnostique (*Diagnostic Coverage*) et donc s'il reste une part importante de fautes non détectées/détectables ou non.
- Le PMHF (*Probabilistic Metric for Hardware Failure*) qui donne la probabilité moyenne de violer un *Safety Goal* au cours de la durée de vie du véhicule.

Davantage de détails sont donnés en Annexe A mais également dans [132] quant au calcul de ces métriques. Il faut retenir que les trois métriques dépendent directement des taux de défaillance évoqués précédemment. Des notions complémentaires sont à prendre en compte pour ces calculs : les mécanismes de sécurité (*Safety Mechanism*) et leurs couvertures diagnostiques (*Diagnostic Coverage*). La somme des taux de défaillance comme évalué précédemment n'est donc pas égal au PMHF, sans quoi avec seulement deux transistors et leur commande rapprochée nous ne pourrions même pas atteindre un ASIL B. Les exigences relatives aux trois métriques en fonction de l'ASIL sont données Tableau 2.6. Il n'y a pas d'exigence pour l'ASIL A, seulement des recommandations.

ASIL	SPFM	LFM	PMHF
A	--	--	<1000FIT (Recommandation uniquement)
B	>90%	>60%	<100FIT
C	>97%	>80%	<100FIT
D	>99%	>90%	<10FIT

Tableau 2.6 : Exigence des métriques en fonction de l'ASIL

2.2.3 Liens avec les travaux de thèse

Comme nous avons pu l'évoquer au premier chapitre, les travaux de thèses sont dirigés vers des applications sécuritaires intégrées dans des véhicules routiers et donc soumises à l'ISO26262, applications qui justifient l'emploi d'un entraînement électrique à plus de deux courants indépendants. Si nous reprenons l'exemple d'une direction électrique EPS, un *Safety Goal* associé serait sûrement ASIL B ou C, car la présence de la colonne de direction augmente le critère de contrôlabilité. En revanche pour un système SBW, l'absence de colonne de direction empêche toute action du conducteur et sera donc très probablement classé ASIL D. Les métriques à respecter sont alors drastiques et il est très difficile de les atteindre avec des systèmes classiques (onduleur + machine triphasés). Notamment parce qu'il est nécessaire de palier à toutes les fautes simples (pouvant entraîner une perte de la fonction) ou a minima les diagnostiquer. Cela

impose donc des composants ou des fonctions logicielles supplémentaires qui ne sont généralement pas prévus pour le développement d'un actionneur triphasé standard. C'est pourquoi il est nécessaire de penser différemment. Les travaux scientifiques autour des entraînements électriques tolérants aux défauts sont importants pour adresser ce type d'application hautement sécuritaire.

2.3 Les différents types de défaut d'un entraînement électrique

2.3.1 Définition d'un entraînement électrique

Dans le cadre de cette thèse, nous considérons qu'un entraînement électrique est constitué d'un moteur électrique, de son électronique de puissance ainsi que du contrôle-commande associé. Chacun de ces trois éléments est donc la source potentielle de défauts.

2.3.2 Défauts Logiciels

Avec l'augmentation des fonctions logicielles, il n'est pas rare de voir survenir ce qui est appelé dans le langage courant un bug. Il s'agit d'un comportement non désiré qui provient de la combinaison d'événements imprévus. L'ISO26262 dédie un chapitre entier pour limiter le risque d'apparition de défauts logiciels. Il existe également des standards logiciels comme MISRA ou AUTOSAR visant à rendre les fonctions logicielles les plus fiables possibles en définissant un certain nombre de règles. Ces règles peuvent être purement liées à l'implémentation du code, afin que le développeur ne laisse aucune interprétation possible au pré-compileur ou au compilateur. Ce sont également des règles en termes de gestion de projet et de processus de développement, avec un ensemble de documents à produire : définition des exigences, rapport de validation, etc. L'utilisation d'une approche *Model Based Design* (MBD) peut permettre de simplifier le processus de développement logiciel [133], [134] produisant du code autogénéré selon les bons standards et en éditant également de la documentation. C'est une approche qui tend à se renforcer, tant le développement de projets sécuritaires est compliqué.

De façon plus générale, nous pouvons résumer qu'un problème logiciel peut avoir deux conséquences principales :

- Une dégradation des performances du système : le couple appliqué en sortie de moteur n'est pas celui demandé (e.g. mauvais calcul dans l'ordre de commande des transistors).
- Une panne complète du système : aucun couple n'est appliqué en sortie du moteur (e.g. le microcontrôleur fait une fausse détection de panne majeure et met à l'arrêt le système).

Les défauts logiciels n'ont pas été le cœur des travaux de thèse et nous ferons dans la suite l'hypothèse que l'implémentation sur microcontrôleur des algorithmes développés respecteront tous les processus qui peuvent être définis dans les normes de sécurité.

2.3.3 Défauts d'Electronique de Puissance

L'électronique de puissance représente le PCB (*Printed Circuit Board*) sur lequel sont disposés tous les composants électroniques nécessaires au pilotage du moteur. Afin de faciliter l'analyse, il est commode de scinder l'électronique de puissance en plusieurs unités fonctionnelles comme illustrées dans la Figure 2.9.

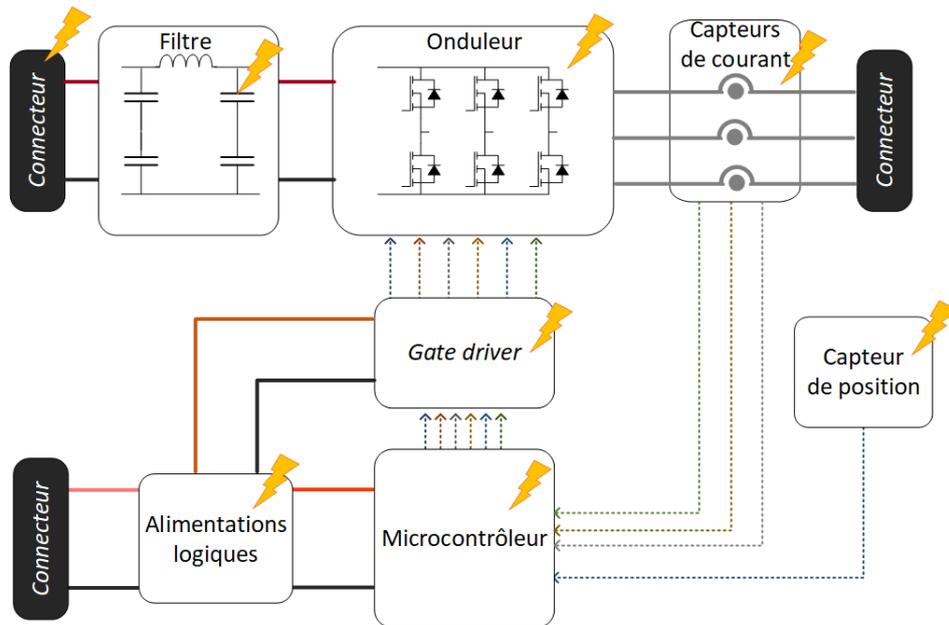


Figure 2.9 : Schéma fonctionnel d'une électronique de puissance et localisation des défauts associés

Les sources de défauts sur une électronique de puissance sont nombreux [90], [106], [124], [130], [131], [135] :

- Les transistors de puissance de l'onduleur : quelle que soit leur technologie, ce sont des éléments qui sont sensibles à une tension de claquage et qui ont une capacité de dissipation thermique donnée. Le défaut le plus courant est le court-circuit (e.g. FET : drain connecté à la source), qui peut mener à un circuit ouvert en cas de surchauffe (e.g. destruction du package ou rupture des fils de bonding).
- Les gate drivers : ce sont eux qui permettent de contrôler les transistors à l'état ouvert ou fermé. Des protections sont souvent intégrées pour laisser le transistor à l'état ouvert en cas de défauts de composants.
- Les composants de filtrage : il s'agit de composants qui sont là pour lisser le courant de batterie (dans le cas d'un onduleur) et qui sont soumis aux surcharges et aux sursensions. Le composant le plus critique est le condensateur. En cas de défaut il peut être en circuit ouvert ou en circuit fermé en fonction de la technologie (dans ce cas deux condensateurs sont mis en série pour éviter des courts-circuits francs sur la batterie)
- Les alimentations logiques : elles adaptent la tension d'entrée fournie pour alimenter les autres composants (microcontrôleur, *gate driver*) avec la bonne tension. Elles peuvent être constituées de convertisseurs DC/DC discrets avec des transistors, de composants intégrés ou de régulateurs de tension LDO. En cas de défaut, les alimentations ne sont plus correctes entraînant un défaut de l'élément alimenté.

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

- Les capteurs : que ce soit des capteurs de position ou de courants, une défaillance entraîne un mode dégradé du système, qui ne reçoit plus les bonnes informations.
- Le microcontrôleur : il s'agit du « cerveau » de l'électronique de puissance, qui communique avec l'extérieur via des bus de communication (CAN, LIN, FlexRay, Ethernet, etc.). Un défaut sur ce composant entraîne généralement l'arrêt de la commande des transistors.
- La connectique : il s'agit d'un élément important car en cas de défaut, soit l'électronique de puissance n'est plus alimentée et donc le moteur non plus, soit les phases du moteur ne sont plus alimentées.

Les éléments de puissance (là où le courant est le plus important) sont en général ceux dont le taux de défaillance est le plus élevé, car subissant davantage de cycles (thermique, en tension, en courant).

2.3.4 Défaits Moteur

Au sein d'un moteur électrique, plusieurs défauts reviennent régulièrement [123], [135], [136]. Ces défauts sont illustrés par la Figure 2.10 et sont détaillés ci-dessous :

- Les roulements : il s'agit d'un élément sensible dont la défaillance peut entraîner des surcharges avant de conduire au blocage du rotor.
- Les bobinages : plusieurs types de courts-circuits peuvent survenir : entre phases, spires à spires ou bien phase/spire à carcasse. En fonction de la perméance de la machine, les courants de court-circuit peuvent être relativement importants et créer un point chaud qui va progressivement détériorer la machine et mener à l'arrêt du système.
- Le rotor : différents défauts peuvent survenir s'il est bobiné, à barres (machine asynchrone) ou à aimants. Généralement il peut se rompre en cas d'excentration, de pertes excessives ou bien d'une résonance due à un mode vibratoire (critique pour des machines haute-vitesse).
- L'étage de réduction mécanique : s'il existe dans l'application, il peut mener soit à une baisse de performance (e.g. creux de couple au niveau de dents cassées) ou à l'arrêt du système (e.g. un des étages n'engrènent plus).
- La connectique : elle peut être englobée dans la partie bobinage ou bien séparée. Un défaut sur la connectique mène souvent à des problèmes de phase à l'état ouvert.

Certains éléments mènent à l'arrêt direct du moteur, comme ce peut être le cas avec un défaut sur les roulements ou sur le rotor. D'autres défauts sont moins francs, dégradant le système dans un premier temps avant de mener à la panne dans un second temps. C'est généralement le cas des défauts intervenants sur les bobinages et notamment du court-circuit entre spires [137], [138].

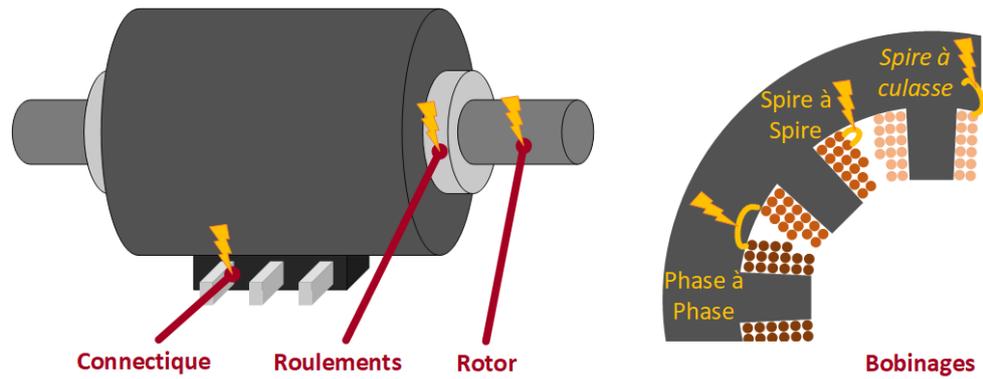


Figure 2.10 : Localisation des défauts sur un moteur électrique

2.4 Moyens pour améliorer la fiabilité

2.4.1 Fiabilité structurelle et notion de redondance

Nous avons vu précédemment que les niveaux de sécurité à atteindre pour des applications automobiles pouvaient être très élevés, tandis que le nombre de défauts potentiels est important. Plutôt que de chercher à sélectionner les composants les plus fiables pour constituer un entraînement électrique qui répondent aux normes de sécurité, il peut être intéressant de repenser l'architecture des solutions standards. C'est là qu'intervient la notion de fiabilité « structurelle », où des choix technologiques de conception sont faits pour rendre tout ou partie du système fiable de façon intrinsèque.

Si nous souhaitons adresser le court-circuit entre-spires, il peut donc être intéressant d'augmenter la distance d'isolement entre les spires, au détriment du facteur de remplissage. De même, le bobinage concentrique dentaire déjà très utilisé dans les applications automobiles en triphasé, possède un avantage concurrentiel par rapport au bobinage distribué : les spires de phases différentes ne se chevauchent pas. De plus, il est possible de réaliser un bobinage simple couche, dans lequel une encoche n'est remplie que de spires de la même bobine (au contraire d'un bobinage double couche, comme illustré à droite de la Figure 2.10). Très concrètement cela signifie que seulement une dent sur deux est bobinée. Il y a donc une dent de séparation entre deux bobines consécutives, ce qui rend quasiment impossible l'apparition de défauts de court-circuit bobine à bobine. Il est également possible d'isoler électriquement les phases entre elles en supprimant le neutre et donc en utilisant des structures dites *open end windings*, alimentées par des onduleurs à pont en H. Chaque phase est alors pilotée indépendamment.

L'utilisation de bobinages concentriques dentaires simple couche a fait l'objet de plusieurs études dans littérature scientifique [139]–[144], que ce soit avec un onduleur à pont en H ou non. Généralement ces solutions sont couplées à l'utilisation de machines polyphasées, comme nous le verrons ultérieurement. Pour les bobinages plus classiques (à pas entier) l'utilisation de bobinage dit « Hairpin » (en épingle) permet un gain en reproductibilité et un bon contrôle de la répartition géométrique des conducteurs.

Du point de vue de l'électronique de puissance, il est également possible d'augmenter la fiabilité par l'ajout de composants. C'est le cas avec des onduleurs triphasés dotés d'un quatrième bras d'onduleur connecté au neutre afin de contrôler le courant homopolaire et améliorer les performances en défaut [145] ou bien des solutions avec un bras d'onduleur de secours [146]. Il est également possible de mettre en parallèle les transistors d'un bras d'onduleur pour des raisons de fiabilité. En faisant cela, le courant est alors partagé entre les différents composants, réduisant ainsi les pertes

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

par composant et donc le stress (cyclage) de chaque transistor²⁵. Nous pouvons citer comme exemple l'onduleur triphasé de traction de Tesla pour la première version du Model 3, qui comportait 24 modules SiC de chez ST Microelectronics²⁶. Par contre avec une mise en parallèle de composants on peut assister à une dispersion dans le vieillissement des composants lorsque ces derniers ne sont pas soumis aux mêmes contraintes lors du fonctionnement (e.g. mauvaise répartition de température induisant des cyclages thermiques différents). Il peut être alors nécessaire d'augmenter le nombre de composants en parallèle pour éviter un effet d'avalanche lors de la défaillance d'un des composants menant alors à un « sur » dimensionnement avec un caractère discret.

Lorsqu'il n'est pas possible d'éviter un défaut, un autre moyen est de l'isoler [147]. C'est le cas lorsqu'un dispositif de coupure de la phase moteur en défaut (que ce soit côté onduleur ou moteur) est implémenté, à l'aide de fusible et/ou d'interrupteurs. Cette solution est notamment efficace lors d'un défaut de court-circuit d'un transistor où l'on préférera isoler la phase impactée plutôt que de risquer des surintensités importantes, la solution simple par mise en série de transistors [148] pouvant s'avérer couteuse.

En revanche, s'il existe un court-circuit localisé au moteur, même s'il est judicieux d'isoler électriquement la phase défaillante (interrupteurs supplémentaires ou topologie à pont en H), cela ne supprime pas le couplage magnétique. Ainsi, même si le courant de court-circuit est confiné dans la machine et que l'élévation de température est maîtrisée (système de refroidissement), la phase en défaut peut perturber le contrôle des autres phases. Une solution serait alors de supprimer le couplage magnétique, ce qui rejoint un peu l'utilisation de bobinage simple couche avec les dents de séparation. La gestion du court-circuit machine a déjà et continue de faire l'objet de travaux scientifiques [149]–[152]. Si l'on souhaite restreindre le courant de court-circuit pour ne pas avoir un échauffement excessif, il est alors nécessaire de soigner la conception de la machine. Les solutions consistent à réduire le flux des aimants et/ou d'augmenter l'inductance pour limiter le courant de court-circuit. Il est alors nécessaire trouver un bon compromis entre la production de couple, les pertes Joule et la limitation du court-circuit [153], [154]. Il semble alors nécessaire d'avoir une approche système et de pondérer les efforts de (sur)-dimensionnement entre l'onduleur et la machine pour adresser les défauts.

Nous l'avons déjà illustré pour les transistors, un moyen relativement simple d'augmenter la fiabilité d'un système est de le « dupliquer ». Au lieu d'avoir un seul entraînement électrique, nous pouvons en mettre plusieurs en « parallèle » [40]. Dans ce cas, si un système est composé de sous-systèmes identiques réalisant la fonction, alors la panne d'un sous-système n'entraîne pas la panne du système complet. Cette solution de redondance est celle qui a été adoptée par l'aéronautique, avec la grande majorité des actionneurs électriques qui sont doublés. C'est le cas également d'un point de vue logiciel, avec des systèmes de reconfiguration dynamique de contrôle [155]–[157] lors de défaut survenant sur l'un des contrôleurs. Le principe est illustré par la Figure 2.11 mais semble peu applicable au domaine automobile, où l'intelligence est davantage centralisée par fonction sur un ECU (*Electronic Control Unit*). La redondance est néanmoins un moyen efficace pour augmenter la fiabilité fonctionnelle et les premiers développements automobiles semblent effectivement se tourner dans un premier temps vers ce type de solution : la mise en parallèle de deux actionneurs. Ce peut être également une mise en série, si l'on imagine deux machines électriques montées sur le même axe [143].

²⁵ En considérant un boîtier identique

²⁶ [Tesla Model 3 Rear Drive Unit - openinverter.org wiki](https://openinverter.org/wiki/Tesla_Model_3_Rear_Drive_Unit)

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

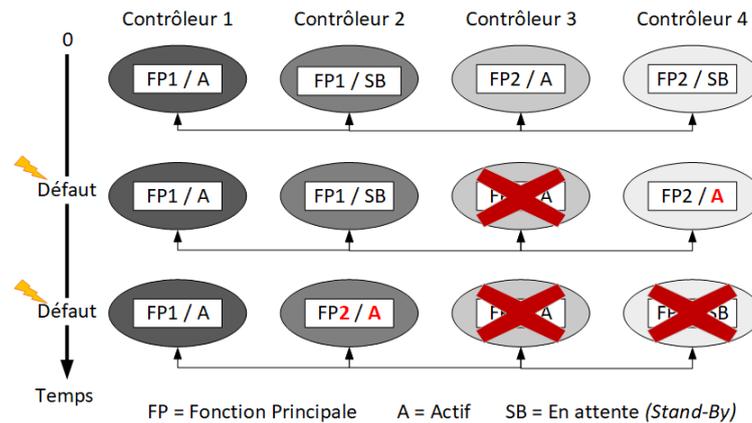


Figure 2.11 : Reconfiguration dynamique de contrôle

Pour un entraînement électrique, il est possible de limiter cette redondance aux bobinages de la machine (et donc également l'onduleur) en utilisant plusieurs enroulements triphasés [89], [143], [158]. Dans ce cas-là, le gain est principalement réalisé en termes de volume et de masse : les deux enroulements triphasés et leur onduleur sont intégrés dans le même boîtier/package, plutôt que dans deux séparés. Pour une voiture ou un camion, la complexité du câblage est réduite, tant du point de vue électrique que fluide si le dispositif a besoin d'être refroidi. Ces solutions ont d'abord été proposées pour des applications aéronautiques et navales, où la sûreté de fonctionnement est primordiale. Les stators de ces machines de forte puissance comportent déjà un grand nombre de bobines, il est donc plus facile de les rebobiner pour avoir plusieurs enroulements triphasés au lieu d'un seul en sortie. Lors d'un défaut sur un des systèmes triphasés (onduleur et/ou moteur), il suffit simplement de le déconnecter et de continuer à fonctionner sans, avec des performances moindres [47], [159].

Dans le domaine automobile, la redondance est envisageable et est déjà envisagée comme nous avons pu l'évoquer dans le premier chapitre. Cependant les contraintes de volume, de production et d'encombrement ne semble pas favoriser l'utilisation de deux actionneurs distincts en parallèle pour assurer la même fonction. Dans ce cas-là, l'intégration des deux entraînements triphasés pour en former un seul (double moteur triphasé et son onduleur) dans le même package semble plus réaliste. Une illustration de cette structure est proposée dans la Figure 2.12. Dans le cas d'une architecture double triphasée, comme envisagée actuellement, un défaut signifie la perte d'un des deux systèmes et donc une chute de 50% des performances [46], [47], [136], à moins de surdimensionner l'entraînement. Il existe cependant des alternatives [160]–[162] et c'est ce que ces travaux de thèses souhaitent souligner.

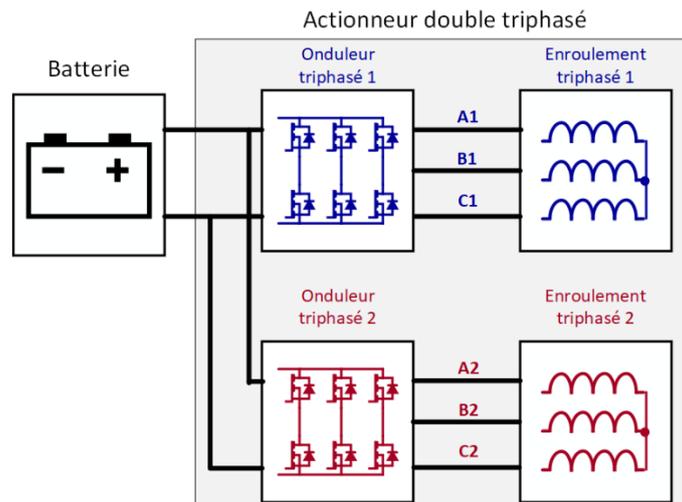


Figure 2.12 : Illustration d'un actionneur double-triphasé intégré

A noter que pour assurer la continuité de fonctionnement, certains équipementiers automobiles envisagent une redondance de fonctions par différents actionneurs. C'est le cas du *steer by braking* (direction par le freinage) [163], où lors d'un défaut sur le système de direction, la gestion du freinage sur les quatre roues permettrait de diriger le véhicule ²⁷.

2.4.2 Entraînements polyphasés : une solution pour augmenter la fiabilité à moindre coût ?

Nous avons vu précédemment qu'une solution pour améliorer la continuité de fonctionnement réside dans la redondance en termes d'actionneur électromécanique. Cette redondance « bête et méchante » ne semble pas être la plus optimale en termes de coût et d'encombrement. Les solutions multi-triphasées (avec un seul stator) semblent donc être une bonne alternative. De manière générale, l'utilisation d'entraînements polyphasés, c'est-à-dire avec un nombre de phase n supérieur à trois, est une réponse efficace à la continuité de fonctionnement. Nous l'avons évoqué plusieurs fois, lors de l'apparition d'un défaut sur un système triphasé, celui-ci perd sa fonctionnalité. Ceci est lié au nombre de degrés de liberté du système. En effet, dans la plupart des cas, un système triphasé ne dispose que de deux degrés de liberté. La présence du neutre permet de déduire le troisième courant des deux premiers. C'est d'ailleurs pour cela que l'on omet très souvent la composante homopolaire dans les transformations de Concordia/Clarke et de Park. Le contrôle des courants d'axe d et d'axe q suffit pour piloter une machine triphasée sans neutre sorti. Quand un défaut intervient, le système perd un degré de liberté et il n'est donc plus possible de créer un champ tournant au stator rendant le couple oscillant, entraînant la perte de la fonction.

Augmenter le nombre de degré de liberté de l'entraînement revient à augmenter le nombre de courants indépendants à réguler et donc nécessairement à une augmentation du nombre de phases (ou de bobines). Dans une moindre mesure, il est également possible de contrôler le courant homopolaire pour rajouter un degré de liberté supplémentaire [145]. Ainsi une machine triphasée pilotée par un onduleur à pont en H possède trois degrés de liberté et pourrait donc être inclus dans les entraînements polyphasés.

²⁷ [Automotive Insights | Alternative Steering Functions - YouTube](#)

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

Avec un nombre de degré de liberté suffisant (≥ 2), il est possible de continuer à générer un champ magnétique tournant et donc de produire un couple moyen non nul pour assurer la fonctionnalité. Les machines polyphasées peuvent être dimensionnées dans le même encombrement qu'une machine triphasée traditionnelle avec des performances similaires voire meilleures en mode sain. L'avantage concurrentiel des entraînements polyphasés est donc de proposer des états « dégradés » intermédiaires au système avant que celui-ci ne soit en panne. Pour l'onduleur associé, il faut certes plus de composants (transistors et *gate driver*), mais en fonction de la puissance, il est possible d'envisager que les transistors soient de plus faible calibre en courant. Des considérations de coût rentrent en compte, mais nous aurons l'occasion d'en discuter dans le prochain chapitre.

2.4.3 Etude de fiabilité d'entraînements triphasé, double-triphasé « classique » et pentaphasé

A priori les solutions polyphasées permettent d'augmenter la fiabilité du système [90]. A contrario, ces solutions polyphasées nécessitent plus de composants. Or augmenter le nombre de composants devrait logiquement mener à l'augmentation de la probabilité d'apparition de défauts [79]. Qu'en est-il réellement ? Dans ce paragraphe, nous allons tâcher d'éclaircir ces différents points à travers une étude de cas.

2.4.3.1 Présentation des entraînements considérés

D'un côté, nous allons prendre un entraînement double triphasé « classique » [46], [92]. Chaque enroulement triphasé est piloté par un onduleur triphasé deux niveaux. Nous considérerons que lors de l'apparition d'un défaut sur un système triphasé, celui-ci est déconnectée par l'intermédiaire d'un « relais électronique » constitué de deux transistors tête-bêche [92], [147]. Après l'apparition d'un défaut, plusieurs possibilités concernant l'entraînement triphasé restent : soit le contrôle reste inchangé et seulement 50% de la fonctionnalité est garantie, soit le système est sur-contraint (par rapport au cas sain) afin de conserver la totale fonctionnalité du système. La première option est la plus simple car ne nécessite pas de surdimensionnement initial, mais il faut pouvoir tolérer cette perte de la moitié des performances. La seconde option peut être réalisée simplement en ayant pris un compte un surdimensionnement initial et en doublant les courants dans le système triphasé restant ou bien en utilisant des stratégies de reconfiguration hardware (interconnexion des neutres) et software (changement des références de courant). Nous aurons l'occasion d'aborder ces points dans le chapitre IV.

De l'autre côté, nous allons choisir un entraînement pentaphasé avec un onduleur deux niveaux à cinq bras. Des relais électroniques sont disposés entre l'onduleur et la machine pour isoler les défauts. Lors de l'apparition d'un premier défaut, nous considérerons que le système est toujours fonctionnel. Nous considérons que les courants sont régulés de manière à garantir un couple constant [60]. Il est possible de sur-contraindre (par rapport au cas sain) le système pour garantir un niveau de fonctionnalité équivalent. Après l'apparition d'un second défaut, les courants sont de nouveau régulés de manière à obtenir un couple constant. Cette fois-ci nous considérons un fonctionnement dégradé afin de limiter les contraintes sur l'onduleur. A noter d'ailleurs que deux défauts sur des phases adjacentes ou non-adjacentes ne donnent pas les mêmes résultats. Ces détails seront abordés au chapitre IV.

Les deux systèmes sont simplifiés et seulement les éléments principaux de l'électronique de puissance sont considérés : filtre d'entrée, relais électronique, bras d'onduleur, capteurs de courant et de position, microcontrôleur et bobinages machines. Les deux entraînements sont illustrés par la Figure 2.13. L'entraînement double-triphasé

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

et pentaphasé seront également comparés avec une solution triphasée traditionnelle, en panne après l'apparition de défaut.

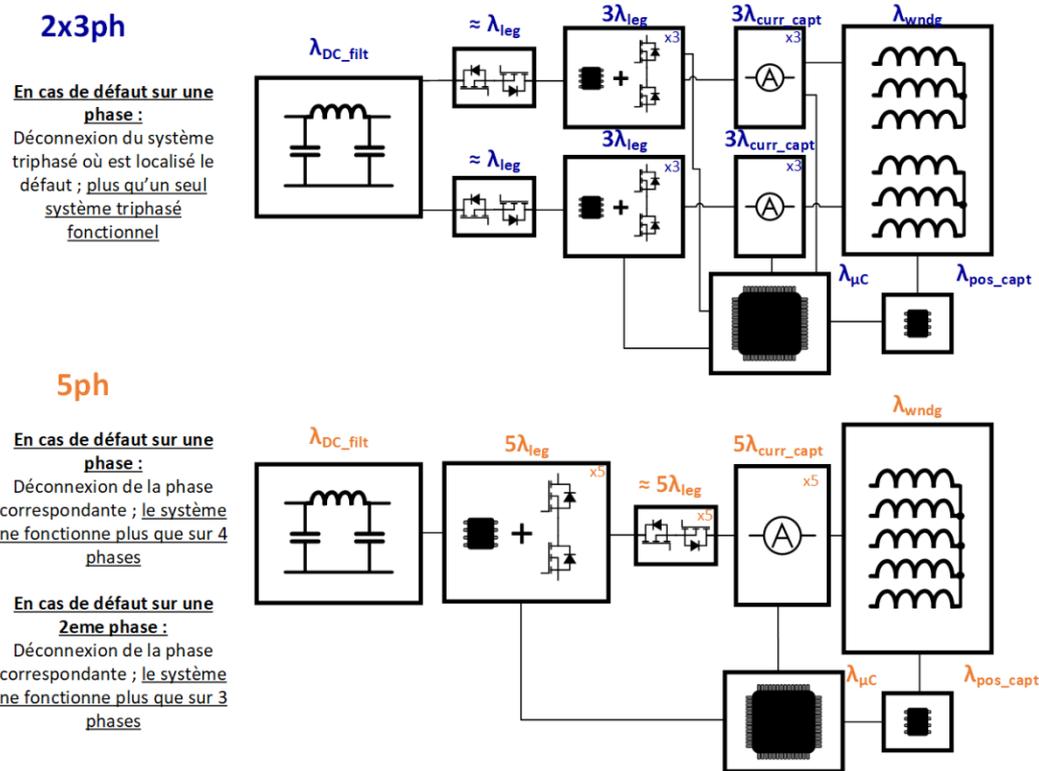


Figure 2.13 : Présentation des entraînements 2x3ph et 5ph

2.4.3.2 Taux de défaillance et différents cas considérés

Afin de déterminer les différents taux de défaillance des composants illustrés par la Figure 2.13, nous allons de nouveau utiliser le guide FIDES [131] avec le cycle de vie proposé dans le Tableau 2.4. [131] ne donne pas d'indications pour le taux de défaillance du bobinage machine. Nous allons alors considérer celui de [130]. Ainsi nous prenons un taux de défaillance global pour la machine et nous considérons qu'il s'agit du même pour les deux entraînements considérés. Cette hypothèse est discutable, mais elle permet de simplifier les calculs. L'étude de cas vise à avoir une comparaison « qualitative » et non une détermination précise des taux de défaillance et du niveau de la fiabilité. Des auteurs ont néanmoins proposé une méthode de calcul se basant sur des considérations thermiques [81], [164]. Les taux de défaillance considérés sont donnés dans le Tableau 2.7. Le taux de défaillance des transistors dépend directement de leur température de jonction [90], [131] et donc de l'élévation de température (par rapport à l'ambient) que nous considérerons de 30°C (cela correspond à 33% de la puissance maximale que peut dissiper le boîtier selon la caractéristique du composant). De ce fait, pour l'entraînement triphasé de référence, nous considérerons que les transistors sont doublés pour avoir le même courant vu par composant que le cas 2x3ph : $\lambda_{mos}^{3ph} = \sqrt{2}\lambda_{mos}^{2 \times 3ph}$ [90], [131].

Plusieurs cas sont considérés afin d'étudier la sensibilité du calcul de fiabilité :

- Cas standard : les taux de défaillance sont ceux présentés dans le Tableau 2.7. Aucune sur-contrainte n'est considérée en mode dégradé pour garantir le même niveau de fonctionnalité qu'en mode sain.

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

- Cas « L » : mêmes hypothèses que le cas standard, mais le taux de défaillance d'un bras d'onduleur λ_{leg} est multiplié par 10 (cela correspond à 80% de la puissance maximale que peut dissiper le boîtier au lieu de 33%) afin de voir l'influence de l'augmentation de ce paramètre sur la fiabilité du système.
- Cas « W » : mêmes hypothèses que le cas standard, mais le taux de défaillance du bobinage λ_{wndg} est multiplié par 4 afin d'étudier l'impact de l'augmentation de ce paramètre sur la fiabilité du système.
- Cas « S » : les taux de défaillance des transistors (inclus dans le calcul de λ_{leg}) sont recalculés par rapport à la « puissance » (I^2) vue par les composants (élévation de température différente). De plus, nous considérons des sur-contraintes pour garantir un niveau de fonctionnalité identique au mode sain après l'apparition d'un défaut sur une phase. Pour l'entraînement 5ph, après un 2nd défaut, le niveau de fonctionnalité est diminué afin d'avoir les mêmes contraintes en courant qu'après un premier défaut. L'Annexe B donne davantage de détails.

Composants	Symbole	Taux de défaillance (FIT)
Filtre DC (Condensateurs + Inductance)	$\lambda_{DC_{FILT}}$	203
Capteur de position	$\lambda_{pos_{capt}}$	33
Microcontrôleur	$\lambda_{\mu C}$	77
Machine (Bobinages)	λ_{wndg}	3206
Transistor	λ_{mos}	41
Gate Driver	λ_{GD}	40
Bras d'onduleur (x2 Transistors + x1 Gate Driver)	λ_{leg}	122
Capteur de courant	$\lambda_{curr_{capt}}$	6

Tableau 2.7 : Taux de défaillance initiaux utilisés pour les calculs de fiabilité

2.4.3.3 Processus de Markov des entraînements considérés

Comme nous l'avons évoqué précédemment, l'entraînement double-triphasé comporte trois états : sain, dégradé et en panne. Le mode dégradé considère un niveau de fonctionnalité de 50% sauf dans le cas « S » où il est de 100%. L'entraînement pentaphasé comporte lui quatre états : sain, dégradé 1, dégradé 2 et en panne. Le mode dégradé 1 considère un niveau de fonctionnalité de 72% sans sur-contrainte ou de 100% dans le cas « S ». Le mode dégradé 2 considère un niveau de fonctionnalité de 25% ou de 40% en considérant (cas « S ») ou non des sur-contraintes. Quant à l'entraînement triphasé standard, il n'a que deux états : sain ou en panne.

Il est également intéressant de noter qu'une brève AMDE (non présentée), indique que certains défauts induisent un passage de l'état sain à l'état en panne, sans passer par les modes dégradés. C'est notamment le cas d'un défaut intervenant sur la machine ou le microcontrôleur. Les différents cas étudiés sont représentés sous la forme de processus de Markov à la Figure 2.14 et décrits par les systèmes d'équations (2-11) et (2-12).

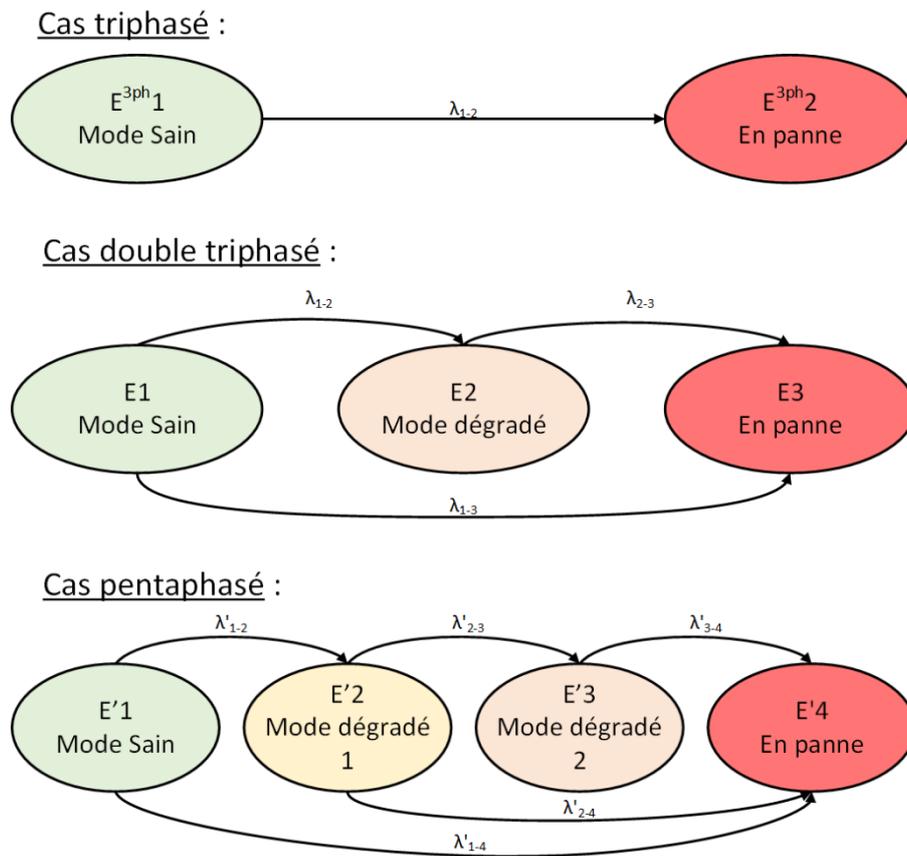


Figure 2.14 : Processus de Markov des systèmes étudiés

$$\begin{pmatrix} \dot{H}_{E_1^{3ph}} \\ \dot{H}_{E_2^{3ph}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\lambda_{1-2} & 0 \\ \lambda_{1-2} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{E_1^{3ph}} \\ H_{E_2^{3ph}} \end{pmatrix} \quad (2-10)$$

$$1 = H_{E_1^{3ph}}(t) + H_{E_2^{3ph}}(t)$$

$$MTTF_{3ph} = \int_0^{\infty} (1 - H_{E_2^{3ph}}(t)) dt$$

$$\begin{pmatrix} \dot{H}_{E_1} \\ \dot{H}_{E_2} \\ \dot{H}_{E_3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\lambda_{1-2} - \lambda_{1-3} & 0 & 0 \\ \lambda_{1-2} & -\lambda_{2-3} & 0 \\ \lambda_{1-3} & \lambda_{1-2} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{E_1} \\ H_{E_2} \\ H_{E_3} \end{pmatrix}$$

$$1 = H_{E_1}(t) + H_{E_2}(t) + H_{E_3}(t)$$

$$MTTF_{2 \times 3ph} = \int_0^{\infty} (1 - H_{E_3}(t)) dt$$

$$\begin{pmatrix} \dot{H}_{E_1'} \\ \dot{H}_{E_2'} \\ \dot{H}_{E_3'} \\ \dot{H}_{E_4'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\lambda'_{1-2} - \lambda'_{1-4} & 0 & 0 & 0 \\ \lambda'_{1-2} & -\lambda'_{1-4} - \lambda'_{2-4} & 0 & 0 \\ 0 & \lambda'_{2-3} & -\lambda'_{3-4} & 0 \\ \lambda'_{1-4} & \lambda'_{2-4} & \lambda'_{3-4} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{E_1'} \\ H_{E_2'} \\ H_{E_3'} \\ H_{E_4'} \end{pmatrix}$$

$$1 = H_{E_1'}(t) + H_{E_2'}(t) + H_{E_3'}(t) + H_{E_4'}(t)$$

$$MTTF_{5ph} = \int_0^{\infty} (1 - H_{E_4'}(t)) dt$$

(2-11)

(2-12)

2.4.3.4 Présentation et analyse des résultats

Les résultats de cette étude (c'est-à-dire la résolution des équations (2-10), (2-11) et (2-12)) sont présentés sous différentes formes. La Figure 2.15 représente la fiabilité des entraînements au cours du temps dans les quatre cas étudiés tandis que la Figure 2.16 donne le MTTF. Le Tableau 2.8 explicite la probabilité de fonctionnement des entraînements à une durée t de 20 ans.

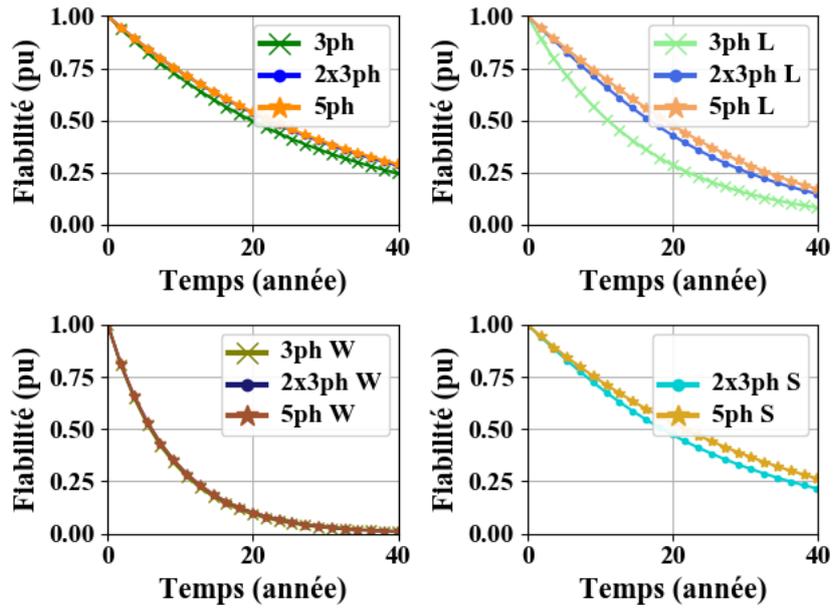


Figure 2.15 : Fiabilité des entraînements étudiés dans les différents cas : standard, cas « L » majoration de λ_{leg} , cas « W » majoration de λ_{wndg} et cas « S » prise en compte de sur-contraintes

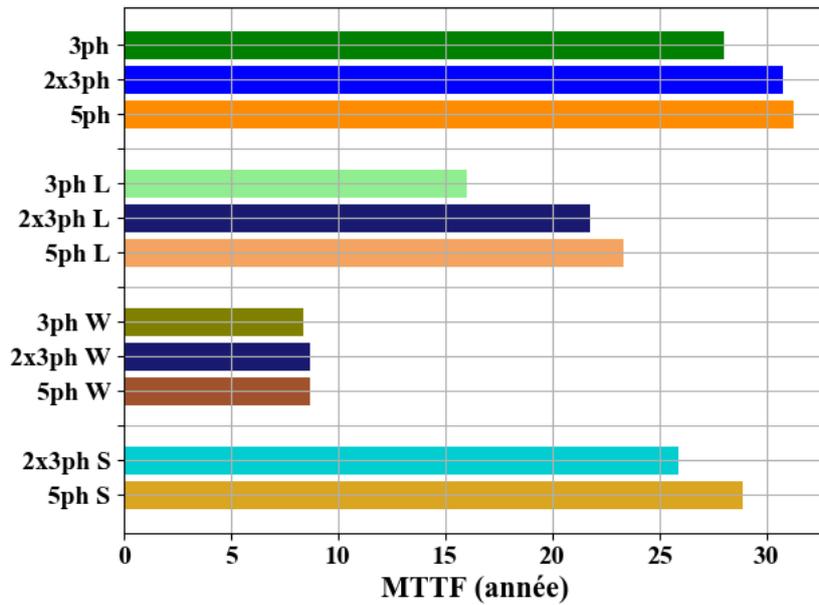


Figure 2.16 : MTTF (temps moyen avant panne) dans les différents cas considérés

Cas considéré	Fiabilité R(t = 20 ans)		
	3ph	2x3ph	5ph
Standard	0.495	0.535	0.539
« L »	0.287	0.428	0.475
« W »	0.092	0.099	0.099
« S »	-	0.473	0.529

Tableau 2.8 : Résultats de l'étude de fiabilité dans les différents cas

La première constatation que l'on peut effectuer en examinant les résultats de la Figure 2.16 et du Tableau 2.8, est que les entraînements polyphasés (2x3ph ou 5ph) permettent d'augmenter la fiabilité par rapport au cas triphasé (gain d'environ 3ans sur le MTTF). Nous retrouvons les résultats de [90]. De plus, l'entraînement 5ph est également plus fiable que le 2x3ph. Ceci est explicable par le nombre d'états intermédiaires avant d'arriver dans l'état en panne : la solution pentaphasée en possède un de plus que la solution double-triphasé. C'est principalement pour cette raison que les solutions polyphasées ont du sens : l'augmentation d'états intermédiaires permet d'augmenter la continuité de fonctionnement. Charge aux concepteurs de savoir si les niveaux de fonctionnalité atteints sont suffisants ou non [159]. A partir d'un certain nombre de phases, pour une application donnée, le gain en termes de fiabilité par rapport à l'augmentation du nombre de composants et de la complexité de régulation n'aura plus forcément de sens [79], [82].

Les cas « L » et « W » permettent d'étudier la sensibilité des taux de défaillance à ce résultat. L'augmentation du taux de défaillance du bras d'onduleur conduit à un plus grand écart entre les solutions 2x3ph et 5ph. Autrement dit, cela signifie que si les composants (les plus) critiques du système sont ceux du bras d'onduleur, alors il est avantageux de considérer des solutions possédant plusieurs états intermédiaires. Le risque de sortir de l'état sain serait plus important, mais la fiabilité fonctionnelle est augmentée (maintien de la fonction). A contrario si le composant critique est la machine, alors la différence de fiabilité est moindre. Ceci est explicable parce qu'une faute sur le bobinage conduit forcément à l'état en panne.

Les résultats du cas « S » montrent de manière approchée l'impact des sur-contraintes pour garantir un niveau de fonctionnalité de 100% après un défaut d'une phase. En effet, pour garantir un fonctionnement à iso-perte joules et iso-couple en mode sain, le courant par phase est plus élevé dans le cas 5ph. En faisant un ratio des puissances vue par un transistor ($P_{/mos}^{5ph} = 1.2P_{/mos}^{2 \times 3ph}$) et en recalculant le taux de défaillance nous obtenons $\lambda_{mos}^{5ph} \simeq 1.4\lambda_{mos}^{2 \times 3ph}$. Après l'apparition d'un défaut, dans le cas 2x3ph, il faut produire deux fois plus de courant pour avoir le même couple, donc quatre fois plus de pertes par phase. A contrario, dans le cas 5ph, il faut seulement compenser la perte d'une phase (et un déphasage) et donc en se servant du ratio des puissances par transistor nous obtenons $\lambda_{mos}^{1 \times 3ph} \simeq 85\lambda_{mos}^{2 \times 3ph}$ et $\lambda_{mos}^{4ph} \simeq 8.4\lambda_{mos}^{2 \times 3ph}$. La sur-contrainte

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

nécessaire pour garantir 100% de la fonction après défaut pénalise grandement la fiabilité de l'entraînement 2x3ph. En pratique, si cette stratégie est retenue, un surdimensionnement initial est nécessaire pour que l'élévation thermique par composant (due à l'augmentation de puissance) reste faible pour ne pas impacter trop négativement le taux de défaillance.

Même si les taux de défaillance déterminés lors de cette étude peuvent ne pas refléter de manière précise un comportement réel, l'étude comparative des différents entraînements est possible. Plusieurs éléments se dégagent de cette étude. Tout d'abord, augmenter le nombre de degrés de liberté du système est un bon moyen pour augmenter la fiabilité d'un entraînement, à condition que les probabilités de fautes critiques (celle menant directement à l'état en panne) ne soient pas trop importantes. Les entraînements polyphasés sont donc justifiés à cet égard. Ensuite, nous avons pu voir que la température influe grandement sur les valeurs des taux de défaillance. Seul l'élévation de température différencie un composant d'un fabricant ou d'un autre dans le modèle. De plus, la température intervient également dans l'établissement du profil de vie. Il est donc nécessaire de prendre ces éléments en compte si l'on veut assurer la fiabilité en mode dégradé des entraînements, pour ne pas trop contraindre les composants après défaut. A cet égard, il serait possible d'augmenter la fiabilité de l'entraînement 2x3ph, en faisant en sorte qu'il puisse avoir un second mode dégradé (et ainsi limiter les contraintes sur les phases restantes). Ces questions de reconfigurations seront abordées dans le chapitre IV.

2.5 Synthèse

L'étude de la fiabilité d'un système se fait à travers différents outils. Ce sont tout d'abord des outils qualitatifs tels que l'AMDE qui permettent de déterminer les sous-systèmes ou composants critiques d'un système, c'est-à-dire ceux qui, une fois en défaut, conduisent à une panne complète. Ensuite, des outils quantitatifs existent afin de déterminer la probabilité d'un système de se trouver dans un état donné (sain, dégradé, en panne) en fonction du temps. Il s'agit par exemple des procédés de Markov, qui décrivent les transitions d'un état à l'autre en fonction des taux de défaillance λ des composants critiques (ceux pouvant mener à la panne) d'un système. Ces taux de défaillance ne sont pas facilement accessibles et dépendent grandement du profil de vie de l'application. Néanmoins, des recueils de fiabilité existent et donnent des lois génériques afin de les déterminer, à partir du type de composant étudié et également de son environnement.

Pour les véhicules routiers, il existe une norme appelée ISO26262 qui traite de la fiabilité fonctionnelle des systèmes électriques. Cette norme établit des bonnes pratiques en termes de développement et de gestion de projet, pour des applications sécuritaires. En particulier, c'est dans cette norme que l'on retrouve les niveaux d'ASIL que l'on associe à des fonctions sécuritaires (*Safety Goal*) d'une application. En fonction de ces niveaux sont associés des métriques que l'on doit respecter. Avec des actionneurs triphasés traditionnels, il semble très complexe de garantir les métriques associées aux plus haut niveau d'ASIL. C'est pourquoi il est nécessaire de trouver des alternatives, afin de pallier aux nombreux défauts qui peuvent advenir.

Les défauts pouvant survenir sur un entraînement électrique sont multiples. Il existe des défauts logiciels, que l'on peut éviter en suivant des procédures de développement et des défauts matériels. Ces derniers peuvent se situer tant au niveau du convertisseur que de la machine et n'ont pas tous le même impact sur le système. La connaissance de ces défauts permet de mettre en place des règles de conception de l'entraînement, qui permettent de limiter leur apparition ou a minima de limiter leur impact en les isolant du reste du système.

Chapitre 2 :Etat de l'art sur les notions de fiabilité associées aux entraînements polyphasés

Un des moyens possibles pour limiter l'impact d'un défaut est la redondance, qui permet de conserver un niveau de fonctionnement important (voire identique) après l'apparition d'un défaut. Néanmoins, la redondance d'un actionneur complet ne paraît pas être une solution pérenne dans un secteur comme l'automobile, où les contraintes de coût et d'intégration sont importantes. Les entraînements polyphasés sont alors un compromis intéressant pour augmenter la fiabilité fonctionnelle tout en maîtrisant les coûts. A travers une étude de fiabilité par des processus de Markov, il a été montré l'intérêt des entraînements polyphasés, en comparaison à un système triphasé traditionnel. En effet, bien que les systèmes polyphasés requièrent plus de composants (susceptibles d'entraîner un défaut), l'apparition de modes dégradés (inexistants en triphasé) permet d'augmenter la fiabilité fonctionnelle. Les entraînements électriques polyphasés paraissent alors de bons candidats pour les applications sécuritaires.

Chapitre 3 : Entraînements polyphasés tolérants aux défauts

3.1 Notions générales et contrôle commande d'un entraînement polyphasé

Les machines à plus de trois phases font l'objet de nombreuses publications depuis une cinquantaine d'années. Pour les machines de petites et moyennes puissances, le nombre de phase étudié est généralement compris entre 5 et 7. Cette limitation provient des contraintes d'encombrement des connectiques (faisceaux de câbles et connecteurs) entre la machine et l'onduleur, lorsque ce dernier n'est pas intégré à la machine. L'utilisation de systèmes de refroidissement plus performants ainsi que celle de composants grand gap permettent des densités de courant plus importantes et facilitent ainsi l'intégration de l'onduleur à la machine. Dès lors, les contraintes physiques pratiques sur le nombre de phases se réduisent, tandis que les contraintes liées à la fiabilité augmentent pour les machines destinées à la mobilité autonome. De plus, le développement de plusieurs voies de puissance continue (plusieurs sources DC indépendantes) est envisagé pour les applications nécessitant un très haut niveau de fiabilité. Dans ce cas, l'intelligence (microprocesseur) est scindée entre les différents bus continus, ce qui amène également à explorer les machines polyphasées.

Les paragraphes ci-après revisitent les notions théoriques avec comme horizon des machines polyphasées pouvant comporter a minima deux voies de puissance en parallèle. Ainsi certaines configurations de machines au sein desquelles les bobines sont classiquement connectées entre elles pour réduire le nombre de phases pourront alors être analysées comme des machines polyphasées²⁸ pour des applications requérant une plus grande fiabilité.

3.1.1 Notions théoriques sur les machines polyphasées à aimants

3.1.1.1 Modélisation dans la base naturelle

Par définition, nous considérerons qu'une machine polyphasée est une machine à n nombre de phases où n est strictement supérieur à trois²⁹. L'équation de la machine électrique peut s'écrire de manière générale, comme en triphasé, de la manière suivante :

$$\underline{v}_{abc} = [R]_{abc} \underline{i}_{abc} + \frac{d\Phi_{abc}^{Tot}}{dt} \quad (3-1)$$

$$\underline{\Phi}_{abc}^{Tot} = \underline{\varphi}_{abc}^{stator} + \underline{\varphi}_{abc}^{rotor} \quad (3-2)$$

$$\underline{\varphi}_{abc}^{stator} = [L]_{abc} \underline{i}_{abc} \quad (3-3)$$

²⁸ Par exemple, des machines triphasées 12 encoches 8 pôles à bobinage concentriques dentaires comportant 4 bobines par phase peuvent être utilisées comme machine à 6 phases voire 12 phases.

²⁹ Plus que le nombre de phases, c'est le nombre de courants indépendants qui est important. Une machine triphasée dont les phases sont pilotées de manière indépendante pourrait être considérée comme polyphasée car le nombre de courants indépendants est supérieur à 2.

Avec :

$$\underline{x}_{abc} = \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{pmatrix} \text{ le vecteur de la grandeur } x \text{ dans la base naturelle « } abc \text{ »}$$

\underline{v}_{abc} , \underline{i}_{abc} , Φ_{abc}^{Tot} , $\varphi_{abc}^{\text{stator}}$ et $\varphi_{abc}^{\text{rotor}}$ les vecteurs tension, courant de phase, flux total généré, flux généré au stator (généré par le courant dans les bobines) et flux généré au rotor.

$$[R]_{abc} = \begin{pmatrix} R_a & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & R_b & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & R_{n-1} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & R_n \end{pmatrix} \text{ la matrice des résistances dans la base}$$

naturelle « abc », de taille $n \times n$, où R_x représente la résistance de la phase x et

$$[L]_{abc} = \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & \dots & L_{a(n-1)} & L_{an} \\ L_{ba} & L_{bb} & \dots & L_{b(n-1)} & L_{bn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ L_{(n-1)a} & L_{(n-1)b} & \dots & L_{(n-1)(n-1)} & L_{(n-1)n} \\ L_{na} & L_{nb} & \dots & L_{(n-1)n} & L_{nn} \end{pmatrix} \text{ la matrice des inductances dans la}$$

base naturelle, de taille $n \times n$, où L_{xx} représente l'inductance propre de la phase k et L_{km} l'inductance mutuelle entre la phase k et m . Dans le cas le plus général, chaque terme de la matrice est également fonction du courant et de la position électrique.

Dans le cadre de cette thèse, nous ne nous intéresserons qu'aux machines synchrones à aimants permanents. Le flux à vide provient des aimants. De plus, afin de simplifier le calcul, nous allons considérer les hypothèses suivantes pour la modélisation :

- Hypothèse H1 : la machine est régulièrement construite, il n'est pas possible de distinguer une phase de l'autre, chaque phase est électriquement déphasée de la suivante de $\gamma = 2\pi/n$.
- Hypothèse H2 : les effets de saillance et de reluctance variable sont négligés, les valeurs des inductances ne dépendent pas de la position du rotor.
- Hypothèse H3 : il n'y a pas de phénomène de saturation, la valeur des inductances et de la constante de couple moteur ne dépendent pas de la valeur de courant.

A partir de ces trois hypothèses et de l'équation (3-1), nous pouvons écrire les équations électriques qui régissent une machine synchrone à aimants permanents polyphasés :

$$\underline{v}_{abc} = [R]_{abc} \underline{i}_{abc} + [L]_{abc} \frac{d(\underline{i}_{abc})}{dt} + \underline{e}_{abc} \quad (3-4)$$

$$P_{em} = \underline{e}_{abc} \cdot \underline{i}_{abc} \quad (3-5)$$

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \underline{e}_{abc} \cdot \underline{i}_{abc} \quad (3-6)$$

Avec :

$$\underline{e}_{abc} = \frac{d\Phi_{abc}^{\text{rotor}}}{dt} \text{ le vecteur des forces contre électromotrices (fcems).}$$

T_{em} et P_{em} respectivement le couple et la puissance électromagnétique

$\Omega = \frac{\omega}{n_{pp}}$ la vitesse mécanique du rotor, ω la pulsation électrique du premier harmonique et n_{pp} le nombre de paires de pôles du rotor

$$\underline{\epsilon}_{abc} = \frac{\underline{e}_{abc}}{\Omega} \text{ le vecteur des fcems normalisées}$$

Ces hypothèses permettent de simplifier la matrice des résistances et des inductances. Les résistances de phase sont toutes égales, de valeur R . La matrice $[R]_{abc}$ devient donc le produit de la matrice d'identité par cette résistance R . La matrice $[L]_{abc}$ est alors à la fois physiquement symétrique ($L_{km} = L_{mk}$ et $L_{kk} = L_{mm}$) et circulante (une ligne s'obtient par permutation circulaire de la précédente).

Les équations (3-4), (3-5) et (3-6) sont valables quel que soit le nombre de phase n . Plus particulièrement, (3-6) signifie que pour maximiser la production de couple à pertes joules données il est nécessaire que \underline{i} et $\underline{\epsilon}$ soient colinéaires, ou autrement dit que pour chaque phase x , $i_x(t)$ et $\epsilon_x(t)$ soient en phase et de même forme. Or (3-4), présente des couplages entre les différentes phases à travers la matrice d'inductance $[L]_{abc}$, rendant le contrôle de la machine complexe dans ce repère. De plus, les courants électriques sont alternatifs et leur fréquence dépend de la vitesse de rotation, ce qui pourrait mettre en défaut certains types de correcteurs de courant comme les régulateurs PI. C'est pourquoi en triphasé des transformées comme celle de Fortescue à coefficients complexes ou de Concordia/Clarke à coefficients réels et surtout les transformées de type Park (repères tournants) ont été introduites afin de simplifier le contrôle en exprimant les grandeurs dans une base différente.

3.1.1.2 Base de découplage, notions de machines fictives

La première généralisation de ces matrices à un nombre n de phase a été proposée dans [49] pour la matrice de Fortescue. [52], [97], [165], [166] ont ensuite proposé une approche vectorielle dite VSD (*Vector Space Decomposition*) pour diagonaliser la matrice d'inductance. Cette diagonalisation revient à effectuer un changement de base : de la base naturelle dite « abc » à une base découplée dite « $\alpha\beta$ ». La matrice de passage est définie ci-dessous, dans laquelle $\gamma = \frac{2\pi}{n}$ représente l'angle électrique entre deux phases consécutives.

$$[T]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{pmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \dots & \cos((n-1)\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \dots & \sin((n-1)\gamma) \\ 1 & \cos(2 \times \gamma) & \cos(2 \times 2\gamma) & \dots & \cos(2 \times (n-1)\gamma) \\ 0 & \sin(2 \times \gamma) & \sin(2 \times 2\gamma) & \dots & \sin(2 \times (n-1)\gamma) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos(m_n \times \gamma) & \cos(m_n \times 2\gamma) & \dots & \cos(m_n \times (n-1)\gamma) \\ 0 & \sin(m_n \times \gamma) & \sin(m_n \times 2\gamma) & \dots & \sin(m_n \times (n-1)\gamma) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (3-7)$$

avec $m_n = \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor$ ³⁰ et la dernière ligne est omise si n est impair

$$[T]^{-1} = [T]^t \quad (3-8)$$

$$\underline{x}_{\alpha\beta} = [T]^{-1} \underline{x}_{abc}$$

$$\underline{x}_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} x_{\alpha_1} \\ x_{\beta_1} \\ \vdots \\ x_{\beta_p} \\ x_{z1} \\ x_{z2} \end{pmatrix} \quad (3-9)$$

Avec $P = \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor - 1$ ³¹ et x_{z2} n'existe pas si n est impair

$$[L]_{\alpha\beta} = [T]^{-1} [L]_{abc} [T] \quad (3-10)$$

$$[L]_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} L_{\alpha_1\beta_1} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{\alpha_1\beta_1} & \cdots & 0 & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & L_{\alpha_p\beta_p} & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & 0 & L_{\alpha_p\beta_p} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \cdots & 0 & L_{z1} & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & L_{z2} \end{pmatrix} \quad (3-11)$$

(la dernière ligne et la dernière colonne sont à supprimer pour n impair)

La matrice $[T]^{-1}$ est parfois appelée la matrice de Concordia généralisée car elle conserve la puissance tout comme la matrice de Concordia en triphasé [55]. Néanmoins l'appellation la plus commune est à présent matrice de Clarke généralisée [167]–[169] même si la matrice de Clarke en triphasé, avec son facteur $2/3$ et non $\sqrt{2/3}$, ne conserve pas la puissance.

Comme la matrice des résistances est égale à la matrice d'identité multipliée par la valeur de la résistance, un changement de base n'a aucune influence sur elle. En revanche, la matrice des inductances obtenue dans la base découplée a des propriétés intéressantes. Elle est tout d'abord diagonale et possède $P = \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor - 1$ valeurs propres double. C'est cette propriété qui permet d'assimiler une machine polyphasée à n nombre de phases à P machines fictives diphasées et une ou deux (resp. si n impair ou pair) machines fictives monophasées, dite homopolaires. Chaque machine fictive qui peut théoriquement produire un couple a sa propre constante de temps électrique $\tau = \frac{L_{\alpha_k\beta_k}}{R}$. La somme des couples de chaque machine fictive est alors égale au couple total réel appliqué sur le rotor. En effet, comme la matrice de passage utilisée conserve la puissance, l'équation (3-6) du couple est également valable dans la base $\alpha\beta$ découplée.

³⁰ $\lfloor x \rfloor$ représente la valeur plancher de x (fonction *floor*)

³¹ $\lceil x \rceil$ représente la valeur plafond de x (fonction *ceil*)

Cette propriété est illustrée par la Figure 3.1. Le but du contrôle commande est de piloter indépendamment chaque machine fictive.

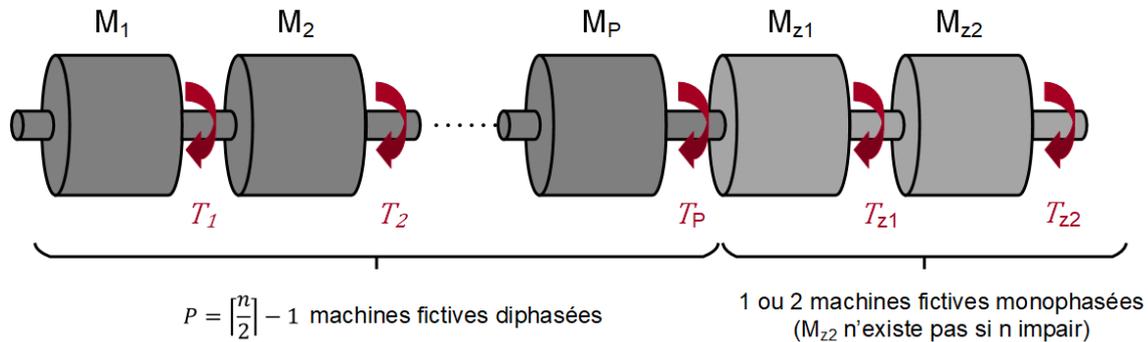


Figure 3.1 : Illustration du concept de machines fictives

Une autre propriété intéressante est qu'à chaque machine fictive est associée une famille d'harmoniques [51], [97]. Autrement dit si une grandeur équilibrée³² dans la base naturelle possède différents harmoniques, ceux-ci seront répartis de manière définie dans les différentes machines fictives de la base de découplage.

<u>Machines fictives</u>	Rangs des harmoniques h_{M_k}				
	3-ph Symétrique	5-ph Symétrique	6-ph Symétrique	10-ph Symétrique	12-ph Symétrique (6-ph Asymétrique)
M1	1, 2, 4, 5, 7, ...	1, 4, 6, 9, 11, ...	1, 5, 7, 11, 13, ...	1, 9, 11, ...	1, 11, 13, 23, ...
M2		2, 3, 7, 8, ...	2, 4, 8, 10, ...	2, 8, 12, ...	2, 10, 14, 22, ...
M3				3, 7, 13, ...	3, 9, 15, 21, ...
M4				4, 6, 14, ...	4, 8, 16, 20, ...
M5					5, 7, 17, 19, ...
Z1	3, 6, 9, ...	5, 10, ...	3, 9, ...	5, 15, ...	6, 18, ...
Z2			6, 12, ...	10, 20, ...	12, 24, ...
Pulsation de couple					
h_{M_k} que impairs	6, 12, 18, ...	10, 20, ...	6, 12, 18, ...	10, 20, ...	12, 24, ...
h_{M_k} impairs et pairs	3, 6, 9, 12, 15, ...	5, 10, 15, 20, ...	6, 12, 18, ...	10, 20, ...	12, 24, ...

Tableau 3.1 : Répartition des harmoniques selon les machines fictives et rangs des pulsations de couple

Le Tableau 3.1 donne plusieurs exemples de la répartition des harmoniques en fonction du nombre de phases. De manière générale, pour une machine à n nombre de

³² La composante $k+1$ d'un vecteur \underline{x} se déduit de la composante k par un retard temporel de T_e/n , avec T_e la période électrique du signal et n le nombre de phase.

phases, les harmoniques projetés dans la machine fictive k sont les harmoniques de rang h_{M_k} définis par **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** [52], [97].

$$h_{M_k} = p \times n \pm k, p \text{ entier positif} \quad (3-12)$$

Dans le Tableau 3.1, des pulsations de couple sont données pour différentes machines polyphasées. Ces pulsations de couple interviennent généralement quand plusieurs harmoniques de fcems sont présents dans une même machine fictive. En effet, afin de générer un couple parfaitement constant, il est nécessaire de réguler correctement tous les harmoniques des courants de sorte à imposer la bonne amplitude et le bon déphasage vis-à-vis de ceux des fcems (cf. équation (3-6)). Ceci est rarement le cas en pratique. Par exemple, dans le cas triphasé, même si les fcems ne sont pas purement sinusoïdales, il est commun d'imposer un courant i_q^{ref} constant, donc des références de courants sinusoïdaux (on ne cherche pas à réguler les harmoniques de rang supérieur). Ceci entraînera alors des oscillations de rang multiple de 6. Par exemple, les oscillations de couple de rang 6 seront dues à une interaction du fondamental avec les harmoniques de rang 5 ou 7, qui sont présents dans la même machine fictive, car unique en triphasé. Dans le cas polyphasé, le raisonnement est généralisable à chaque machine fictive et les oscillations peuvent ne pas provenir de la machine fictive principale s'il n'y a que le fondamental dans celle-ci, mais de l'interaction entre les harmoniques au sein d'une autre machine fictive.

Les harmoniques pairs sont également représentés dans le Tableau 3.1 afin d'être le plus général. Néanmoins, avec les hypothèses définies précédemment, les fcems de la machine ne peuvent en comporter³³. En revanche, en cas de déséquilibre/dissymétrie de la machine ou bien à cause de l'onduleur (découpage des tensions), des harmoniques pairs pourront exister et seront alors également projetés dans les machines fictives en fonction de leur rang. Dans le cas des machines polyphasées à nombre de phases n pair, il y a des machines fictives qui ne sont le siège que d'harmoniques pairs et qui ne pourront donc pas fournir de couple puisque les fcems ne possèdent que des harmoniques de rang impair³³. Ces machines permettent d'expliquer comment se répartissent les harmoniques lorsque pour une même machine – avec suffisamment de bobines – on passe par exemple d'une machine 10-ph à une machine 5-ph, ou d'une machine 6-ph à une machine 3-ph³⁴. Ainsi, en réalisant une connexion adéquate des bobines, les machines fictives se « mettent en série ». Les machines M1 et M2 d'une machine 5-ph peuvent être vues respectivement comme la mise en série des machines M1 et M4, et de M2 et M3 en 10-ph. De même, cette propriété permet de plus aisément contrôler deux machines en série avec le même onduleur, en effectuant un échange de connectique et ainsi mettre en série une machine fictive avec harmoniques impaires avec une machine fictive avec harmoniques paires [106].

Lorsqu'une machine polyphasée possède des fcems strictement sinusoïdales, cela signifie que seules les deux premières composantes du vecteur $\underline{\epsilon}_{\alpha\beta}$ seront non nulles : celles liées au fondamental. Il ne sera donc pas possible de produire du couple autrement que par la machine principale. En revanche, pour une machine à fcems non-

³³ L'hypothèse est liée au fait qu'en général le champ magnétique créé par les aimants ne comporte pas d'harmoniques de rangs pairs lorsque la machine est saine.

³⁴ On réduit alors le nombre de phases (donc de connexions) tout en conservant les mêmes caractéristiques harmoniques par exemple en termes de pulsation de couple (liées aux interactions entre vecteurs courant et fcem) à la condition que les composantes de rang pair des vecteurs soient nulles.

sinusoïdales, cela ne sera pas le cas (sauf si tous les harmoniques présents sont liés à la machine principale).

Pour illustrer cela, prenons le cas de la machine 10 encoches et 8 pôles, prototypée dans le cadre de cette thèse. Il est possible d'avoir plusieurs configurations de bobinage, mais dans le cas présent nous allons considérer le cas avec deux bobines en série par phase, afin d'obtenir cinq connectiques de sortie et donc une machine 5-ph. Davantage de détails sont donnés dans les paragraphes suivants ainsi qu'en Annexe D. La Figure 3.2 représente les fcems normalisées théoriques de cette machine, qui possèdent donc des harmoniques impairs de rang 1 à 13 (les harmoniques supérieurs sont négligeables). Une machine 5-ph possède donc deux machines fictives (diphasées) et une machine homopolaire. Après application de la matrice de Clarke généralisée, nous pouvons exprimer les fcems dans chacune des machines fictives (M1, M2 et Mz1), qui sont illustrées à la Figure 3.3. Il est également intéressant de tracer les trajectoires des coordonnées dans les machines fictives M1 et M2, c'est-à-dire dans les plans $\alpha_1 - \beta_1$ et $\alpha_2 - \beta_2$, qui sont représentées à la Figure 3.4. Enfin, la FFT de chaque composante du vecteur $\underline{\varepsilon}_{\alpha\beta}$ est donné à la Figure 3.5. Nous retrouvons les résultats du Tableau 3.1 : les harmoniques de rang 1,9 et 11 sont projetés dans la machine principale (plan $\alpha_1 - \beta_1$), ceux de rang 3, 7 et 13 dans la machine secondaire (plan $\alpha_2 - \beta_2$) et celui de rang 5 dans la machine homopolaire (droite z_1). Du fait de la présence de plusieurs harmoniques dans les machines fictives, les trajectoires ne sont pas parfaitement circulaires mais on retrouve des oscillations de rang 10. Ces oscillations sont dues aux interactions entre harmoniques 1 et 9 ainsi que 1 et 11 ($10 = 9 + 1 = 11 - 1$) pour la machine principale et, 3 et 7 ainsi que 13 et 3 pour la machine secondaire ($10 = 7 + 3 = 13 - 3$). C'est le même raisonnement que pour les pulsations de couple évoqués précédemment et évoqués au Tableau 3.1.

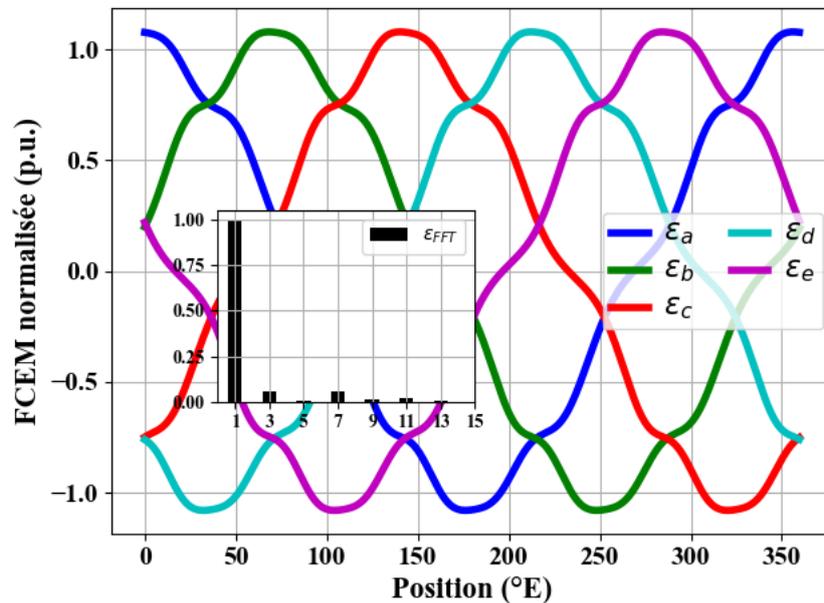


Figure 3.2 : Exemple des fcems normalisées d'une machine 5-ph

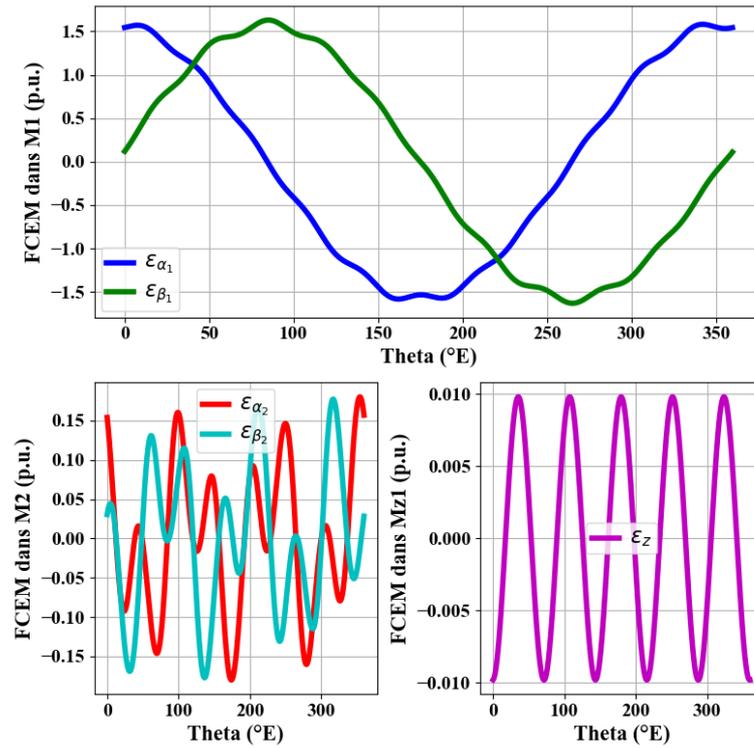


Figure 3.3 : Exemple des fcems normalisées d'une machine 5-ph projetées dans les deux machines fictives diphasées (M1 et M2) et homolaire (Mz1)

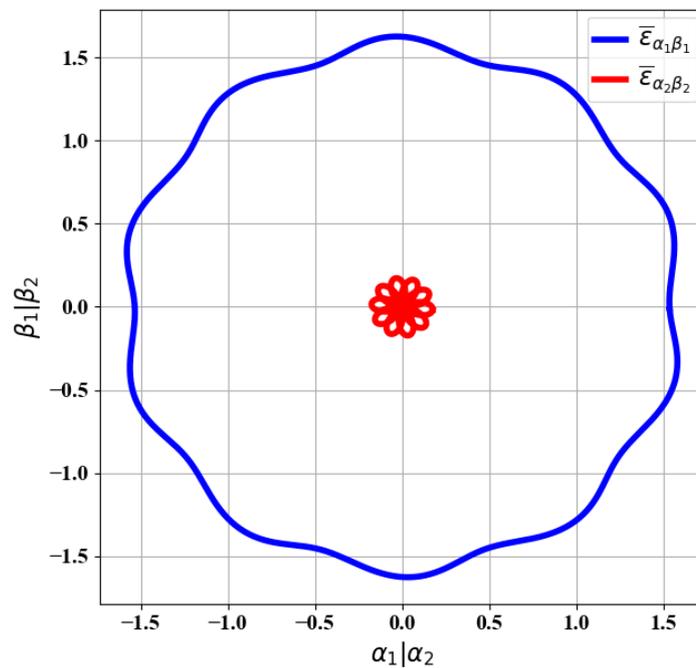
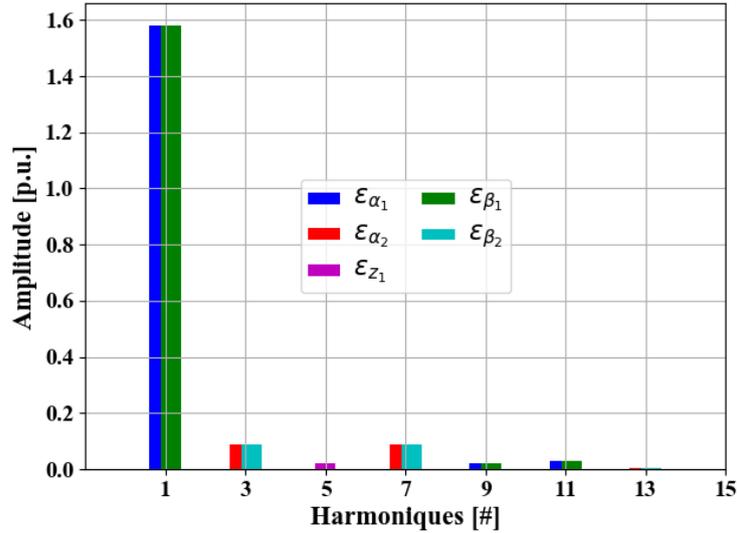


Figure 3.4 : Trajectoire des fcems dans les plans $\alpha_1 - \beta_1$ et $\alpha_2 - \beta_2$


 Figure 3.5 : FFT des composantes du vecteur $\underline{\epsilon}_{\alpha\beta}$

Le passage de la base naturelle abc à une base découplée $\alpha\beta$ a permis de rendre compte de plusieurs propriétés et de simplifier en partie le contrôle. Cependant les grandeurs dans la base $\alpha\beta$ sont toujours sinusoïdales (avec plusieurs harmoniques) et ne permettent donc pas un contrôle simple par des correcteurs PI qui sont adaptés aux consignes et perturbations de valeurs constantes. Comme en triphasé, nous allons chercher à se placer dans des repères tournants afin que les grandeurs à réguler, ainsi que certaines perturbations liées à la vitesse, soient constantes en régime permanent. De la même manière que la matrice de Clarke généralisée a pu être définie, il est possible de définir une matrice de Park généralisée. Pour chaque machine fictive M_m , une rotation est appliquée au vecteur du plan $\alpha_m - \beta_m$. Pour la machine fictive principale, nous allons a priori appliquer une rotation de l'angle électrique θ , mais quelle rotation appliquer pour les autres machines fictives ? Le but étant d'avoir des grandeurs quasi-constantes, il est donc commode d'appliquer des rotations de $\pm k_m \theta$ où k_m est l'harmonique principal de la machine fictive m . Le sens de rotation dépend de la direction dans lequel tourne l'harmonique considéré. Par exemple, l'harmonique de rang 3 dans une machine 5-ph tourne dans le sens contraire au fondamental, car il est obtenu à partir de $h_{M2} = 5 - 2$ (signe moins), selon **Erreur ! Source du renvoi introuvable..** Il est également possible de représenter la matrice de rotation généralisée sous forme matricielle comme ci-dessous :

$$[P]^{-1}(\theta) = \begin{pmatrix} [R](k_1\theta) & [0]_{2 \times 2} & \cdots & [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 2} & [R](k_2\theta) & \cdots & [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} & \ddots & \cdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & [R](k_p\theta) & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3-13)$$

Avec $[R](k\theta) = \begin{pmatrix} \cos(k\theta) & \sin(\pm k\theta) \\ -\sin(\pm k\theta) & \cos(k\theta) \end{pmatrix}$, $[0]_{2 \times 2} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$ et $[0]_{2 \times 1} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$. De plus, la dernière colonne et dernière ligne de $[P]^{-1}$ n'existent que si n pair.

$$\underline{x}_{dq} = [P]^{-1}(\theta) \underline{x}_{\alpha\beta} \quad (3-14)$$

$$[L]_{dq} = [P]^{-1}(\theta)[L]_{\alpha\beta}[P](\theta) \quad (3-15)$$

$$[L]_{dq} = \begin{pmatrix} L_{d_1q_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{d_1q_1} & \dots & 0 & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & L_{d_pq_p} & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & 0 & L_{d_pq_p} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & 0 & L_{z_1} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & L_{z_2} \end{pmatrix} \quad (3-16)$$

La dernière colonne et dernière ligne de $[L]_{dq}$ n'existent que si n pair.

A noter qu'avec l'hypothèse H3 définie précédemment, nous ne prenons pas en compte les phénomènes de saillance et donc nous avons $L_{d_m} = L_{q_m} = L_{d_mq_m} = L_{\alpha_m\beta_m}$. Si cette hypothèse n'est pas vérifiée, comme dans le cas triphasé, alors les valeurs d'inductance d'axe d et d'axe q seraient différentes pouvant donc induire des couplages supplémentaires (inductances mutuelles) devant être traités si nécessaire par la commande.

Après l'introduction des deux matrices de Clarke et Park dans le cas à n phases, nous pouvons réécrire l'équation électrique (3-4) de notre système, mais cette fois-ci dans la base de découplage $d - q$.

$$\underline{v}_{dq} = [R]_{dq} \underline{i}_{dq} + [L]_{dq} \frac{d(\underline{i}_{dq})}{dt} + \omega [J_k] [L]_{dq} \underline{i}_{dq} + \underline{e}_{dq} \quad (3-17)$$

$$\text{Avec } [J_k] = \begin{pmatrix} k_1 [J] & [0]_{2 \times 2} & \dots & [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 2} & k_2 [J] & \dots & [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} & \ddots & \dots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & k_p [J] & [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad [J] = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix},$$

termes de couplage dû à la dérivée de la matrice rotation, la dernière ligne et la dernière colonne n'existe que si n est pair.

Pour rendre plus explicite l'équation (3-17), nous allons développer ci-dessous les équations pour le cas d'une machine 5-ph, avec des rotations respectivement de θ ($k_1 = 1$) et -3θ ($k_2 = -3$) pour les machines principales et secondaires :

$$\begin{aligned} v_{d_1} &= R i_{d_1} + L_{d_1q_1} \frac{di_{d_1}}{dt} - \omega L_{d_1q_1} i_{q_1} + e_{d_1} \\ v_{q_1} &= R i_{q_1} + L_{d_1q_1} \frac{di_{q_1}}{dt} + \omega L_{d_1q_1} i_{d_1} + e_{q_1} \\ v_{d_3} &= R i_{d_3} + L_{d_3q_3} \frac{di_{d_3}}{dt} + 3\omega L_{d_3q_3} i_{q_3} + e_{d_3} \\ v_{q_3} &= R i_{q_3} + L_{d_3q_3} \frac{di_{q_3}}{dt} - 3\omega L_{d_3q_3} i_{d_3} + e_{q_3} \\ v_{z_1} &= R i_{z_1} + L_{z_1} \frac{di_{z_1}}{dt} + e_{z_1} \end{aligned} \quad (3-18)$$

D'après (3-18), nous constatons que les équations sont très proches des équations obtenues dans le cas triphasé. Des termes de couplage entre les axes d_m et q_m sont présents, mais peuvent être aisément compensés par le contrôle et/ou par les correcteurs PI puisque constants en régime permanent.

La Figure 3.6 représente les composantes du vecteur $\underline{\varepsilon}_{dq}$ dans l'exemple de la machine 5-ph précédente (la composante homopolaire est inchangée). Comme nous l'avons évoqué, plusieurs harmoniques sont projetés dans chaque machine fictive, c'est pourquoi nous n'obtenons pas des grandeurs purement constantes. Cela est d'autant plus visible sur la machine secondaire car les amplitudes des harmoniques de rang 3 et de rang 7 sont du même ordre de grandeur. A noter qu'il aurait également été possible de réaliser une rotation de 7θ au lieu de -3θ . Si des courants constants d'axe d et q constants sont appliqués, cette présence de plusieurs harmoniques générera de faibles oscillations de couple. Dans le cas d'une machine 5-ph, ces pulsations seront principalement de rang 10 (cf. Tableau 3.1). En effet, comme nous avons pu le voir précédemment, dans la machine fictive principale M1, c'est l'interaction entre le fondamental et les harmoniques de rang 9 et 11 qui vont créer ces oscillations. Tandis que dans la machine fictive secondaire M2, ce sera l'interaction entre l'harmonique de rang 3 et ceux de rang 7 et 13.

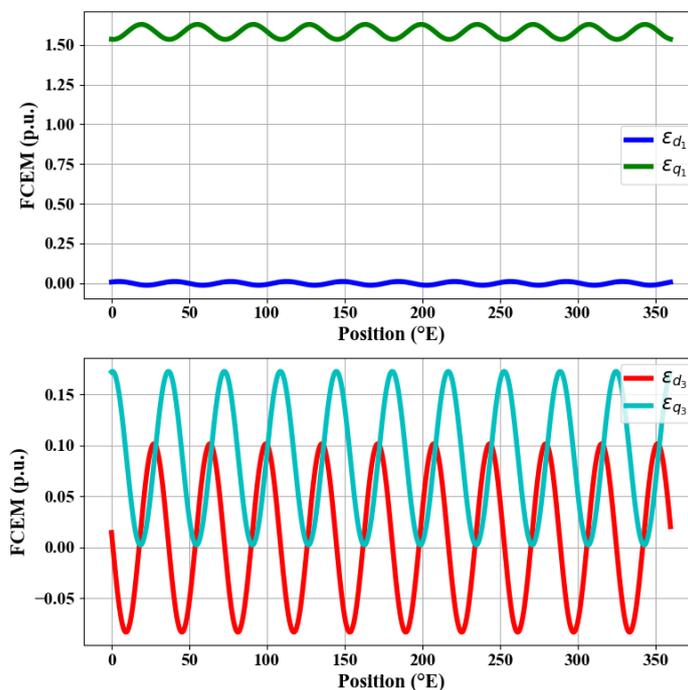


Figure 3.6 : fcems 5-ph non-sinusoidales dans les repères $d_1 - q_1$ et $d_3 - q_3$

3.1.1.3 Cas des systèmes polyphasés à plusieurs étoiles $k \times m$ -ph

Parmi les machines polyphasées, celles à plusieurs étoiles triphasées suscitent un grand intérêt [89], [46], [158], [143], [162], [47], [76], [170]–[175]. Elles permettent d'augmenter la fiabilité fonctionnelle grâce à la redondance des étoiles qui sont alimentées par des onduleurs triphasés de façon modulaire. En effet, pour un industriel il est plus simple de dupliquer un onduleur triphasé standard plutôt que d'en développer un spécifique. De même du point de vue de la machine, lorsque celle-ci possède un nombre de bobines suffisamment important, il est possible de la rebobiner [76], [176] pour transformer une machine triphasée en une machine multi-triphasée. Enfin, il est possible d'avoir autant de chemins de puissance continue que le nombre d'étoiles triphasées. Si un défaut intervient par exemple sur les condensateurs d'entrée d'un onduleur triphasé, celui-ci pourrait être isolé [44] et il serait possible de fonctionner avec les onduleurs restants [46], [177], [47]. Il est possible de généraliser le cas des machines multi-triphasées à des machines multi-polyphasées [178], [179].

Pour les machines comportant k étoiles à m -phases, il y a une distinction entre les machines dites symétriques et asymétriques [66], [176], [67], [180]–[183]. Notons γ_m l'angle électrique entre les phases d'une étoile composée de m phases et $\alpha_{k \times m}$ l'angle électrique entre deux étoiles « successives ». Une machine $(k \times m)$ -ph est dite symétrique si elle peut être étudiée comme une machine n -ph (avec $n = k * m$). Autrement dit, une machine symétrique garantit l'égalité $\alpha_{k \times m} = \gamma_n = \frac{2\pi}{n}$. A titre d'exemple, une machine 2x3-ph avec $\alpha_{2 \times 3} = \frac{2\pi}{6}$, 3x3-ph avec $\alpha_{3 \times 3} = \frac{2\pi}{9}$ ou une machine 2x7-ph avec $\alpha_{2 \times 7} = \frac{2\pi}{14}$ sont considérées comme symétriques. Les machines asymétriques sont des machines pour lesquelles cette condition n'est pas vérifiée. En général, les machines n -ph asymétriques retenues ont des axes magnétiques ($n = k \times m$) correspondant à ceux d'une machine $2n$ -ph symétrique. Ce type de configuration est appelée semi machine $2n$ -ph par Klingshirn [57]. Des exemples sont donnés aux Figure 3.7 et Figure 3.8. Cette configuration est principalement avantageuse puisqu'il est possible d'avoir en régime non sinusoïdal uniquement les harmoniques $2n$ d'ondulations de couple plutôt que n . En effet, dans le Tableau 3.1, nous pouvons constater que les harmoniques projetés dans les machines fictives dans le cas d'une machine 6-ph symétrique ou 6-ph asymétrique ne sont pas les mêmes³⁵. Dans le cas symétrique, les harmoniques présents dans une même machine fictive donneront des pulsations de couple de rang multiple de 6 (e.g. $5 + 1 = 6$, $7 - 1 = 6$, $7 + 5 = 12$, etc.). Pour la machine 6-ph asymétrique, ces pulsations seront des multiples de 12 (e.g. $11 + 1 = 12$, $13 - 1 = 12$, $13 + 11 = 24$, etc.). La machine 6-ph asymétrique est dite semi 12-ph car $\alpha_{2 \times 3ph} = \frac{\pi}{6}$. Les axes magnétiques sont alors similaires à ceux d'une machine 12-ph symétrique : $\gamma_{12ph} = \frac{2\pi}{12} = \frac{\pi}{6}$. Il s'agit de la configuration 6-ph la plus utilisée. D'autres configurations sont données aux Figure 3.7 et Figure 3.8, pour différents nombres d'étoiles k et différentes étoiles m -ph. A noter que la possibilité de réalisation de ces configurations dépend de la topologie de la machine. Ainsi, pour une machine 2x3-ph avec 6 encoches (une bobine par phase), il n'est pas possible d'avoir une configuration asymétrique.

³⁵ Pour la 6-ph asymétrique, la machine fictive M1 correspond à la machine fictive M1 d'une 12ph symétrique, tandis que la machine fictive M2 correspondra à la machine fictive M5 de la 12-ph symétrique.

Chapitre 3 : Entraînements polyphasés tolérants aux défauts

TABLE I. HPO Machines Having Multiple of Three Phases ($v=3$)

Phase belt angle, degrees (β)	120	60	60	40	30	30	20	20
number of phase belts per pole (q)	1.5	3	3	4.5	6	6	9	9
Number of stator terminals (minimum)	3	3	6	9	6	12	9	18
Connection name	Three-Phase	Semi six-Phase	six-phase	Nine-Phase	Semi 12-Phase	12-Phase	Semi 18-Phase	18-Phase
Schematic diagram of star connection and voltage phasor diagram. (Mesh connection may be used also)								
Alternate diagram or common name		Three-Phase						

TABLE II. HPO Machines Having Other than Multiple of Three Phases ($v \neq 3$)

Phase belt angle, degrees (β)	90°	90°	45°	45°	36°	25.71°	18°	18°
Number of phase belts per pole (q)	2	2	4	4	5	7	10	10
Number of stator terminals (minimum)	3	4	5	8	5	7	5	10
Connection name	semi 4 or 2-phase	4-phase	semi-8 phase	8-phase	5-phase	7-phase	semi-10 phase	10-phase
Schematic diagram of connections and voltage phasor diagram								

Figure 3.7 : Différentes configurations possibles de machines multi-polyphasées [57]

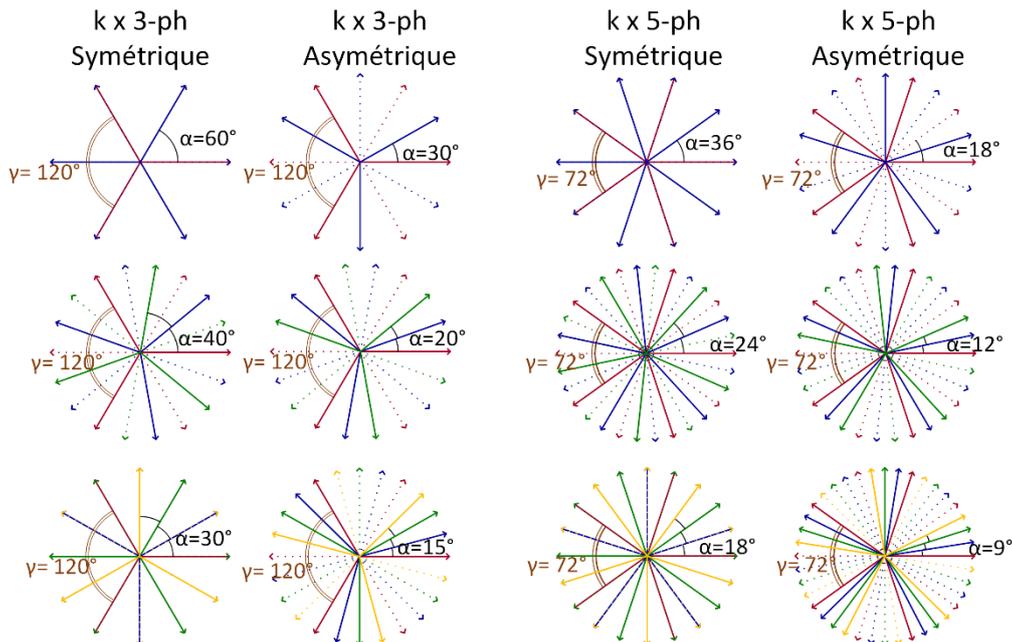


Figure 3.8 : Visualisation des diagrammes de phase pour des machines multi-triphasées et multi-pentaphasées symétriques et asymétriques, avec $k = 2, 3$ et 4

Pour les configurations asymétriques, la matrice de Clarke généralisée (3-7) ne fonctionne plus pour diagonaliser la matrice inductance. Il est alors nécessaire de la modifier en incluant l'angle électrique $\alpha_{k \times m}$ entre chaque étoile. A titre d'exemple, une matrice possible pour la configuration 2x3ph asymétrique est donnée ci-dessous, en prenant $\underline{x}_{abc}^t = [x_{a1}, x_{a2}, x_{b1}, x_{b2}, x_{c1}, x_{c2}]$:

$$[T]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{6}} \begin{pmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(\gamma) & \cos(\alpha + \gamma) & \cos(2\gamma) & \cos(\alpha + 2\gamma) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(\gamma) & \sin(\alpha + \gamma) & \sin(2\gamma) & \sin(\alpha + 2\gamma) \\ 1 & \cos(5 \times \alpha) & \cos(5 \times \gamma) & \cos(5 \times (\alpha + \gamma)) & \cos(5 \times (2\gamma)) & \cos(5 \times (\alpha + 2\gamma)) \\ 0 & \sin(5 \times \alpha) & \sin(5 \times \gamma) & \sin(5 \times (\alpha + \gamma)) & \sin(5 \times (2\gamma)) & \sin(5 \times (\alpha + 2\gamma)) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3-19)$$

Avec $\gamma = \frac{2\pi}{3}$ et $\alpha = \frac{\pi}{6}$

La 3^{ème} et la 4^{ème} ligne correspondent à la machine secondaire de la machine 6-ph asymétrique. Nous souhaitons que cette machine fictive corresponde à la machine quinquénaire (M5 dans Tableau 3.1) de la machine 12-ph symétrique, afin que les harmoniques projetés soient impairs (rang 5,7,17,19, ...) et donc que cette machine fictive puisse produire du couple. C'est pourquoi nous avons ce coefficient 5 [171], [182], plutôt que 2 si l'on se fie à la construction de la matrice de Clarke généralisée présentée en (3-7). Par ailleurs, on pourrait se demander dans quelles machines fictives de la machine 6-ph asymétrique se projettent les harmoniques pairs des machines M2 et M4 de la machine 12-ph symétrique ? En utilisant la transformation (3-19), on se rend compte que tous les harmoniques pairs (sauf multiples de 3) se retrouvent finalement dans le plan $(\alpha_2 - \beta_2)$ et que les harmoniques multiples de 3 sont projetés sur les deux droites homopolaires. Le détail de cette projection est donné en Annexe C.

A noter que [183] présente une autre approche de modélisation pour les bobinages asymétriques en partant d'un bobinage symétrique et avec des considérations de réduction d'application linéaire.

Il existe également des machines polyphasées à plusieurs étoiles, dites sectorielles [46], [47], [184]. Ces solutions visent à rassembler les bobines (et donc les phases) appartenant à une même étoile dans un secteur géométrique donné de la machine. En disposant les bobines de cette manière, les mutuelles entre les deux étoiles sont alors diminuées, ce qui peut faciliter le contrôle. De plus, cette disposition peut également faciliter l'intégration de l'onduleur à la machine, puisque l'approche sectorielle peut s'appliquer à l'onduleur. Il est alors possible de travailler par « module » comportant une étoile (onduleur + machine) et de les assembler. En revanche, l'inconvénient majeur est le déséquilibre des forces radiales après l'apparition d'un défaut et la perte d'une étoile, pouvant entraîner davantage de vibrations et de bruit. Des travaux récents envisagent une autre approche modulaire, cette fois-ci en segmentant les étoiles directement au sein des encoches [95]. L'inconvénient dans ce cas-là est le très fort couplage entre les étoiles, puisque les bobines d'une phase appartenant à une étoile, se retrouvent dans les mêmes encoches que les bobines de la même phase mais appartenant aux autres étoiles. Les deux configurations modulaires sont illustrées Figure 3.9.

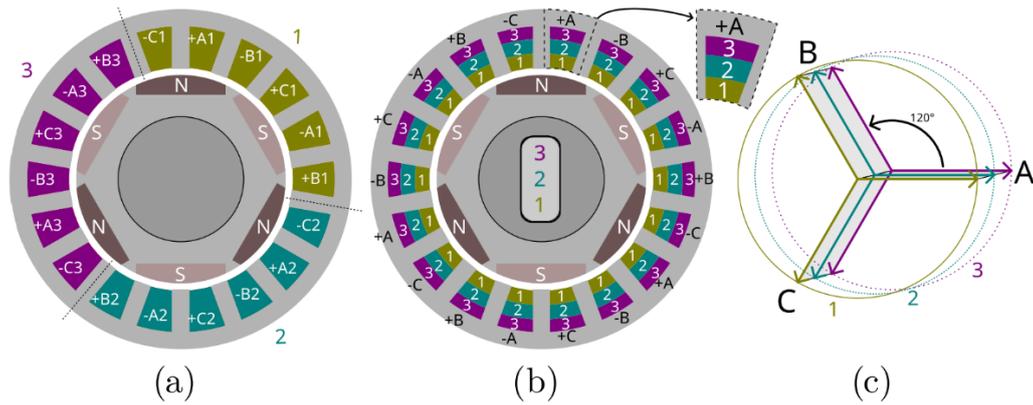


Figure 3.9 : Illustration d'une machine polyphasée 3x3-ph sectorielle (a) et segmentée (b et c) [95]

3.1.2 Contrôle d'un entraînement électrique polyphasé

Cette section vise à faire un état de l'art du contrôle des entraînements électriques polyphasés, avec un focus sur le contrôle vectoriel (FOC, *Field Oriented Control*). Un parallèle est fait entre un contrôle standard triphasé et polyphasé, avec les points d'attention.

3.1.2.1 Machines fictives et Représentation Energétique Macroscopique (REM)

La notion de machines fictives introduites précédemment est propice à l'utilisation de la Représentation Energétique Macroscopique (REM). La REM est un outil de représentation de systèmes complexes qui reposent sur le principe de causalité [185], développé au sein du L2EP au début des années 2000. Elle permet de représenter les sous-ensembles d'un système complexe, en mettant en évidence les chemins de puissance. Elle repose sur des blocs principaux : les éléments de conversion énergétique sans perte, les éléments d'accumulation qui représentent un stockage énergétique avec perte possible, les éléments de couplage et les sources d'énergie. Les deux éléments connectés à un bloc (entrée/sortie, action/réaction) correspondent à une description énergétique, c'est-à-dire que leur produit représente une puissance. Cette représentation est très pratique pour les systèmes polyphasés et notamment pour représenter les échanges énergétiques entre les différentes machines fictives. Des exemples exemple pour des MSAP 5ph et 7-ph sont donnés respectivement dans [97], [110]. La Figure 3.10 représente la REM d'une machine polyphasé n-ph que l'on peut également retrouver dans [97].

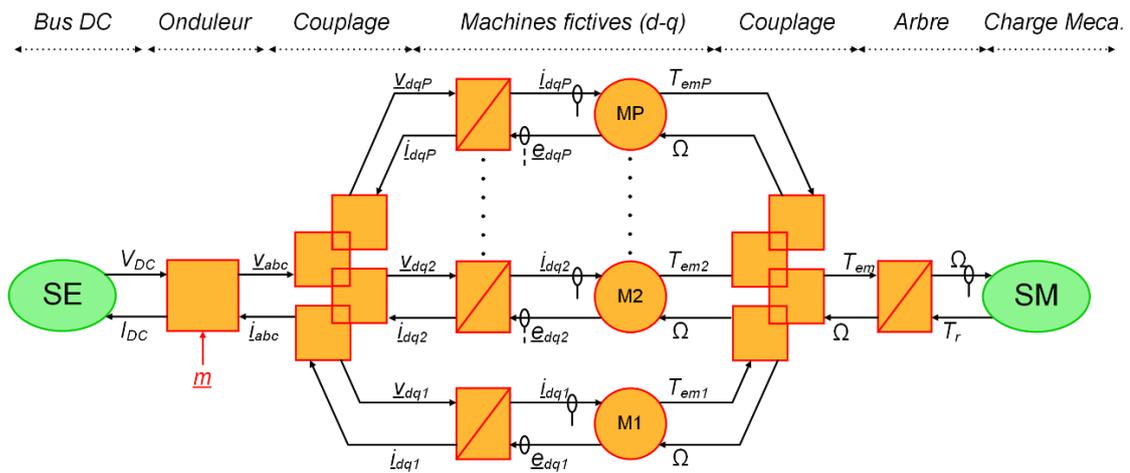


Figure 3.10 : Représentation Energétique Macroscopique d'un entraînement électrique polyphasé n-ph^{36,37}

Les matrices de Clarke et Park généralisées sont représentées par le premier élément de couplage (transformation abc vers dq) tandis que les machines fictives sont représentées par des éléments d'accumulation (inductances) et de conversion (création de couple de chaque machine fictive). L'onduleur est représenté par un élément de conversion piloté par le rapport cyclique.

La REM est également très pratique pour l'établissement de la structure de contrôle, via le principe d'inversion. A partir de la description physique de la REM (blocs jaunes), il est possible « d'inverser » les blocs afin d'obtenir la structure maximale de commande. Cela permet alors d'établir clairement quelles seront les variables de commande. En particulier, l'inversion d'un bloc d'accumulation, non inversible directement, conduit à la mise en place d'un asservissement avec régulateur (PI ou autre). Cela permet entre autres de retrouver la causalité d'un entraînement électrique standard : pour contrôler la vitesse de la machine, il faut contrôler son couple et donc les courants de la machine. Le principe d'inversion par la Figure 3.11 qui représente le schéma de contrôle général d'un entraînement polyphasé.

³⁶ On rappelle que $P = \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor - 1$

³⁷ Les machines homopolaires ont été omises, mais pourraient être facilement rajoutées de la même façon que les machines fictives diphasées, voir [97] ou [110]

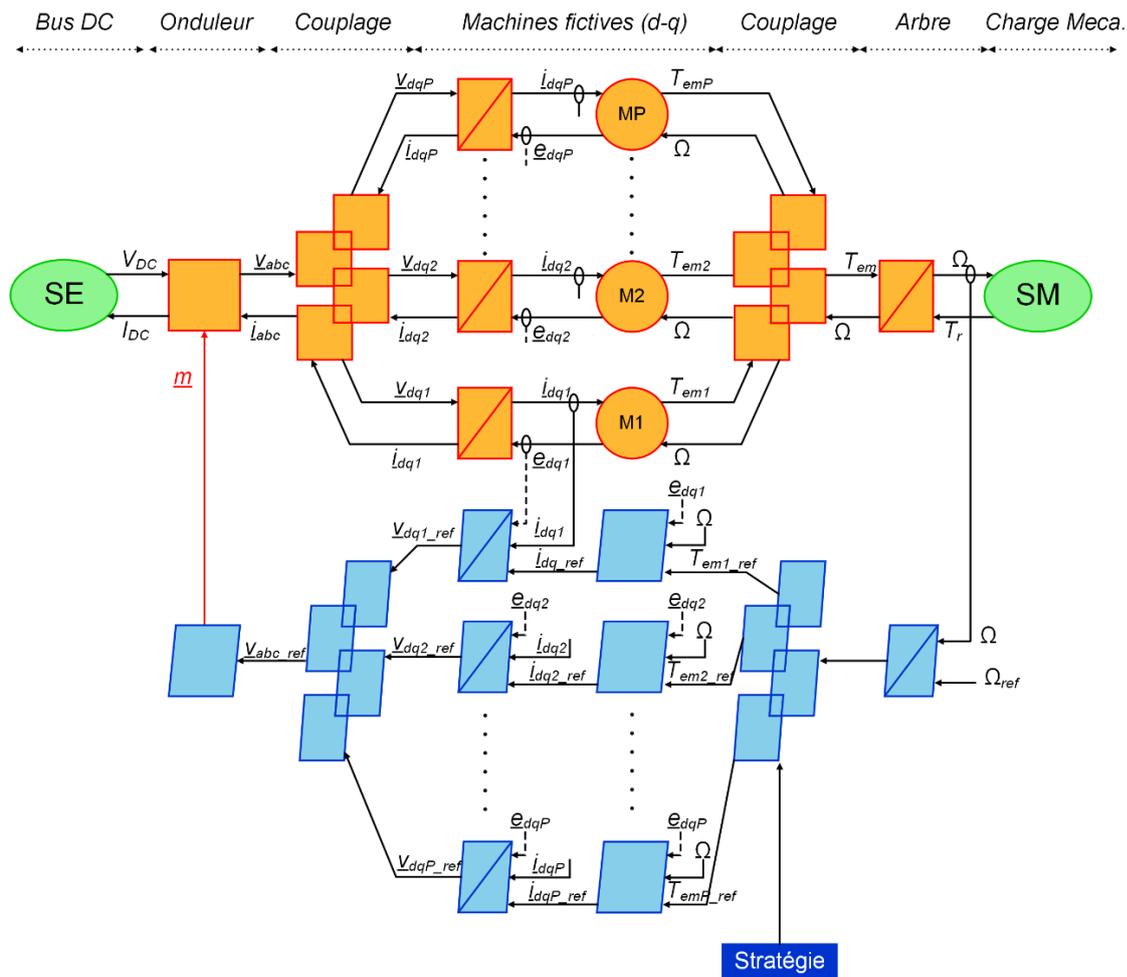


Figure 3.11 : Structure de commande d'un entraînement n-ph en utilisant la REM

Les traits en pointillés représentent les valeurs utiles pour le contrôle (dans le cadre de la structure maximale de commande) mais qui sont estimées plutôt que mesurées. Ici, cela représente l'estimation des f_{cems} (par exemple à partir de la FFT du signal réalisé *offline*), puisque ces grandeurs ne peuvent être mesurées par des capteurs en cours de fonctionnement. Un bloc « Stratégie » est également présent et permet de répartir les références de couple en fonction des différentes machines fictives, à partir du couple de référence total, ici donné par la sortie du régulateur de vitesse³⁸. Le paragraphe suivant explique comment cette répartition peut être faite. Davantage de détails sur la REM peut être trouvés dans [186].

3.1.2.2 Génération des références de courant

Commander un entraînement électrique (polyphasé ou non) en vitesse, revient à contrôler le couple électromagnétique de la machine. Selon (3-6), comme nous nous intéressons à des machines à aimants sans reluctance variable, le couple est maximal lorsque les vecteurs de force-contre électromotrice $\underline{\epsilon}$ et de courant \underline{i} sont colinéaires (quelle que soit la base considérée). Pour une machine polyphasée dont la f_{cem} est non sinusoïdale, nous avons vu qu'il était possible de générer du couple avec plusieurs machines fictives. Il est possible de définir des courants de référence optimaux [187]–

³⁸ On pourrait éventuellement envisager de remplacer le bloc de répartition des couples et de la génération des références de courant par machine fictive, par un bloc stratégie qui ferait les deux (et qui permettrait plus de liberté sur la génération des références de courant).

[190] afin de maximiser la production de couple dans les différentes machines fictives tout en minimisant les pertes joules. La commande dite MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*) peut être obtenue par l'optimisation de Lagrange [187], [188], l'approche vectorielle [189] ou par des considérations géométriques [190]. Elle est donnée par l'équation ci-dessous :

$$\underline{i}^{ref} = T_{em}^{ref} \frac{\underline{\epsilon}}{\|\underline{\epsilon}\|^2} \quad (3-20)$$

Avec \underline{i}^{ref} le vecteur des références de courant, T_{em}^{ref} le couple électromagnétique de référence et $\|\underline{\epsilon}\|^2 = \underline{\epsilon}^t \underline{\epsilon}$ la norme au carré du vecteur f_{cem} normalisé.

L'équation (3-20) est valable quel que soit la base utilisée : abc , $\alpha - \beta$ ou $d - q$ (base orthonormale). Il est donc possible de définir les courants de référence dans la base naturelle (grandeurs réelles). Comme la f_{cem} contient des harmoniques impairs, ces harmoniques se retrouveront également dans cette base naturelle. Pour réguler ces courants, il est possible d'utiliser des correcteurs à hystérésis [140], [191], [192]. La bande du contrôleur à hystérésis devra être suffisamment étroite pour réguler correctement les harmoniques. Cela peut entraîner des fréquences de découpage relativement élevées avec par ailleurs un spectre étalé, non réduit, comme dans le cas des commandes MLI à fréquence de porteuse fixe, à quelques raies bien répertoriées. C'est pourquoi il est plus commode, déjà en triphasé, de travailler dans la base dq : d'une part les grandeurs de consigne sont quasi-constantes ce qui permet d'utiliser efficacement des régulateurs PI, qui ont l'avantage d'être relativement simples (paramétrisation des gains) ; d'autre part la fréquence de la porteuse de MLI est fixe ce qui réduit le spectre HF à quelques raies. Cependant, comme l'illustre la Figure 3.6 dans un cas particulier, si plusieurs harmoniques sont présents dans une machine fictive, les références de courant auront classiquement une composante continue mais aussi une composante alternative. Pour maximiser le couple et minimiser les pertes joules il sera donc nécessaire de « phaser » ces oscillations de courants à celles des f_{cem} .

Pour éviter ces composantes alternatives dans le repère dq de chaque machine fictive, une approximation de la relation (3-17) peut être effectuée en ne retenant par machine fictive qu'un seul harmonique h_m et la composante spectrale ϵ_{h_m} correspondante. Pour faire écho à la REM, cette approximation se trouverait dans le bloc « Stratégie » de la Figure 3.11. On obtient alors une consigne constante i_{qm}^{ref} pour la composante dans l'axe q de chaque machine fictive, la composante étant nulle selon l'axe d :

$$i_{qm}^{ref} = T_{em}^{ref} \frac{\epsilon_{h_m}}{\epsilon^2_{h_1} + \dots + \epsilon^2_{h_m}} \quad (3-21)$$

On peut alors en déduire la répartition qui s'opère automatiquement entre les machines fictives au niveau du couple, avec pour chacune un couple de référence :

$$T_m^{ref} = \epsilon_{h_m} i_{qm}^{ref} = \frac{\epsilon^2_{h_m}}{\epsilon^2_{h_1} + \dots + \epsilon^2_{h_m}} T_{em}^{ref} \quad (3-22)$$

On retrouve alors pour chaque machine fictive diphasée le même type de commande qu'en triphasé dans le cas d'une f_{cem} sinusoïdale.

A partir de (3-22) il est alors facile d'estimer la contribution des harmoniques pour la contribution du couple avec une commande optimale (au sens des pertes joules). Prenons l'exemple d'une machine pentaphasée qui n'a que deux machines fictives,

associées au fondamental h_1 et à l'harmonique de rang trois h_3 respectivement. Si $h_3 = 0.15h_1$, la machine secondaire ne contribue qu'à hauteur de 2.3% du couple total. En revanche si $h_3 = 0.33h_1$ alors la machine secondaire contribue à 10.9% du couple total. Il apparaît qu'en considérant un seul harmonique par machine fictive, la contribution en couple dans une commande MTPA n'est pas proportionnelle à l'amplitude relative de l'harmonique de f_{cem} mais de son carré.

3.1.2.3 Spécificités du contrôle FOC d'une machine polyphasée

Cette partie vise à mettre en lumière les différences qui existent entre le contrôle d'une machine triphasée et celui d'une machine polyphasée. Ces particularités ont déjà été soulevées, notamment au travers de différentes thèses au L2EP (e.g. [97], [110], [193]) ou bien dans certains ouvrages [167]–[169].

3.1.2.3.1 Structure de contrôle

Afin de pouvoir comparer les deux contrôles, triphasé et polyphasé. La REM d'un entraînement triphasé est donnée à la Figure 3.12 lorsque la composante homopolaire n'est pas représentée (cas standard triphasé) et est à comparer avec la Figure 3.11. Dans ce cas-là, il n'y a pas de termes de couplage entre les différentes machines fictives puisqu'il n'y en a qu'une. Le premier terme de couplage n'en est d'ailleurs pas vraiment un, il s'agirait plutôt d'un simple élément de conversion représentant les transformations de Clarke et Park en triphasé.

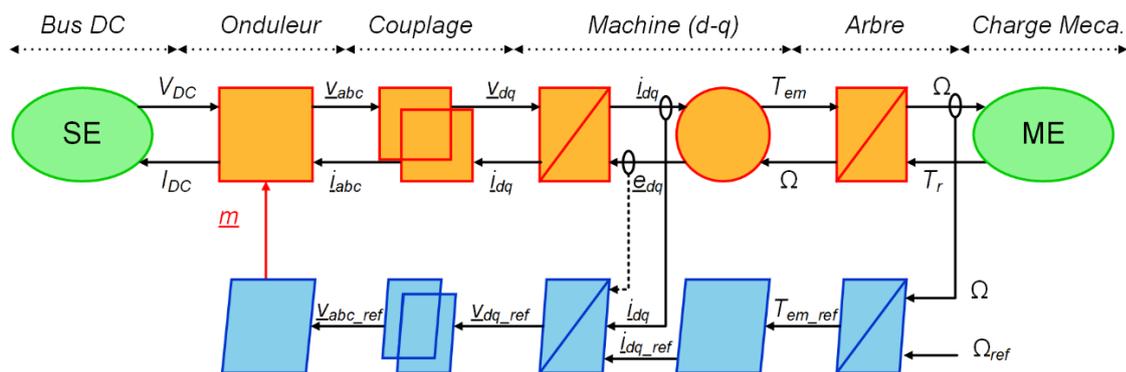


Figure 3.12 : REM d'un entraînement triphasé (sans composante homopolaire)

La principale différence réside donc dans le fait d'avoir plusieurs machines fictives à réguler dans le cas polyphasé, tandis que dans le cas triphasé, il n'y en a qu'une. Cela signifie donc qu'il y aura deux régulateurs PI (i_{dx} et i_{qx}) pour chaque machine fictive MX diphasée, alors que dans le cas triphasé il n'y en avait que deux.

Concernant la génération des références de courant, nous avons vu précédemment que dans le cas polyphasé, il est nécessaire d'avoir l'information sur le vecteur f_{cem} (a minima $\underline{\epsilon}$), en particulier si (3-20) est utilisée avec toutes les composantes harmoniques. A contrario, en triphasé, seule la connaissance de la constante de couple³⁹ permet d'avoir une relation linéaire entre le courant i_q et le couple.

La dernière différence majeure provient des transformations pour passer de la base $\alpha - \beta$ à la base $d - q$. En triphasé, cela se fait par l'application d'une rotation

³⁹ En triphasé, la stratégie MTPA reste valide mais avec les hypothèses considérées, nous avons $k_t = k_e = \|\underline{\epsilon}\|$, c'est une approximation au premier harmonique.

d'angle θ pour se mettre dans le référentiel tournant à la vitesse du fondamental $\omega = \frac{d\theta}{dt}$. En polyphasé, il est nécessaire de pondérer l'angle de rotation de chaque référentiel associé à une machine fictive par rapport au rang de l'harmonique principalement projeté dans celle-ci. Il faut également faire attention au sens de rotation, ainsi qu'à un éventuel déphasage entre le fondamental associé à la machine principale et aux harmoniques associées aux autres machines fictives.

Cependant, nous pouvons constater que mis à part les quelques subtilités détaillés plus haut, le contrôle d'une machine polyphasée n'est qu'une généralisation du contrôle triphasé.

3.1.2.3.2 Contraintes de l'implantation de la commande aux valeurs moyennes par PWM

Une fois les tensions de références obtenues en sortie du contrôle, il est nécessaire de moduler ces signaux pour générer les ordres de commande. Dans le cas d'un onduleur de tension deux niveaux polyphasé, il y a $2n$ transistors et donc 2^n états possibles pour le vecteur tension. La modulation vectorielle SVPWM (*Space Vector PWM*) devient alors plus complexe au fur et à mesure que le nombre de phases augmente. A titre d'exemples, la Figure 3.13 rappelle les états possibles du vecteur tension \underline{v} en triphasé et la Figure 3.14 en pentaphasé. Dans le cas pentaphasé, la projection se fait dans les deux machines fictives. On remarquera que les vecteurs n'ont pas la même longueur, qu'il soit projeté sur une machine fictive ou une autre. Il y a donc davantage de possibilité dans le choix des vecteurs. Lors de l'utilisation d'un onduleur à pont en H, comme en triphasé il est possible d'avoir des stratégies permettant de théoriquement limiter la composante homopolaire [104], [194], [195]. De manière générale, plusieurs études se sont concentrées sur l'utilisation de la SVPWM en polyphasé [195]–[200].

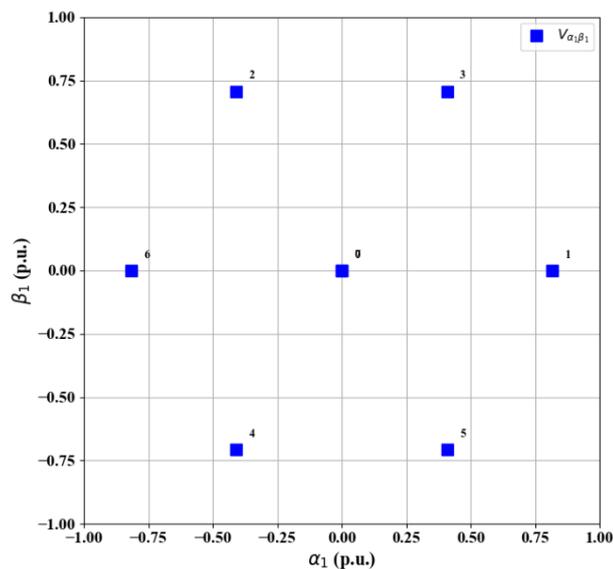


Figure 3.13 : Projection du vecteur tension dans le plan $(\alpha_1 - \beta_1)$ dans le cas triphasé

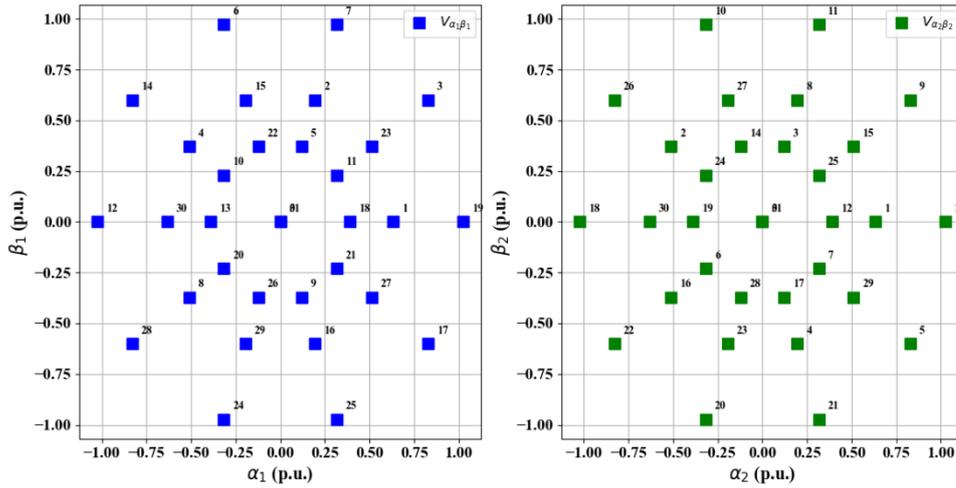


Figure 3.14 : Projection du vecteur tension dans le plan principal ($\alpha_1 - \beta_1$) et secondaire ($\alpha_2 - \beta_2$) dans le cas pentaphasé

Comme en triphasé, il est également possible d'utiliser une modulation intersective CSPWM (*Carrier Signal PWM*) dans le cas polyphasé. Le fonctionnement est similaire et il est également possible d'injecter une tension homopolaire pour maximiser l'utilisation de la tension de bus [63], [201], même si le gain diminue avec l'augmentation du nombre de phase.

Là encore les techniques SVPWM et CSPWM peuvent se généraliser au cas polyphasé et offrent davantage de degrés de liberté. En revanche, il est important de faire attention au choix de la période PWM T_{PWM} . En triphasé, la principale contrainte est liée à la constante de temps électrique de la machine $T_{PWM} \ll \tau_e = L/R$. En polyphasé, les machines fictives ne sont pas identiques, en particulier les inductances d'une machine fictive à l'autre ne sont pas les mêmes. T_{PWM} doit donc être choisi en prenant en compte la plus petite des constantes de temps électriques : $T_{PWM} \ll \min(\tau_1, \dots, \tau_p) = \min\left(\frac{L_{\alpha_1\beta_1}}{R}, \dots, \frac{L_{\alpha_p\beta_p}}{R}\right)$. Si cette condition n'est pas vérifiée, des problèmes de contrôle surviendront impactant fortement la régulation des courants.

3.1.2.3.3 Synthèse des correcteurs de courant

Dans la base $d - q$, les références de courant sont globalement (voir paragraphe suivant) constantes. Les régulateurs de courant utilisés peuvent être de simples PI avec comme fonction de transfert $C(s) = K_p \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right)$. Il est possible d'ajouter des fonctionnalités de saturation (limitation et anti-windup), de compensation des fcems et de découplage. Les techniques habituelles de synthèse des correcteurs peuvent donc s'appliquer. Le procédé (phase d'une machine fictive) à réguler est de la forme $H(s) = \frac{1}{R_m + L_m s}$ avec R_m et L_m les $m^{\text{ième}}$ éléments des matrices de résistance $[R]_{dq}$ et d'inductance $[L]_{dq}$. Comme la constante de temps $\tau_m = L_m/R_m$ est différente pour chaque machine fictive, les gains K_p et T_i des régulateurs le seront aussi. En particulier l'impédance associée $|Z_m|(\omega) = \sqrt{R_m^2 + (L_m \omega)^2}$ n'est pas la même et c'est pourquoi il est nécessaire de réguler le courant de chaque machine fictive. Une tension dans une machine fictive, même faible pourrait engendrer un courant relativement élevé qui aurait des répercussions sur la forme des courants dans la base naturelle.

3.1.2.3.4 Spécificité de la commande MTPA en polyphasé

Pour des machines triphasées la commande MTPA classique suppose une f_{cem} sinusoïdale, contrainte que ne vérifie pas les machines dite trapèze pour lesquelles les qualités de contrôle du couple sont moindres. Avec cette hypothèse, l'utilisation de correcteurs PI dans le repère $d - q$ tournant permet de garantir de faibles pulsations de couple.

Le paragraphe 3.1.2.2 sur la génération des références de courant a mis en évidence que pour une machine polyphasée, l'utilisation simple de PI supposait un seul harmonique par machine fictive. Ainsi les f_{cems} d'une machine polyphasée n'ont plus à être uniquement sinusoïdales et peuvent comporter des harmoniques. Par contre les rangs possibles de ces harmoniques se définissent par rapport à la répartition d'harmonique qui existe entre les machines fictives. Les principaux harmoniques possibles sont indiqués en bleu dans Tableau 3.1.

On examine ci-dessous ce qui se passe lorsque plusieurs harmoniques d'amplitude significative se retrouvent dans une machine fictive, dans le cas de la commande MTPA d'une machine 10-ph à f_{cems} non-sinusoïdales avec deux neutres. Les paramètres de la machine prototypée dans le cadre de la thèse sont utilisés, mais les pourcentages d'harmonique par rapport au fondamental ont volontairement été augmentés et sont donnés dans le Tableau 3.2. Les simulations sont réalisées avec le logiciel Matlab-Simulink. Dans un cas les courants de référence sont imposés constants et dans l'autre ils sont obtenus via MTPA en prenant en compte tous les harmoniques de f_{cem} . Les Figure 3.15, Figure 3.16, Figure 3.17 et Figure 3.18 représentent les résultats obtenus pour deux fréquences différentes du fondamental $f_e = 26.7Hz$ et $f_e = 267Hz$, les valeurs étant normalisées par rapport à la valeur moyenne de i_{q1}^{ref} . Pour les références non constantes, la valeur moyenne des courants est bien respectée, mais à plus haute fréquence, il y a un déphasage entre les deux signaux. Ceci est particulièrement visible à la fois dans la machine fictive M1 à la Figure 3.16 et dans M3 à la Figure 3.18 Ceci peut s'expliquer par la faible bande passante des régulateurs.

Rang de l'harmonique de la f_{cem}	Pourcentage du fondamental
3	28%
5	1%
7	11%
9	7%
11	9%

Tableau 3.2 : Répartition des harmoniques de la f_{cems} prise pour la simulation

Cependant, lorsque l'on impose des références purement constantes, cela va introduire davantage d'ondulations de couple que la stratégie MTPA, comme le montre la Figure 3.19. En effet, comme plusieurs harmoniques se projettent sur une même machine fictive, si les harmoniques de f_{cem} et de courant ne sont pas correctement « phasés » cela génère des ondulations. Néanmoins, au fur et à mesure que la fréquence électrique f_e augmente, les composantes alternatives des références de courant seront de moins en moins bien régulées. C'est pourquoi, même dans le cas MTPA, lorsque la fréquence augmente, l'ondulation de couple augmente également, réduisant l'écart avec le couple obtenu avec des références constantes. On pourrait alors se demander si à partir d'une fréquence, il ne serait pas souhaitable d'imposer des

références constantes pour limiter les ondulations trop importantes introduites par une mauvaise régulation.

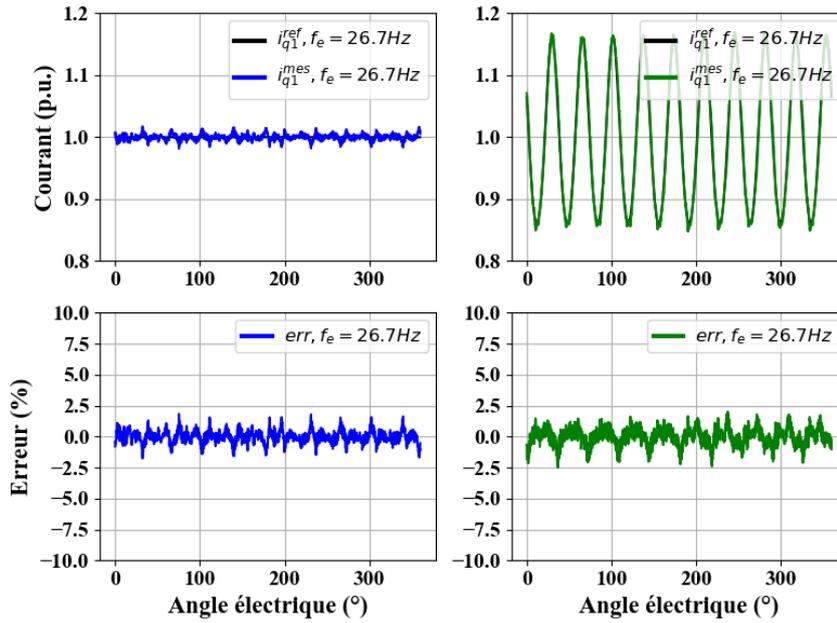


Figure 3.15 : Courant d'axe q dans la machine fictive M1 (haut) et erreur relative (bas) à $f_e = 26.7\text{Hz}$, pour deux générations de références différentes (gauche : constantes vs droite : alternatives)

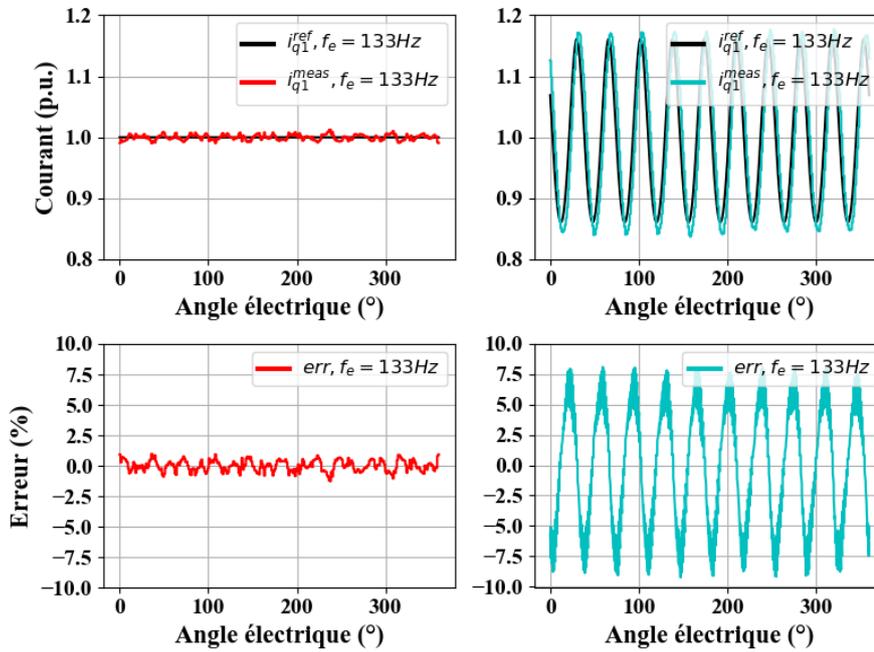


Figure 3.16 : Courant d'axe q dans la machine fictive M1 (haut) et erreur relative (bas) à $f_e = 133\text{Hz}$, pour deux générations de références différentes (gauche : constantes vs droite : alternatives)

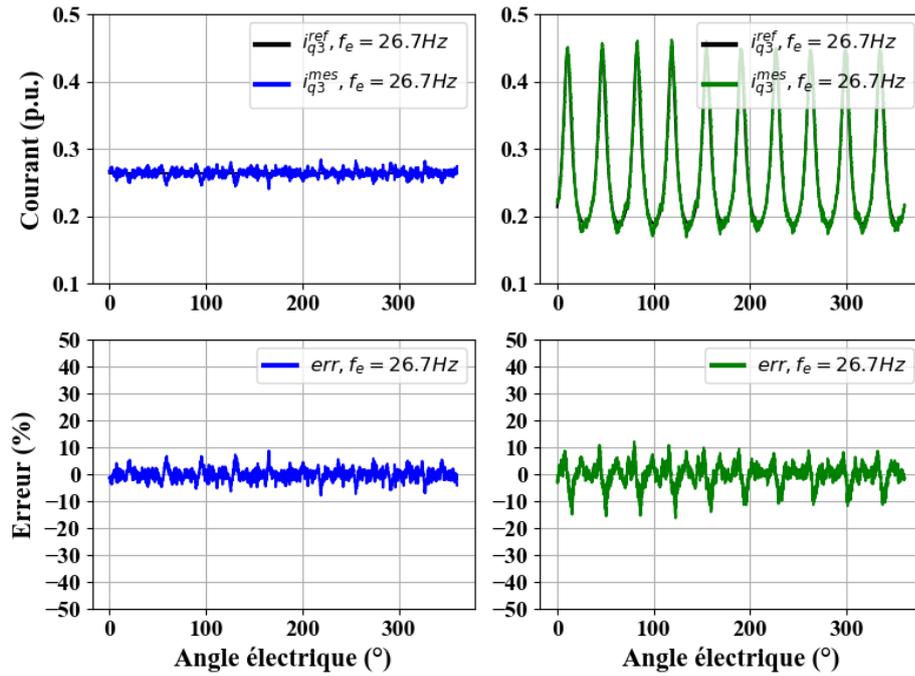


Figure 3.17 : Courant d'axe q dans la machine fictive M3 (haut) et erreur relative (bas) à $f_e = 26.7\text{Hz}$, pour deux générations de références différentes (gauche : constantes vs droite : alternatives)

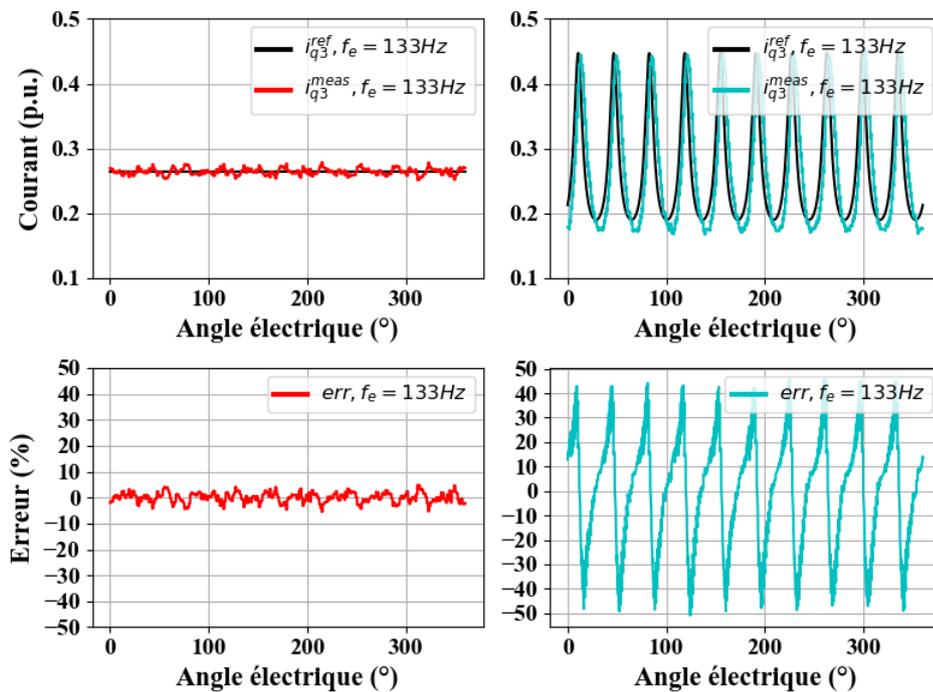


Figure 3.18 : Courant d'axe q dans la machine fictive M3 (haut) et erreur relative (bas) à $f_e = 26.7\text{Hz}$, pour deux générations de références différentes (gauche : constantes vs droite : alternatives)

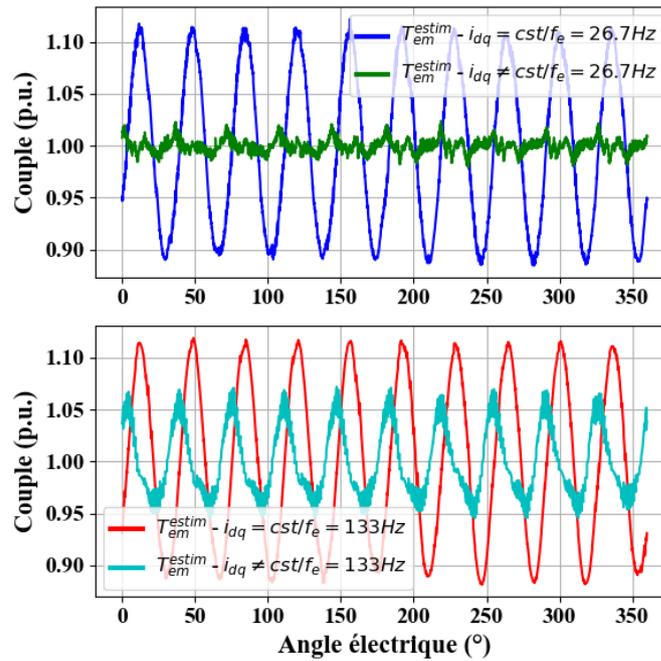


Figure 3.19 : Visualisation du couple pour deux techniques de génération de courant différentes, à deux fréquences différentes

Un autre point de limitation peut également exister concernant la résolution du capteur de position. Bien souvent, plus la résolution sera importante et plus le capteur sera onéreux. Il faudra donc trouver un bon compromis entre la qualité de l'information en position et le coût de la solution. La résolution peut être d'autant plus critique sur des machines polyphasées, puisqu'il est nécessaire de multiplier l'angle électrique θ par le rang d'harmonique principal h_m lors des transformations. L'erreur de position sera donc également multipliée.

3.1.2.4 Autres types de contrôle

Ces travaux de thèse se sont penchés uniquement sur le contrôle FOC, mais il existe d'autres types de contrôle. Comme pour le cas triphasé, il est également possible d'avoir des contrôles DTC (*Direct Torque Control*) et MPC (*Model Predictive Control*). Il existe plusieurs manières d'implémenter ces contrôles. Dans la plupart des cas, la sortie de ces algorithmes est directement les états des transistors (plutôt que les tensions de référence). Plusieurs travaux scientifiques [182], [202]–[204] se sont intéressés à comparer les trois types de contrôle FOC, DTC et MPC. Le Tableau 3.3 ci-dessous donne un résumé des principaux avantages et inconvénients de chaque technique, selon la littérature.

	<u>DTC</u>	<u>FOC</u>	<u>MPC</u>
Avantages	Bonne dynamique Pas de régulateur de courant	Peu d'ondulations de couple THD en courant faible	Peu d'ondulations de couples THD en courant faible Facilité de réglage Régulateurs de courant non nécessaires ⁴⁰
Inconvénients	Ondulations de couple Fréquence de découpage PWM non constante THD en courant élevé Dépendant de la bonne connaissance des paramètres machines	Nécessite des ressources de calcul importantes si modulation SVPWM ⁴¹ Complexité de réglage des correcteurs en fonction de la plage de fonctionnement	Nécessite des ressources de calcul très importantes Fréquence de découpage PWM potentiellement non constante Dépendant de la bonne connaissance des paramètres machines

Tableau 3.3 : Principales différences entre les différents contrôles DTC, FOC et MTPA

3.1.2.5 Cas des MSAP à plusieurs étoiles polyphasées

Parmi les machines polyphasées, nous avons évoqué le cas un peu particulier des machines à plusieurs enroulements polyphasés, qui peuvent être symétriques ou asymétriques. Dans les deux cas il est possible de définir les matrices de transformation associées et le contrôle FOC ne diffère donc pas de ce qui a été présenté précédemment. Dans ce cas-là, nous parlons d'approche VSD (*Vector Space Decoupling*) puisque nous diagonalisons la matrice inductance.

Néanmoins, pour une machine à k étoiles, chaque étoile étant composée de m-ph ($k \times m\text{-ph}$) avec $k*m = n$, il est assez naturel de vouloir décomposer le contrôle FOC n-ph en k contrôles m-ph. Par exemple, pour une machine double-triphasée (2x3-ph), cela signifie avoir deux contrôles triphasés pour deux étoiles triphasées, chacune produisant la moitié du couple. De même pour une machine double-pentaphasée, cela signifie avoir deux contrôles pentaphasés en parallèle : un pour chaque étoile. Cette approche est dite MS (*Multi Stars/Stators*) en opposition au VSD. Les deux schémas de contrôle sont explicités dans le cas d'un entraînement 2x5ph Figure 3.20 et Figure 3.21. L'approche MS a l'avantage de fournir davantage de modularité, puisqu'il est possible

⁴⁰ Certaines techniques MPC utilisent ou non des régulateurs de courant

⁴¹ Si la CSPWM est utilisé, l'intégration n'est pas réellement plus complexe qu'avec le

de dispatcher la puissance entre les k étoiles, non nécessairement de manière équilibrée (*power sharing* [205]). Par ailleurs en cas de défaut, comme nous avons pu le voir au chapitre précédent, une stratégie simple consiste à isoler l'étoile défaillante et de fonctionner avec celles restantes. En revanche, l'approche MS ne répartit pas de la même manière les harmoniques dans les machines fictives que la technique VSD (cf. 3ph vs 6ph et 5ph vs 10 dans le Tableau 3.1). Cela peut avoir une influence sur les pulsations de couple comme nous l'avons évoqué précédemment. C'est ainsi ce qui distingue principalement les machines à 6 phases avec deux étoiles décalées (30° électriques) ou non. Sans décalage les harmoniques 5 et 7 interagissent avec le fondamental et sont à l'origine de pulsations de couple (rang multiple de 6) alors qu'avec un décalage de 30° seuls les harmoniques de rang 11 et 13 interagiront avec le fondamental.

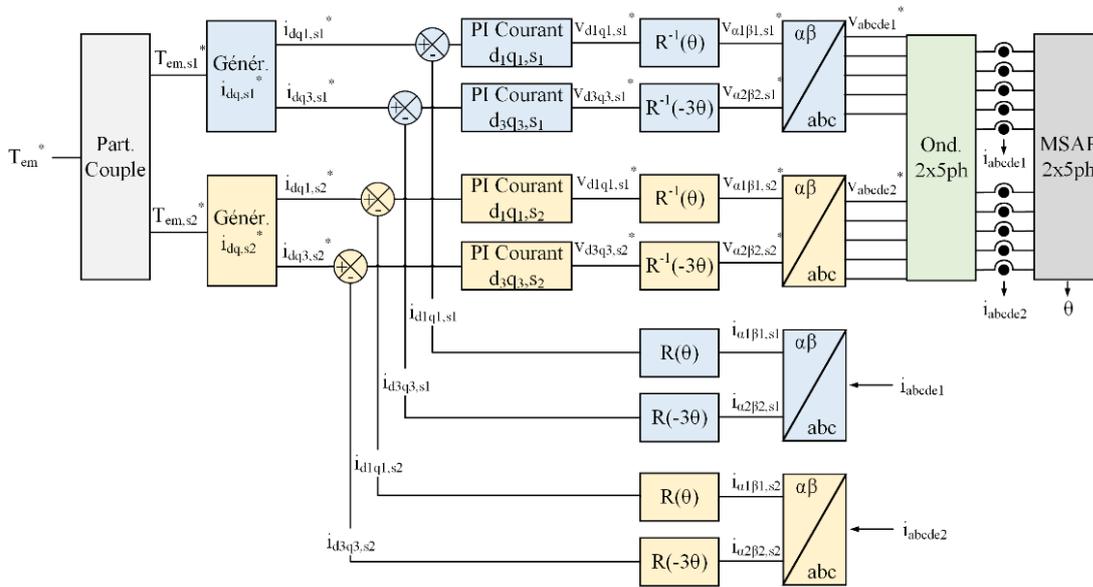


Figure 3.20 : Schéma de contrôle d'un entraînement 2x5-ph – approche MS

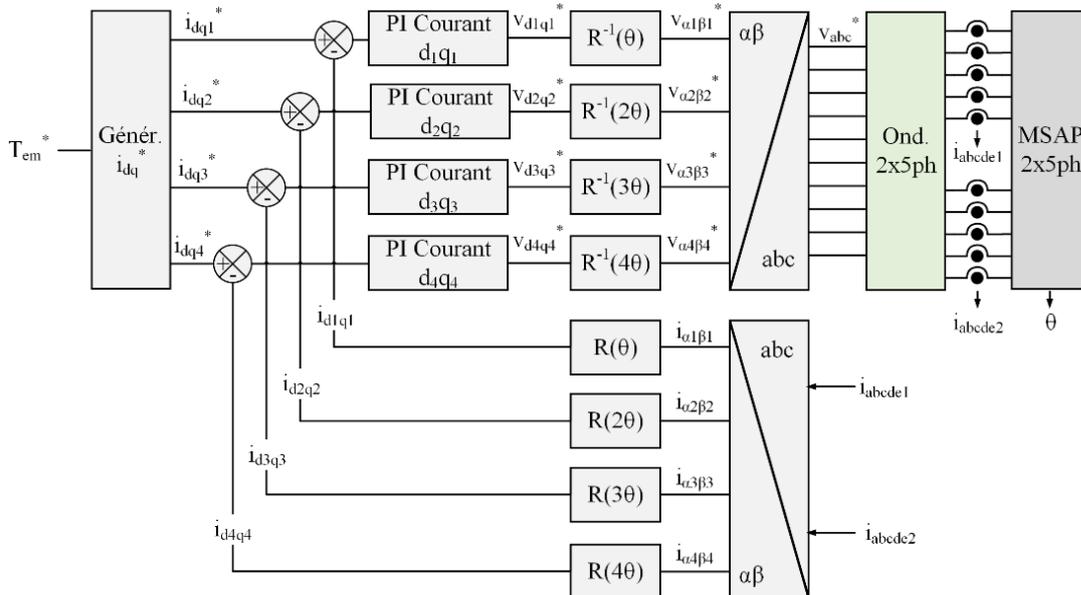


Figure 3.21 : Schéma de contrôle d'un entraînement 2x5-ph – approche VSD

Une hypothèse relativement forte conditionne l'utilisation de l'approche MS par rapport au VSD. En effet, en voulant piloter une machine $k \times m$ -ph comme k machines m -ph, on néglige implicitement les mutuelles entre les machines (étoiles). L'équation (3-23) ci-dessous exprime l'équation électrique pour le $j^{\text{ème}}$ (parmi k) étoile m -ph en incluant les termes de couplage des autres étoiles via les matrices $[M]_{ji}$ (dimension $m \times m$). Utiliser l'approche MS revient à négliger ces matrices de couplage.

$$v_j = [R] \dot{i}_j + [L] \frac{d(i_j)}{dt} + \sum_{i, i \neq j}^n [M]_{ji} \frac{d(i_i)}{dt} + e_j \quad (3-23)$$

En fonction de la conception de la machine $k \times m$ -ph, cette hypothèse est plus ou moins valide. Si c'est le cas, les courants d'une étoile ne perturberont que très peu ceux des autres étoiles, charge aux régulateurs de compenser. Ce faisant, le gain en termes de calcul peut être non négligeable puisque les matrices de changement de base associés sont moins grandes. Pour une machine 3x3ph, la méthode VSD utilise une matrice de découplage de taille 9×9 , soit 81 éléments ; alors qu'avec l'approche MS trois matrices de taille 3×3 sont utilisées, soit 27 éléments. Cela fait donc d'autant moins de calculs lors des passages d'une base à l'autre.

Si des couplages entre étoiles existent, alors la méthode MS ne donnera pas des bons résultats et des perturbations existeront [173]. C'est pourquoi il est alors nécessaire d'avoir recours à des termes de découplage dans le contrôle [172], [206] ou encore de définir une autre transformation [73], [207] pour limiter les impacts du couplage. Dans ce cas-là, l'approche MS garde l'avantage de la flexibilité (*power sharing*), mais perd en compétitivité sur le critère de complexité et de coût de calcul.

3.1.3 Résumé des spécificités des entraînements polyphasés

Tout au long de la section 3.1, la modélisation et le contrôle d'un ensemble convertisseur-machine polyphasé ont été présentés. L'accent a été mis en particulier sur les différences (et ressemblances) existantes avec un entraînement triphasé traditionnel. Les outils (transformations de Clarke et Park) ainsi que le schéma de contrôle (FOC, régulation dans le repère $d - q$) triphasé peuvent se généraliser à nombre quelconque n de phase. Le Tableau 3.4 propose de résumer les principaux éléments de différence entre le contrôle d'une machine triphasée et polyphasée (on considère une alimentation par onduleur deux niveaux).

	Triphasé	Polyphasé
Nombre de phases	3	n
Machine(s) diphasée(s) équivalente(s) ($d - q$)	1	$P = \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor - 1$
Machine homopolaire	1	1 ou 2 (si n pair)
Rotation à effectuer pour le contrôle	1 $[R](\theta)$	P $[R](\theta), [R](k_2\theta), \dots, [R](k_P\theta)$
Nombre de régulateurs de courant (hors homopolaire)	2	2P
Commande multi-harmonique	Seul le fondamental h_1 est considéré	L'harmonique principal h_m (a minima) de chaque machine fictive est considéré
Nombre d'états possible pour le vecteur tension ⁴²	8	2^n
Contrainte sur T_{PWM}	$\ll \tau_e = \frac{L_{dq}}{R}$	$\ll \min(\tau_1, \dots, \tau_P)$ $= \min\left(\frac{L_{d_1q_1}}{R}, \dots, \frac{L_{d_Pq_P}}{R}\right)$
Avantage si plusieurs bus de tension continu	Aucun	Possibilité de scinder le bobinage entre plus étoiles triphasées ou polyphasées

Tableau 3.4 : Résumé des différences de contrôle d'un entraînement triphasé et polyphasé

3.2 Conception multi contraintes d'un entraînement polyphasé (ensemble machine-onduleur-commande)

Nous avons vu précédemment que les entraînements polyphasés permettent de gagner en fiabilité fonctionnelle, en opposition à des structures triphasées traditionnelles. Cependant, comment choisir parmi toutes les topologies polyphasées existantes ? Comment faire pour prendre en compte les contraintes industrielles liées aussi aux coûts dans un contexte de fabrication en grande quantité ?

3.2.1 Cahier des charges et contraintes industrielles

3.2.1.1 Présentation du cahier des charges

Tout d'abord, il est nécessaire de se définir un cahier des charges afin d'adresser au mieux les différentes problématiques : tension nominale, points de fonctionnement, encombrement et niveau de fiabilité.

Dans le cadre de ces travaux de thèse, une application EHPS pour camion a été retenue. C'est une application pour laquelle le groupe Sonceboz fournit déjà des solutions et où les contraintes sécuritaires liées à la norme ISO26262 évoluent (cf. Chapitre 2). L'objectif de sécurité (*Safety Goal*) associé est d'éviter la perte soudaine d'assistance. En effet, même s'il s'agit uniquement d'un actionneur d'assistance au conducteur, une panne rendrait très difficile la direction du poids lourd. Nous considérons alors que l'actionneur doit être capable de fonctionner après l'apparition de deux défauts type « phase ouverte ». C'est-à-dire un défaut de phase ouverte au niveau de la machine, défaut ouvert sur un transistor ou défaut de court-circuit sur un des transistors après isolation. Le court-circuit interne à la machine n'est pas considéré. Nous faisons l'hypothèse que les distances d'isolation entre deux spires (de la même bobine ou non)

⁴² Pour le cas d'un onduleur deux niveaux

sont suffisantes pour réduire drastiquement le risque ; d'autant plus que l'application EHPS est une application « basse tension » : le bus continu est de 24V.

Afin de simplifier l'étude, nous considérons un fonctionnement sans défluxage. C'est-à-dire que pour toute la plage de vitesse considérée, la machine est capable de fournir le couple maximum imposé par la limitation de courant. C'est une hypothèse forte puisque cela revient à prendre une marge de sécurité conséquente à la fois sur la machine et le convertisseur par rapport à l'application réelle. Néanmoins la démarche de conception présentée dans cette partie reste générique et pourrait prendre en compte cet élément. Ainsi, la machine est dimensionnée pour le point de fonctionnement maximal suivant : un couple $T_{em}=15\text{Nm}$ à une vitesse $\Omega=4500\text{rpm}$ ($P_{maxi}=7\text{kW}$).

Les dimensions de la carcasse (*housing*) de la machine ainsi que les autres grandeurs du cahier des charges sont résumées dans le Tableau 3.5.

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension de bus nominale	V_{DC}	24 V
Vitesse maximale	Ω_{max}	4500 rpm
Couple maximal	T_{max}	15 Nm
Hauteur maximale de la machine (housing)	H_{max}	90 mm
Diamètre extérieur maximal de la machine	D_{max}	180 mm

Tableau 3.5 : Cahier des charges de la machine dédiée au système d'EHPS.

3.2.1.2 Prise en compte des contraintes industrielles

Afin de rendre compte des contraintes industrielles et notamment des questions de coût global, seules les MSAP à rotor interne seront considérées. Ce sont des machines qui ont une bonne densité de puissance et qui sont couramment utilisées dans le milieu automobile pour ce genre d'application (<10kW). Pour des questions de facilitation de processus, nous allons considérer des bobinages concentriques dentaires, comme illustré dans la Figure 3.22. En effet, ce type de bobinage permet de bobiner sur un corps de bobine extérieur que l'on vient ensuite insérer autour de la dent, simplifiant ainsi le mouvement de la machine-outil. L'autre avantage comparé à un bobinage réparti est la réduction de la hauteur des têtes (chignons) de bobine, réduisant les pertes et la longueur totale de la machine. Les bobinages concentriques sont relativement communs dans les actionneurs automobiles.



Figure 3.22 : Illustration d'un bobinage distribué⁴³ (gauche) et concentrique dentaire⁴⁴ (droite)

Afin de faciliter la construction du rotor, seuls des rotors de type à aimants enterrés IPM (*Interior Permanent Magnets*) sont considérées. Cela permet alors d'avoir une forme simple d'aimants en forme de pavé qui peuvent être insérés « simplement » dans le paquet de tôles rotoriques (là où des aimants en surface auraient dû être collés). De plus, toujours pour la simplicité de forme et d'insertion, seules les structures dites IPM « tangentiels » seront étudiées. Les aimants sont proches de la surface, ce qui rend l'hypothèse simplificatrice de non variation de l'entrefer plus « valable » que pour des structures IPM dits « en V » ou « *spoke* ». Cette hypothèse sera discutée ultérieurement. La Figure 3.23 donne un aperçu de la topologie de machine retenue.

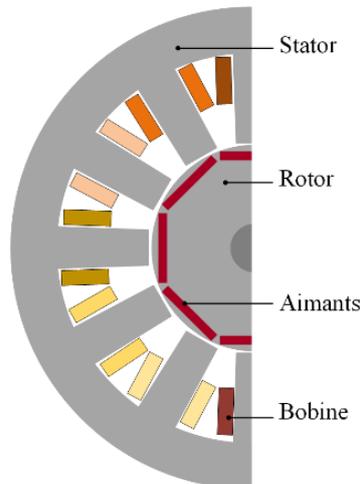


Figure 3.23 : Topologie de machine retenue pour le prédimensionnement

Ensuite, il est nécessaire de savoir quel nombre n de phases évaluer. Pour cela, il faut se rappeler que nous souhaitons garantir un fonctionnement même après deux défauts (100% après l'apparition d'un 1^{er} défaut et de plus de 50% après l'apparition d'un 2nd défaut). Cela signifie qu'il faut au minimum quatre degrés de liberté en mode sain (quatre courants indépendants), soit une machine pentaphasée connectée en étoile. Il est plus judicieux de parler en termes de bobines qui vont davantage influencer le coût de production plus que le nombre de phases. Comme il existe des machines triphasées pour l'application cible qui comporte douze bobines, nous nous fixons une limite de quinze bobines. Cela permet de rester proche de la solution triphasée standard tout en

⁴³ Image prise de [Beckhoff](#), consulté le 2023-07-25

⁴⁴ Image d'un moteur issue d'une technologie MMT

permettant l'évaluation de machines heptaphasées par exemple qui ont montré une bonne performance en mode de défaut de deux phases ouvertes [208].

Enfin, il est possible également de restreindre les topologies considérées pour l'onduleur de tension (sans comptabiliser d'éventuelles dispositifs d'isolation des phases). Comme le bus de tension est de 24V, l'apport des structures multi-niveaux ne semblent pas justifier vis-à-vis du gain en complexité. En revanche, l'onduleur utilisant des ponts en H comporte plusieurs avantages : il permet d'augmenter le degré de liberté (phases électriquement indépendantes) et également de fournir la pleine tension continue⁴⁵. Ainsi seules deux structures seront évaluées : l'onduleur standard à n demi-ponts (présence d'un neutre) et l'onduleur à n ponts en H (aucun neutre). Ces deux types d'onduleur sont illustrées par la Figure 3.24.

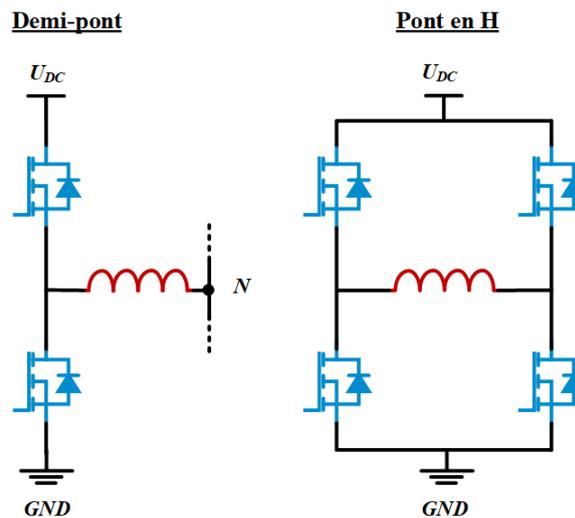


Figure 3.24 : Topologie d'onduleur retenue pour le prédimensionnement ; onduleur à demi-ponts ou ponts en H

3.2.2 Démarche de prédimensionnement

La réduction de l'espace de recherche des solutions basées sur des contraintes industrielles constitue la première étape d'une démarche plus générale pour comparer différents entraînements polyphasés. La Figure 3.25 représente le logigramme complet de l'approche avec les différentes étapes successives qui seront détaillés par la suite. L'étape 0 constitue la prise en compte des critères d'industrialisation comme discuté précédemment.

⁴⁵ Ce qui permet de doubler le nombre de spires et ainsi de réduire de moitié le courant de phase

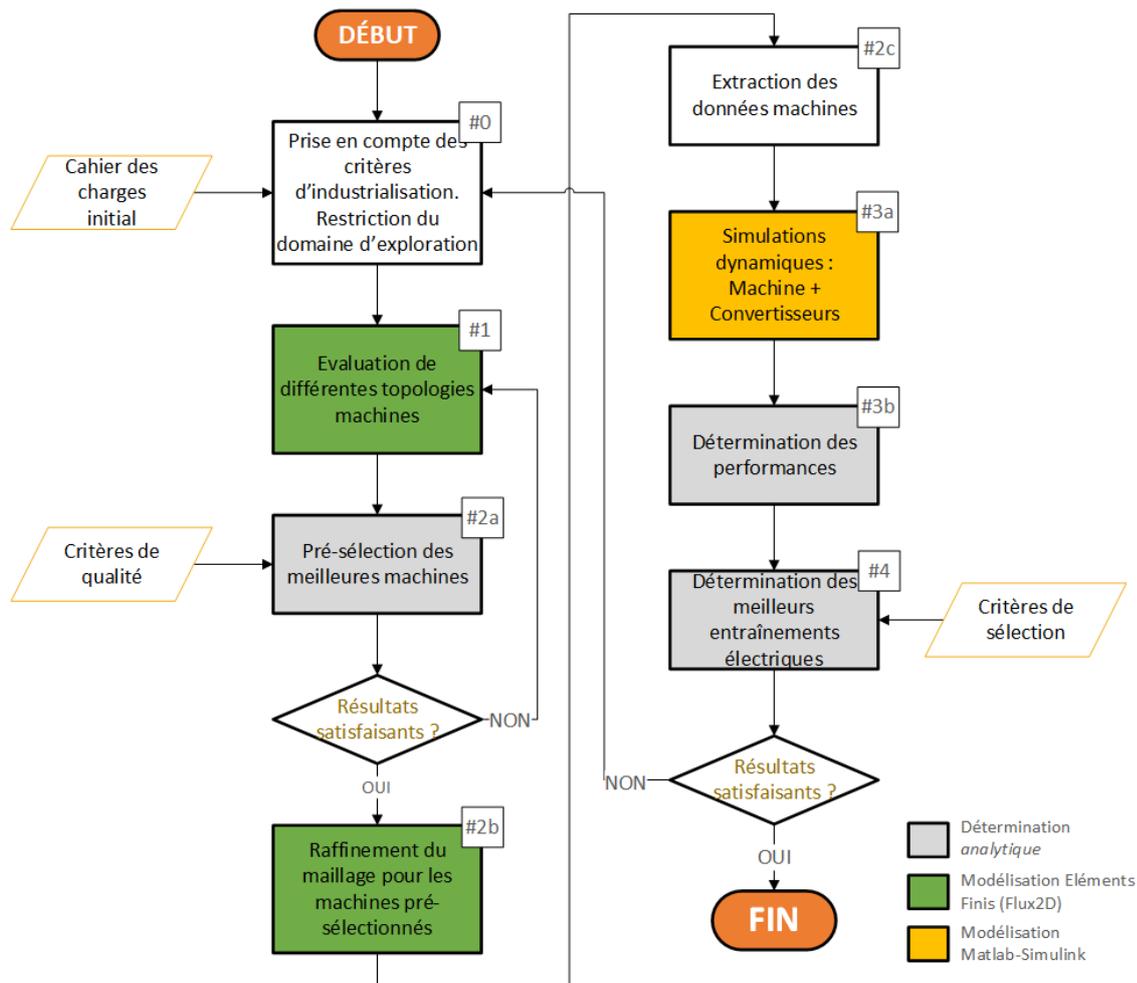


Figure 3.25 : Démarche générique de comparaison de différents entraînements polyphasés

3.2.2.1 Evaluation des différentes topologies machines (étape 1 et 2)

Afin de minimiser le nombre d'entraînements électriques à simuler, une première sélection des « meilleurs » machines est réalisée, parmi les topologies retenues. Avec une limite maximale de 15 bobines, nous choisissons d'évaluer trois moteurs polyphasés différents : 5, 6 et 7 phases. A la fois des solutions de bobinage simple couche (*1-layer*) où il n'y a qu'une seule bobine par encoche et double couche (*2-layer*), deux bobines par encoche, sont évaluées pour le point de fonctionnement maximal. Plusieurs combinaisons de nombre d'encoches et de pôles (e encoches/ p pôles) sont alors évaluées par éléments finis 2D en faisant varier les paramètres géométriques. Le diamètre extérieur est fixé et l'on fait varier des paramètres tels que la dimension des encoches ou l'épaisseur et la disposition des aimants. A titre d'illustration, la Figure 3.26 présente les amplitudes de variations de certains paramètres. Au total, environ 5500 machines ont été ainsi évaluées. Les configurations encoches/pôles ont été choisies pour avoir les meilleurs coefficients de bobinages (>0.95) au premier harmonique [209]. En première approximation et afin de faire cette première sélection, des courants purement sinusoïdaux sont injectés dans la machine au point nominal. Seule la machine fictive principale produit du couple, les courants sont nuls dans les autres. Les différentes pertes (Fer, Joule, hystérésis) et le couple de détente sont alors évalués. La Figure 3.27 représente la position des différentes machines en fonction de ses pertes Joule (têtes de bobines compris) et de la masse d'aimants utilisés.

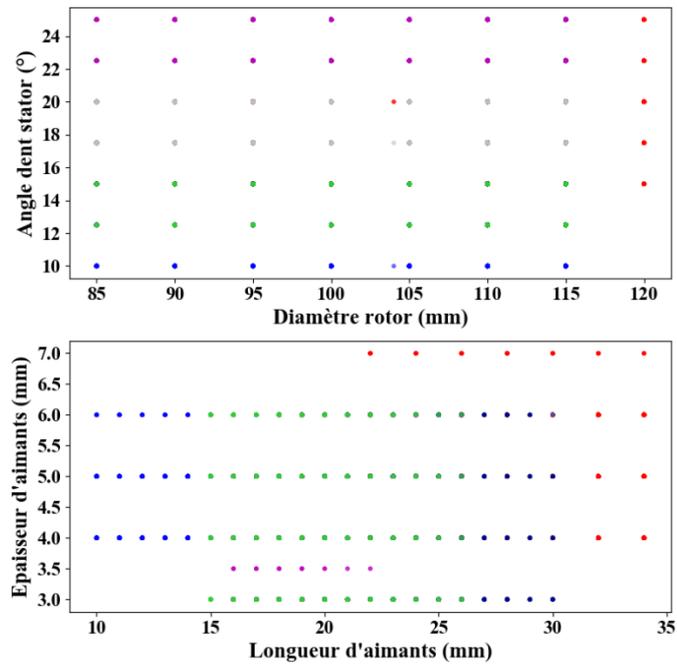


Figure 3.26 : Exemple de paramètres variables lors de simulations (chaque couleur représente une topologie machine différente)

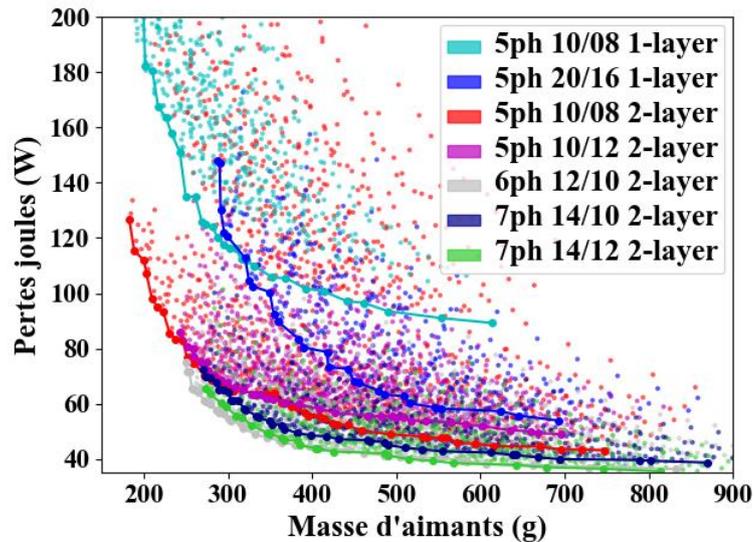


Figure 3.27 : Evaluation des différentes topologies machines

Le front de Pareto relatif aux deux critères évalués est tracé pour chaque topologie. Plus le volume (masse) d'aimants est important, moins il est nécessaire de fournir du courant pour un couple donné, ce qui explique pourquoi les machines avec le plus de masse d'aimants sont celles avec les meilleures pertes Joule. La Figure 3.27 montre très clairement que dans le cas étudié, les machines pentaphasées avec un bobinage simple couche sont mauvaises par rapport aux autres solutions évaluées. Cela peut s'expliquer par la relativement mauvaise utilisation du cuivre. En effet, la quantité de cuivre « inutile » utilisée au niveau des têtes de bobines est plus élevée par rapport aux versions double couche qui comportent pourtant deux fois plus de bobines et donc deux fois plus de têtes de bobines. Avec des dimensions de machine plus importantes, peut-être que ces topologies auraient pu être comparables aux autres.

Les machines à bobinage double couche sont davantage comparables entre elles sur les deux critères évalués, même si les machines pentaphasées semblent légèrement moins bonnes. Il faut cependant garder en tête que ces deux critères d'évaluation ne sont utiles que pour faire un premier tri, afin de présélectionner de « bonnes » machines. Le but final est de comparer l'entraînement complet : machine et convertisseur.

En reprenant l'approche complète illustrée dans la Figure 3.25, nous aurions également pu choisir d'autres critères de pré-sélection des machines. Nous aurions par exemple pu tracer les fronts de Pareto entre les pertes joules et les pertes fer, ou encore ceux entre la masse de cuivre et la masse d'aimants. Néanmoins, sélectionner les machines sur les fronts de Pareto tracés Figure 3.27 permet d'avoir un premier compromis entre un aperçu de l'efficacité (pertes joules) et le prix (masse d'aimants). Si les résultats obtenus n'avaient pas été satisfaisants à la fin de cette pré-sélection, il aurait fallu revoir les types de machines évaluées (étape 1) ou même revoir le cadre de l'étude (étape 0).

Une fois les machines sélectionnées (#2a), de nouvelles simulations éléments finis 2D sont exécutées avec un maillage plus fin (#2b) afin de récupérer tous les paramètres utiles de la machine (#2c). En particulier les paramètres nécessaires à la modélisation dynamique de la machine sont extraits : résistance, matrice inductance et les harmoniques de f_{cem} . Ces paramètres sont donnés pour un équivalent une spire, ce qui permet un ajustement plus simple du nombre de spires entre les deux onduleurs ($U_{ph-demi\ pont}^{maxi} = \frac{U_{dc}}{2}$ alors que $U_{ph-pont\ en\ H}^{maxi} = U_{DC}$). D'autres paramètres sont également extraits, comme les pertes fer (hystérésis et courants de Foucault), le couple de détente ou encore les volumes de fer, de cuivre et des aimants qui serviront lors de la comparaison des entraînements (étape 4 de la Figure 3.25).

3.2.2.2 Simulation dynamique des entraînements (étape 3)

Ici, le terme de « simulation dynamique » renvoie principalement à la résolution des équations différentielles du système, avec la prise en compte des régulateurs (en opposition principalement à une simulation purement analytique). Une fois les paramètres de la machine extraits, ceux-ci sont d'abord mis en forme (éventuellement post-traités) par un script afin d'obtenir un fichier standardisé dont le logiciel de simulations dynamiques pourra se servir. Une fois les simulations effectuées, les données sont ensuite post-traitées afin d'obtenir tout un ensemble de paramètres qui seront utiles pour comparer les solutions entre elles. Le logigramme d'échanges de données est représenté dans la Figure 3.28.

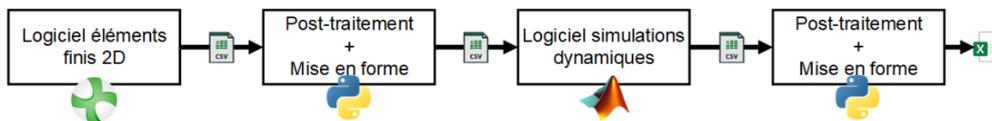


Figure 3.28 : Logigramme des interfaces entre les différents logiciels

Les simulations dynamiques sont réalisées sous Matlab-Simulink, avec un modèle électrique de la machine type R-L-E dans la base naturelle, en négligeant les phénomènes de saillance et de saturation (les éléments de $[L]_{abc}$ sont constants). Ces simulations prennent en compte les différents harmoniques de f_{cem} . Un modèle pour chaque ensemble convertisseur-machine a été réalisé. La Figure 3.29 donne un exemple de modèle. Afin de comparer de manière équitable tous les entraînements, la méthode de synthèse des régulateurs (détermination de K_p et T_i) utilisée est identique et dépend directement des paramètres des machines fictives (R et $L_{\alpha_x\beta_x}$). De plus, les régulateurs

de courant sont discrets et prennent en compte l'échantillonnage des grandeurs mesurées, réalisé à la fréquence PWM. Les résultats finaux tels que les oscillations de couple sont donc évalués en tenant en compte de l'impact du contrôle commande.

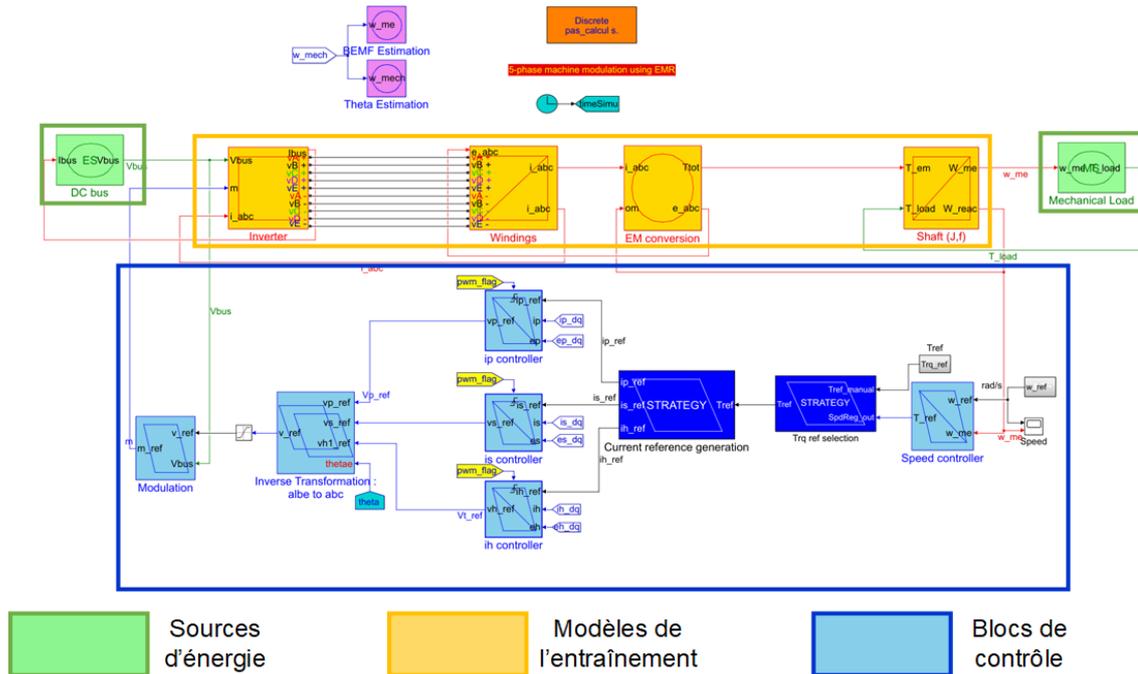


Figure 3.29 : Exemple de modélisation sous Simulink (machine 5ph + onduleur pont en H)

Concernant la modélisation de l'onduleur, celui-ci est réalisé à partir d'interrupteurs discrets. A ce stade, pour se laisser le choix des transistors MOSFETS à utiliser, le paramètre de la résistance drain source à l'état passant $R_{ds,on}$ est fixée à une valeur proche de composants du marché. Le but est d'avoir une chute de tension cohérente aux bornes du transistor, afin d'obtenir des formes d'ondes de courant au sein du transistor qui le soient également. Les pertes en conduction et en commutation sont ensuite évaluées a posteriori, pour différents transistors avec les grandeurs issues des spécifications techniques et les grandeurs de la simulation. A ce stade, le but est de simplifier la modélisation de l'entraînement pour ne pas multiplier le nombre de simulations. Une méthode plus rigoureuse consisterait dans un premier temps à sélectionner un panel de transistors ainsi que plusieurs configurations de parallélisation ; puis pour chaque type de convertisseur retenu, les évaluer avec chaque configuration de transistors. Dans la comparaison finale, une machine pilotée par un convertisseur doté d'un modèle de transistor ou d'un autre serait alors considéré comme deux entraînements distincts. Néanmoins, l'impact du choix du transistor sur l'ensemble de l'entraînement est également visible avec la méthode choisie dans cette étude et sera discutée à l'étape 4.

Le but étant d'avoir un ensemble convertisseur-machine qui soit fiable, des simulations en défaut ont également été réalisées. Pour chaque entraînement, les simulations sont donc lancées deux fois : en mode sain et en mode de défaut. Comme évoqué précédemment, seul le défaut équivalent phase ouverte est pris en compte. Pour la comparaison présentée ici, aucune reconfiguration (c'est-à-dire aucun changement du contrôle) n'est considérée après l'apparition d'un défaut. On peut supposer qu'un entraînement ayant de bonnes performances après défaut, « sans rien faire », sera également performant après un changement du contrôle. Les notions de reconfiguration seront abordées au Chapitre 4 :

A l'issue de ces simulations tout un ensemble de grandeurs sont évaluées et/ou post-traitées et exporter sous forme de base de données. A partir de cette base de données, il est ensuite possible de sélectionner les meilleurs entraînements sur des critères prédéfinis : c'est l'objectif de l'étape 4 du logigramme Figure 3.25.

3.2.2.3 Critères de comparaison et sélection des meilleurs entraînements (étape 4)

Comme nous souhaitons avoir une évaluation globale des entraînements, les critères de comparaison doivent rendre compte des performances de la machine et de celles de l'onduleur, tout en intégrant des notions de coût.

3.2.2.3.1 Critères relatifs à la machine

Un critère, souvent utilisé est la constante moteur K_m définie par le ratio du couple moyen sur la racine des pertes joules ($K_m = \frac{\langle T_{em} \rangle}{\sqrt{P_J}}$). Elle peut être vue comme la capacité intrinsèque d'une machine à fournir du couple en fonction de la quantité de cuivre⁴⁶. De par sa définition, ce critère va donc intimement dépendre de la façon dont est conçue la machine : facteur de bobinage, disposition et type d'aimants utilisés, tête de bobine, etc. De ce fait, il s'agit d'un bon élément de comparaison entre deux machines.

D'autres critères de performances sont également importants à prendre en compte. Plutôt que l'efficacité des machines (prise en partie dans la constante K_m , puisque dépend des pertes Joule), il est choisi de s'intéresser aux pertes localisées au rotor et au stator, ainsi que de leur répartition. Cela permet de quantifier les efforts de refroidissement à fournir. En particulier, si trop de pertes sont localisées au rotor, il sera difficile de les évacuer dues aux faibles échanges thermiques avec l'extérieur.

Dans une application EHPS, le moteur électrique ne fournit pas directement l'assistance, mais permet d'entraîner la pompe du circuit hydraulique. Le critère d'ondulations de couple est alors moins important que pour une application EPS ou SBW. Néanmoins, le cahier des charges EHPS donne principalement un cadre. Nous souhaitons tout de même évaluer des entraînements pour des applications de direction de manière générale. Le critère d'ondulation de couple (avec l'influence du contrôle-commande) est alors important à considérer : à la fois en mode sain mais également après l'apparition d'un défaut (voir deux). Dans une moindre mesure, le couple de détente peut également être un critère.

Il est assez difficile de quantifier le coût d'une machine tant celui-ci peut varier en fonction des processus de réalisation. Il est d'ailleurs assez rare de trouver des travaux qui prennent en compte ce critère [210]–[213]. Néanmoins, il est tout de même possible de définir un coût matière, à partir des masses de cuivre, de fer et d'aimants de chaque machine. Ces différentes masses pourraient constituer séparément des critères en tant que tel. Dans le but d'avoir un critère unique « coût matière », des pondérations liées aux retours d'expériences sont néanmoins utilisées. Ainsi nous définissons des valeurs unitaires de prix au kilogramme pour les différents matériaux : le fer vaut 1pu, le cuivre 12pu et les aimants 100pu. Nous considérons donc qu'un kilogramme d'aimants a un prix cent fois plus élevé qu'un kilogramme de fer. Respectivement, un kilogramme de cuivre vaudra douze fois plus qu'un kilogramme de fer. Ainsi, si on reprend les machines

⁴⁶ En triphasé $K_m = \frac{\langle T_{em} \rangle}{\sqrt{P_J}} = \frac{\gamma_0}{\sqrt{R_0}}$, où $\gamma_0 = \frac{k_t}{n_{spires}}$ et $R_0 = \frac{R_{ph}}{n_{spires}^2}$ ne dépendent que de la géométrie de la machine.

de la Figure 3.27, celles qui possèdent beaucoup d'aimants auraient a priori un bon rendement, mais seraient probablement trop chères.

Il est également possible de considérer un autre coût : le coût carbone. C'est un critère qui n'est pas encore pris en compte à l'heure actuelle, mais de plus en plus de travaux universitaires [214]–[217] traitent de l'ACV de différents produits. Il est probable que le coût environnemental devienne un facteur de choix plus important dans les années à venir, afin de limiter les effets du changement climatique dû aux activités humaines. Dans cette étude nous proposons de nous intéresser uniquement au coût carbone des matières premières, c'est-à-dire le kgCO₂ équivalent pour la production de chaque machine, en ne considérant que les trois éléments principaux : fer, cuivre et aimants. Il s'agit d'une approche simplifiée en utilisant les données de la Base Carbone de l'ADEME [218] : 33.1 kgCO₂e/kg pour les aimants, 2.93 kgCO₂e/kg pour le cuivre, 3.19kgCO₂e/kg pour du fer (non recyclé). Ces données ne prennent en compte que l'extraction et le transport. A noter que les métaux utilisés sont bien souvent des alliages. Par exemple le fer utilisé dans les tôles n'est pas du fer pur, mais bien souvent du fer silicium. Cependant ces données permettent d'avoir une première approximation et des ordres de grandeur. Avec les données utilisées et par rapport à la masse utilisée dans la machine, le fer aura un cout carbone plus important que le cuivre et potentiellement autant que les aimants pour certaines configurations machines. Pour pousser l'impact environnemental de la production d'une machine électrique, il faudrait également prendre en comptes d'autres facteurs comme l'eutrophisation, l'acidification des sols, la toxicologie, etc. [214], [217]

3.2.2.3.2 Critères relatifs au convertisseur

Le premier critère de comparaison sont les pertes totales du convertisseur : pertes par commutation et par conduction. Pour rappel, dans cette étude il a été choisi d'évaluer ces pertes a posteriori, c'est-à-dire en les évaluant pour plusieurs transistors discrets du marché à partir des données de courant issues des simulations. Comme il s'agit d'une application à forts courants (entre 100 – 250Arms par phase), pour la plupart des entraînements il a fallu en disposer plusieurs en parallèle afin de respecter les contraintes thermiques des composants. Afin de déterminer le nombre de composants à mettre en parallèle, le ratio entre le courant de phase et le calibre en courant des transistors⁴⁷ est calculé, puis la valeur entière supérieure est choisie. La Figure 3.30 représente les résultats obtenus dans ce cas d'étude, ainsi que la valeur théorique (non entière) des transistors. Il est alors possible de définir un coefficient de surdimensionnement qui correspond à l'écart relatif entre le nombre théorique de transistors et la valeur réelle. Le côté discret du choix des transistors a un impact non négligeable lorsque l'on compare plusieurs entraînements. En effet, dans certains cas il pourra être préférable de sélectionner une machine parce qu'elle fait économiser un transistor en parallèle, plutôt qu'une autre qui aurait de meilleures performances mais nécessiterait un transistor de plus.

Pour cette étude, nous avons sélectionné trois références de MOSFET pouvant répondre aux cahiers des charges : STL225N6F7AG⁴⁸ (mosfet n°1), IRF7749L1TRPBF⁴⁹ (mosfet n°2) et IPT007N06NATMA1⁵⁰ (mosfet n°3). En fonction de l'entraînement considéré et de ces références, il est parfois nécessaire de mettre jusqu'à quatre transistors en parallèle, comme l'illustre la Figure 3.30. Le nombre de transistors influe directement sur la surface occupée sur le PCB, qui constitue également un critère

⁴⁷ La cohérence des calibres en courant fournis par les spécifications de fournisseurs a été préalablement vérifiée, certaines spécifications étant parfois trop optimistes...

⁴⁸ [STL225N6F7AG](#)

⁴⁹ [IRF7749L1TRPBF Product Datasheet \(infineon.com\)](#)

⁵⁰ [Datasheet IPT007N06N \(infineon.com\)](#)

pour des convertisseurs intégrés [219]. Comme les surfaces de chaque référence de transistor est différente, la surface totale (onduleur complet) des transistors varie à la fois avec la surface « intrinsèque » du MOSFET considéré et de l'entraînement considéré (nombre de transistors à mettre en parallèle). Ceci est illustré à la Figure 3.31, dans laquelle la valeur unitaire 1p.u. correspond à la valeur médiane de tous les résultats avec les trois références Figure 3.30. Les pertes totales du convertisseur sont également présentées dans cette figure. On peut constater que le MOSFET n°2 entraîne des pertes plus importantes, tout en ayant une surface plus importante, il ne s'agit donc finalement pas d'une référence intéressante aux regards des deux autres. Si l'on souhaite se concentrer uniquement sur les pertes, le MOSFET n°3 est mieux pour chaque entraînement considéré. Cela peut s'expliquer en partie par une résistance à l'état passant $R_{ds,on}$ plus faible (que le mosfet n°1) et une meilleure tenue thermique en courant (moins besoin de paralléliser). Cependant, même si le nombre de transistors à mettre en parallèle est faible, la taille du boîtier est bien plus grosse que le MOSFET n°1 (120mm² contre 35mm²). C'est pourquoi pour cette étude, le MOSFET n°1 est privilégié pour chaque entraînement si l'on souhaite un compromis entre les pertes et la surface occupée. Dans un cas plus général où les résultats n'auraient pas été si tranchés, le « meilleur » transistor aurait été choisi spécifiquement pour chaque entraînement.

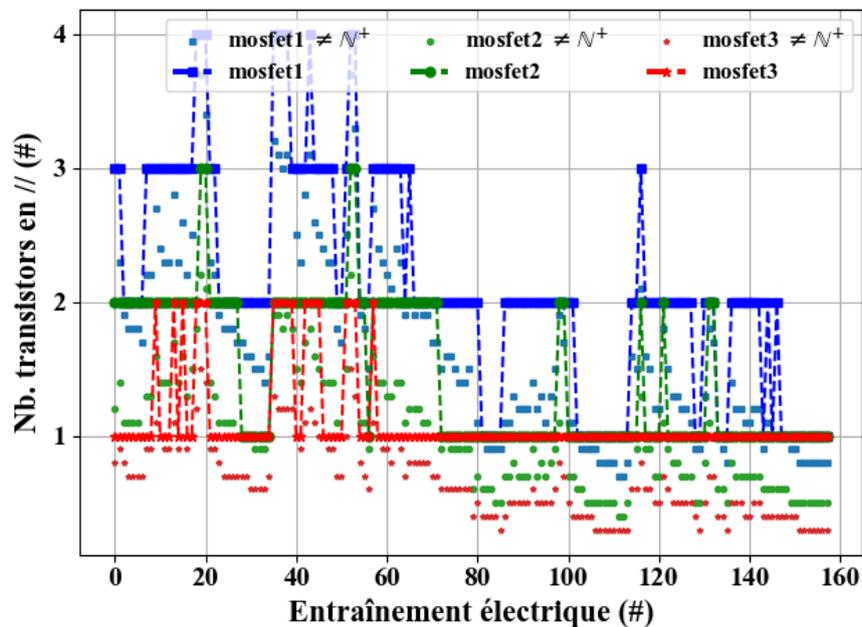


Figure 3.30 : Nombre de transistors en parallèle nécessaire en fonction de l'entraînement considérés pour trois références de transistors MOSFET considérés

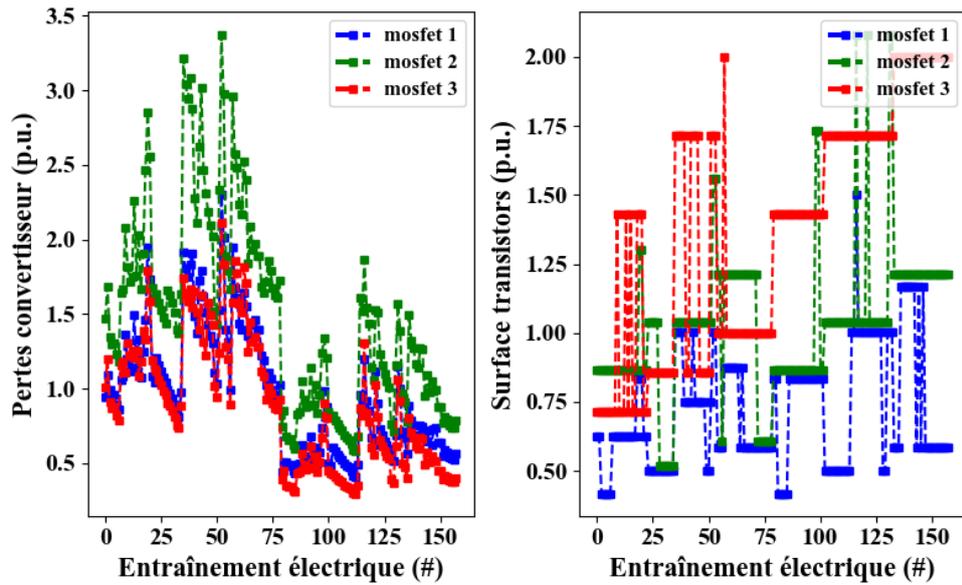


Figure 3.31 : Pertes totales du convertisseur (gauche) et surface des transistors (droite) en fonction de l'entraînement considérés pour trois transistors différents – normalisation par la valeur médiane

Concernant un critère de coût relatif au convertisseur, le prix des composants pour des dizaines de milliers de pièces par an se négocient entre les fournisseurs et l'entreprise qui produit le convertisseur. Evaluer la BOM (*Bill Of Material*) à partir des prix unitaires chez les revendeurs (Mouser, DigiKey, etc.) n'a alors pas de sens pour des applications automobiles. A la place, le nombre de transistors et la surface occupée peuvent être des critères plus pertinents.

Nous avons vu au chapitre précédent la façon de calculer les taux de défaillance des composants. Nous avons en particulier vu que pour des composants électroniques, la température de jonction et la durée pendant laquelle cette température est appliquée influent grandement sur le taux de défaillance. Si l'on souhaitait faire une étude complète, il aurait été possible d'ajouter comme critère d'évaluation la fiabilité des différents entraînements. Le taux de défaillance du pont de puissance aurait donc dépendu de la référence de transistor choisi et en particulier le nombre de transistors en parallèle et l'élévation thermique au niveau de la jonction. Cependant, pour être suffisamment précis et équitable⁵¹, il faudrait avoir accès au taux de défaillance de base λ_b de chaque référence de transistor, ce qui est difficilement accessible par les fournisseurs à cette étape de (pré)-conception de l'entraînement. C'est pourquoi nous n'avons pas fait le choix de rajouter un critère de fiabilité. Nous considérons que tous les entraînements évalués permettent un niveau de fiabilité fonctionnelle suffisant pour l'application, vis-à-vis d'une solution triphasée (cf Chapitre 2).

3.2.2.3.3 Autres critères de comparaison possibles

Nous avons pu lister les principaux critères relatifs au moteur et à l'onduleur. Cependant, certains critères ne s'apparentent pas directement à ces deux catégories. C'est le cas si l'on désire avoir un critère sur la partie de contrôle-commande, afin de rendre compte de sa complexité. En effet, plus un algorithme est complexe, plus il faudra s'assurer de son bon fonctionnement pour une production en série. Les étapes de validation logicielle peuvent donc représenter un coût indirect important (en heures de

⁵¹ Au sens de ne pas dévaluer une référence par manque d'informations

validation). Des approches MBD permettent tout de même de simplifier ces aspects. En revanche, il est nécessaire que le contrôle-commande puisse s'exécuter sur une seule période de calcul. Même si les microcontrôleurs utilisés pour les applications sécuritaires possèdent des ressources de calcul importantes, il ne faut pas oublier qu'ils gèrent également toute une surcouche applicative. Ce critère est rarement pris en considération lorsque l'on considère le contrôle de machines polyphasées. De manière idéale, il faudrait déterminer le temps d'exécution de la boucle de commande de chaque topologie d'entraînement. Cependant, il est assez dur de l'évaluer a priori, puisqu'il faudrait quantifier toutes les opérations logiques élémentaires. Une approximation peut être faite si l'on considère comme critère le nombre de régulateurs nécessaires pour la topologie d'entraînement considéré.

Dans une approche générale, il serait également possible de rajouter un critère concernant le filtrage d'entrée. Ce point n'a pas été étudié davantage dans ces travaux, mais mériterait un point d'attention particulier : le filtrage d'entrée est loin d'être négligeable en termes de prix et d'encombrement pour des convertisseurs intégrés [220], [221]. En revanche, afin de prendre en compte les aspects de filtrage, dans une moindre mesure, il est possible de travailler avec le taux de distorsion harmonique (THD) que l'on peut définir par (3-24) pour le courant DC, où I_{DC}^{hk} représente l'harmonique de rang k du courant DC. Cette grandeur représente le ratio entre la valeur efficace des composantes harmoniques du courant de bus continu et sa valeur efficace. Plus il est important et plus cela signifie que le signal est riche en harmoniques qu'il faudra filtrer.

$$THD_{DC}\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^n I_{dc_h}^2}}{\sqrt{\sum_{h=0}^n I_{dc_h}^2}} \times 100 \quad (3-24)$$

Il serait également possible de choisir d'autres critères, comme la plus petite constante de temps des machines fictives qui pourrait mettre en difficulté la régulation de ses courants quand on est limité en termes de la fréquence de commutation. De même, le nombre d'entrées (conversion analogique vers numérique) et de sorties (signaux PWM) nécessaires au microcontrôleur pourrait être un autre critère.

3.2.2.3.4 Méthode de sélection des meilleurs entraînements

A partir des différents critères retenus, plusieurs options sont possibles pour choisir les meilleurs entraînements. Une première solution consisterait à définir des valeurs cibles pour chacun des critères et de noter ainsi chaque entraînement relativement à cette valeur cible. Une fois les notes obtenues pour chaque critère, il suffirait de faire la moyenne pour obtenir une note globale. Les entraînements avec les meilleures notes correspondent ainsi aux meilleurs compromis entre tous les critères. Cependant, cette solution a l'inconvénient de potentiellement tolérer des entraînements qui ont de très bonnes notes dans tous les critères sauf un, qui ne serait en réalité pas acceptable. Par exemple, un très bon entraînement en termes de performances mais qui coûterait beaucoup plus cher que les autres ne devrait pas être retenu. Nous pourrions améliorer l'approche en définissant en plus des valeurs cibles, des valeurs seuils qui excluraient automatiquement des solutions ou bien viendraient apporter un malus sur la note finale. Néanmoins, cette approche nécessiterait alors une bonne vision des résultats auxquels on pourrait s'attendre et ne serait pas forcément adaptée pour l'exploration de solutions sur un nouveau cahier des charges.

C'est pourquoi une seconde option a été retenue, sans détermination de note automatique. Il s'agit d'une méthode plus standard que l'on pourrait qualifier « d'œil expert ». Des tris successifs sont manuellement effectués sur chacun des critères afin

de retirer dans un premier temps les entraînements « non acceptables », puis dans un second temps pour affiner les résultats et n'avoir plus que quelques entraînements. Il est intéressant pour faire ces tris de se servir de grandeur statistiques (maximum, minimum, moyenne, médiane, écart-type) afin de se rendre compte des dispersions qu'il peut exister sur un critère. De plus, il est possible de s'aider d'outil de visualisation graphique basique, comme peut le faire une mise en page conditionnelle dans un classeur de données. Un exemple est illustré dans la Figure 3.32. Avec un nuancier de couleurs, il est alors plus simple de trier tout en conservant un regard critique qu'un procédé automatique ne permettrait pas forcément.

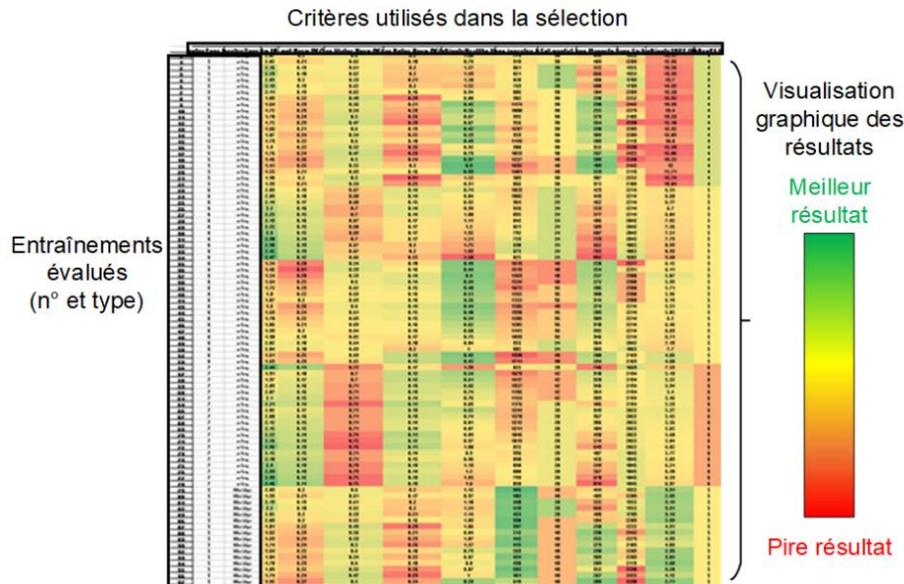


Figure 3.32 : Visualisation graphique des résultats d'évaluation d'entraînement sur différents critères

Néanmoins, cette approche manuelle comporte tout de même des limites. La plus marquante est le nombre d'entraînements différents à comparer. A partir de plusieurs centaines, il semble peu réaliste de trier seulement manuellement (ou visuellement) les entraînements. C'est là qu'un processus d'optimisation multi-objectifs sur les critères présentés aurait du sens. A la différence de la démarche présentée à la Figure 3.25, il faudrait alors coupler les simulations éléments finis et dynamiques (cosimulation) pour simuler les entraînements avec toutes les topologies de machines imaginées (suppression de l'étape 1). Cela permettrait d'avoir une vision systémique plus globale. Cependant d'autres problématiques se poseraient, tels que les temps de calcul importants, les problèmes de convergence (optimisation d'une dizaine de critères « antagonistes ») ou encore les bornes initiales à correctement définir. C'est pour ces raisons que dans le cadre de ces travaux, une démarche plus séquentielle a été proposée.

3.2.3 Analyse des résultats de l'approche de comparaison

L'approche présentée Figure 3.25 a été appliquée au cahier des charges préalablement défini. A l'issue de la première étape, 78 machines ont été retenues. Comme nous n'avons considéré que deux topologies d'onduleur cela fait un total de 156 entraînements évalués. Après simulations dynamiques, les résultats de la sélection sont présentés dans le Tableau 3.6, pour les critères principaux retenus. Les résultats obtenus sont normalisés pour chaque, par la valeur moyenne obtenue sur tous les entraînements (pas seulement ceux présentés ici). La constante du moteur est le seul des critères que

Chapitre 3 : Entraînements polyphasés tolérants aux défauts

l'on souhaite maximiser, d'où la logique de couleur inverse (un bon résultat est un résultat élevé et sera donc en vert).

#	Constante Moteur	Pertes Stator	Pertes Rotor	Ond. Couple Sain	Pertes Conv.	Ond. Couple Défaut	Nb. Transis. Totaux	Coût Matière Moteur	Nb. Regul. Courant	Coût Carbone
#23 6ph demi-pont	1.03	0.96	0.76	0.83	1.28	1.03	0.7	1.02	0.91	1.01
#24 6ph demi-pont	1.06	0.94	0.79	0.94	1.22	1.05	0.7	1.05	0.91	1.02
#73 7ph demi-pont	1.09	1.06	0.87	1	1.14	0.91	0.82	0.97	1.1	1.03
#74 7ph demi-pont	1.11	1.06	0.9	1.07	1.09	0.92	0.82	1	1.1	1.04
#83 5ph pont en H	1.04	0.79	1.01	1.27	0.51	0.49	0.59	1.05	0.91	1
#102* 6ph pont en H	1.03	0.96	0.76	0.74	0.64	0.93	0.7	1.02	1.1	1.01
#103* 6ph pont en H	1.06	0.94	0.79	0.81	0.61	0.93	0.7	1.05	1.1	1.02
#104* 6ph pont en H	1.09	0.94	0.81	0.88	0.59	0.92	0.7	1.08	1.1	1.03
#107 6ph pont en H	1.11	0.92	0.93	1.05	0.51	1	0.7	1.1	1.1	1.04
#128 6ph pont en H	1.03	0.94	1	0.81	0.58	0.95	0.7	0.92	1.1	0.98
#129 6ph pont en H	1.04	0.92	1.11	0.95	0.54	1.02	0.7	0.93	1.1	0.98

*: solutions partagées avec prise en compte ou non des critères de coût (Nb. Transistors, Coût Matière, ...)

Tableau 3.6 : Résultats de l'étude de comparaison de différents entraînements polyphasés – grandeur normalisée sur la moyenne de tous les entraînements

Dans le Tableau 3.6, nous pouvons constater une différence notable entre les deux types de convertisseur utilisés concernant leurs pertes. Le pont en H permet de délivrer une tension de phase maximale égale à la tension du bus continu, soit deux fois plus qu'avec un demi-pont. Le nombre de spires des machines pilotées par un pont en H est doublé par rapport au demi-pont. La limite de tension est alors la même et cela permet d'augmenter la constante de couple par deux, réduisant le courant nécessaire pour produire le couple de moitié. Les pertes dans le convertisseur sont alors directement affectées. Au niveau de la machine, cela n'a que peu d'influence puisqu'augmenter le nombre de spires augmente également la résistance de phase de la machine. Les pertes Joule sont similaires.

Chapitre 3 : Entraînements polyphasés tolérants aux défauts

Cette différence permet d'expliquer pourquoi la machine 5-ph pilotée par un convertisseur à demi-ponts est absente des résultats finaux. Avec seulement cinq demi-ponts, le courant nécessaire à la production est trop important : soit les pertes joules sont trop élevées par rapport aux autres solutions, soit un nombre trop important de transistors est nécessaire.

La solution 7-ph avec pont en H n'est également pas présente dans le Tableau 3.6. Cela s'explique par plusieurs éléments combinés. Le premier est intrinsèque à la machine 7-ph retenue et concerne sa polarité (machine 14-12) qui induit des pertes au rotor plus élevées dans la plupart des cas. La seconde raison est liée au contrôle-commande et au nombre de régulateurs : il y a davantage de complexité pour un gain limité. Enfin, on pourrait également rajouter le nombre de transistors parfois élevés avec cette solution qui la rend moins compétitive que les autres.

L'impact du nombre de transistors, de par son caractère discret, influe grandement la sélection. En effet, dans le détail, nous pouvons constater que les entraînements retenus dans le Tableau 3.6 ont tous des coefficients de surdimensionnement⁵² relativement faibles (<30%) en comparaison de l'ensemble des solutions. C'est d'ailleurs ce qui pénalise la plupart des solutions avec machine pentaphasées et ponts en H, et qui explique la seule présence de l'entraînement n°83 dans la sélection finale. En effet, plusieurs entraînements de ce type sont performants sur plusieurs critères, mais possède un trop mauvais résultat sur le nombre de transistors, avec des coefficients de surdimensionnement souvent (bien) supérieurs à 40%. Encore une fois cela souligne l'importance d'avoir une approche système afin de trouver le meilleur optimum, convertisseur et machine.

⁵² Différence relative entre le nombre de transistors théoriques non entier et le nombre de transistors retenus (valeur entière supérieure)

Chapitre 3 : Entraînements polyphasés tolérants aux défauts

#	Constante Moteur	Pertes Stator	Pertes Rotor	Ond. Couple Sain	Pertes Conv.	Ond. Couple Défaut	Nb. Transis. Totaux	Coût Matière	Nb. Regul. Courant	Coût Carbone
#80 5ph pont en H	1.01	0.83	0.86	1.08	0.49	0.47	1.17	0.99	0.91	0.96
#86 5ph pont en H	1.06	0.84	0.76	1.15	0.47	0.46	1.17	1.14	0.91	1.02
#102* 6ph pont en H	1.03	0.96	0.76	0.74	0.64	0.93	0.7	1.02	1.1	1.01
#103* 6ph pont en H	1.06	0.94	0.79	0.81	0.61	0.93	0.7	1.05	1.1	1.02
#104* 6ph pont en H	1.09	0.94	0.81	0.88	0.59	0.92	0.7	1.08	1.1	1.03
#105 6ph pont en H	1.11	0.93	0.73	0.96	0.56	0.96	0.7	1.21	1.1	1.09
#106 6ph pont en H	1.14	0.93	0.75	1.03	0.54	0.96	0.7	1.25	1.1	1.1
#139 7ph pont en H	1.02	1.11	0.83	0.88	0.66	0.25	1.64	0.94	1.28	1.01
#146 7ph pont en H	1	1.11	0.81	0.95	0.59	0.3	1.64	0.93	1.28	1.01

*: solutions partagées avec prise en compte ou non des critères de coût (Nb. Transistors, Coût Matière, ...)

Tableau 3.7 : Résultats de l'étude de comparaison de différents entraînements polyphasés sans prendre en considération les contraintes de coût (quatre dernière colonne) – grandeur normalisée sur la moyenne de tous les entraînements

Les critères relatifs au coût de l'entraînement sont ceux avec un fond doré dans le Tableau 3.6 (4 dernières colonnes). Afin de se rendre compte de l'impact de ces quatre critères sur les résultats finaux, la même démarche de tri est appliquée en les omettant. Les résultats sont présentés dans le Tableau 3.7. Dans ce cas-là, l'onduleur à pont en H est omniprésent, même pour les entraînements 6-ph et 7-ph. En effet, lorsque le nombre de transistor n'est pas considéré, la solution avec pont en H est plus performante qu'avec des demi-ponts (réduction du courant et phases électriquement indépendantes lors de défaut). Le critère du coût matière est également important. En effet, les entraînements n°86, 105 et 106 sont de très bons candidats si on ne considère que les critères habituels de performances (pertes, ondulations de couple, etc.). Cependant, pour une production en grande série, leur coût plus élevé les pénalise et c'est pourquoi ils ne sont pas présents dans le Tableau 3.6. Au final seulement trois entraînements (n°102, 103 et 104) se retrouvent dans les résultats finaux des deux tableaux : et lorsque l'on considère (Tableau 3.6) ou non (Tableau 3.7) les critères de coût. Ces critères ont donc un réel impact sur le choix de la solution. Les meilleurs entraînements en termes de performances ne sont pas toujours les plus avantageux à produire en grand volume.

Finalement, lorsque les critères de coût sont considérés parmi les solutions présentées dans le Tableau 3.6, une solution semble ressortir : l'entraînement 5-ph n°83 piloté par des ponts en H. Les pertes au rotor sont légèrement plus élevées, de même

que l'ondulation de couple en mode sain, mais sont jugées tolérables⁵³. Pour le reste, cette solution a l'avantage conséquent d'avoir le moins de transistors tout en garantissant de faibles pertes au niveau du stator et du convertisseur. De plus, après l'apparition d'un défaut, il s'agit d'un des entraînements ayant le moins d'ondulation. L'entraînement 6-ph n°128 avec convertisseur à ponts en H est également pertinent à retenir. Il possède le meilleur coût à la fois carbone et matière, tout en ayant de bons résultats dans les critères de performances. Les entraînements 7-ph n°73 et 74 à demi ponts sont également intéressants car ils possèdent un coût matière relativement bas tout en ayant un K_m élevé, même si les pertes convertisseur et stator sont élevées. Parmi les deux, on préférera d'ailleurs l'entraînement n°74 car ayant des pertes convertisseurs plus faibles. Dans la suite, nous détaillerons le comportement en défaut des trois entraînements n°74, 83 et 128.

Il faut cependant noter que les conclusions tirées de cette approche dépendent grandement du cahier des charges fixés. En particulier, le fait que l'application soit basse tension (24V) et nécessite donc de forts courants de phase pour produire le couple influence grandement le critère lié au nombre de transistors. Sur des applications avec des batteries plus haute tension (600V-800V), les transistors ne seraient certainement plus discrets, mais sous forme de module. Le nombre de transistors ne seraient peut-être plus le critère le plus pertinent pour estimer le coût du pont de puissance. Des critères comme la surface de silicium ou la puissance apparente du module pourraient alors le remplacer. Les entraînements majoritairement mis en avant dans le Tableau 3.6 ne seraient alors sûrement plus les mêmes.

3.2.4 Résumé de l'approche de conception multi contraintes

Dans cette section §3.2, une approche de conception d'entraînements polyphasés multi contraintes a été proposée. A partir d'un cahier des charges donnés, une restriction des différentes topologies de machines électriques possibles est d'abord effectuée, basée sur des contraintes industrielles (facilité d'industrialisation, coût). Cela a permis dans un premier temps de sélectionner trois topologies de MSAP polyphasées intéressantes (10 encoches – 8 pôles, 12 encoches – 10 pôles et 14 encoches – 12 pôles). Les machines les plus performantes de ces trois topologies, ont ensuite été simulées et couplées à deux architectures d'onduleur différentes (demi-pont et pont en H). Tous les entraînements ainsi simulés ont été évalués sur un ensemble de critères à la fois de performance moteur et convertisseur, mais également de coût. Ces critères de coût ont un impact réel sur les résultats finaux. En particulier, dans ce cahier des charges basse tension (24V), le critère lié au nombre de transistors joue un rôle important dans les résultats. La solution retenue majoritairement est un entraînement 5-ph avec onduleur à pont en H. Dans une moindre mesure, d'autres entraînements sont également retenus, comme un entraînement 6-ph et 7ph, respectivement avec convertisseur à pont en H et à demi-pont.

3.3 Comportements de l'entraînement lors d'un défaut

Dans cette section, le comportement des entraînements préalablement sélectionnés est étudié après l'apparition d'un défaut. Aucune reconfiguration du contrôle n'est effectuée. Cela signifie que la commande reste inchangée après l'apparition d'un défaut. Cela correspond au cas où le défaut n'a pas été (encore) détecté. Il est alors intéressant de savoir les contraintes que peuvent subir l'onduleur et la machine lors de cette phase. En effet, même si l'implantation d'une commande tolérante aux défauts telle que celles évoquées au chapitre suivant peut permettre de

⁵³ Env. 55W à dissiper au rotor au point nominal et 7% d'ondulation de couple, ce qui est élevé mais raisonnable pour une pompe

s'adapter aux contraintes thermiques de la machine dont les constantes de temps thermique sont suffisantes, cela ne l'est pas forcément par rapport aux composants de puissance ou aux aimants de la machine.

3.3.1 Conséquences de l'apparition d'un défaut

Nous avons vu au Chapitre 2 : qu'il existait différents types de défaut, chacun pouvant avoir des conséquences différentes sur la fiabilité de fonctionnement en fonction de leur localisation. Un nombre important de défauts peuvent néanmoins se ramener à un défaut dit circuit ouvert, comme le montre la Figure 3.33 tiré de [222], ce qui justifie la prédominance des travaux scientifiques sur ce sujet.

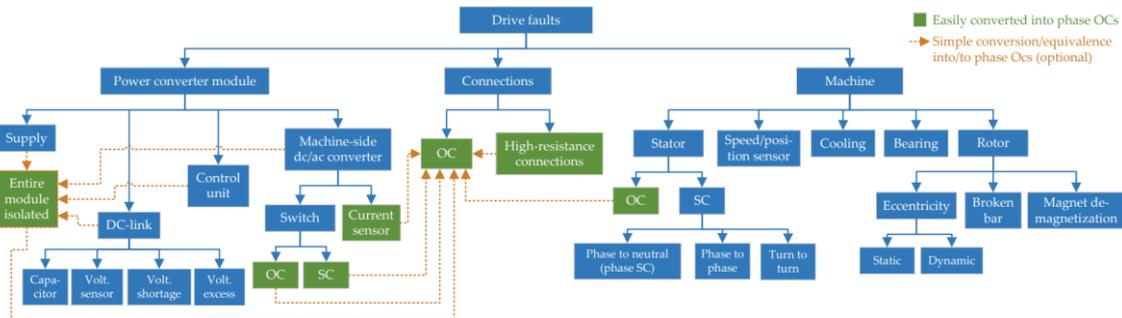


Figure 3.33 : Défauts possibles sur un entraînement polyphasé pouvant se ramener à un circuit ouvert (OC = *Open Circuit*, SC = *Short Circuit*) [222]

Parmi les défauts électriques qui peuvent survenir au sein de la machine, les courts-circuits spire à spire sont difficiles à détecter et peuvent créer des points chauds dégradant les isolants et créer par la suite un court-circuit franc. Pour se prémunir (ou limiter l'apparition) de ce défaut, nous avons pu voir à la section §2.4.1 qu'il était possible d'agir sur le design du stator ou du rotor. Dans le cadre des travaux de thèse, le défaut de court-circuit machine n'a pas fait l'objet d'études approfondies. Les machines étudiées dans la section précédente possèdent ainsi des courants de court-circuit relativement élevés (plusieurs fois le courant nominal), ce qui est également le cas du prototype réalisé. C'est pourquoi une étude a été réalisée sur ce prototype en conservant le stator, mais en changeant la structure du rotor (configuration « spoke » et « en v ») afin de maximiser l'inductance et réduire l'impact du court-circuit. Cette étude ainsi que le prototypage d'un second rotor bien que connexes aux travaux de thèse, n'en font pas parties intégrantes. Ils ne seront donc pas détaillés davantage dans ce manuscrit. Par la suite, le seul défaut considéré au niveau de la machine est un défaut pouvant mener à l'ouverture d'une phase, telle qu'une rupture mécanique d'une connectique (e.g. liaison convertisseur/machine).

Ainsi, que ce soit du côté du convertisseur ou du moteur, nous nous intéresserons principalement aux défauts phases ouvertes, dit OPF (*Open Phase Fault*). Lorsqu'une phase est ouverte (1OPF), il paraît évident que le courant ne pourra plus circuler dans celle-ci. Le système perd alors un degré de liberté (un courant indépendant en moins). Cela a un impact direct sur le couple, puisque sur une portion de la période électrique le courant de la phase imposée à zéro ne peut plus interagir avec la f_{cem} pour générer un couple. Cette perte va alors créer des oscillations de couple à 2θ ⁵⁴. De plus, en ne modifiant pas les références de courant, les contrôleurs vont essayer de réguler

⁵⁴ $T_{em}^{1OPF}(\theta) \simeq T_{em}^{sain} - \epsilon_m^{sain}(\theta) i_m^{sain}(\theta) \simeq T_{em}^{sain} - \epsilon \cos(\theta + \psi_m) i \cos(\theta + \psi_m) = T_{em}^{sain} - \frac{\epsilon i}{2} (\cos(2\theta) - 1)$, avec m la phase en défaut, ϵ et i les amplitudes de la f_{cem} et du courant (on ne considère que l'harmonique h1).

des grandeurs qui ne peuvent plus l'être sous les mêmes hypothèses que précédemment. En effet, en perdant un degré de liberté, les machines fictives ne sont plus totalement découplées. Ne pas modifier le contrôle revient à imposer des contraintes que ne pourront pas être respectées. Les courants dans les phases saines restantes seront alors également impactés et ne conserveront pas les mêmes formes d'ondes (amplitude et phasage) qu'avant défaut. Une analyse plus approfondie de l'impact d'un défaut OPF est donnée au chapitre suivant.

3.3.2 Comparaison des entraînements retenus lors d'un défaut (sans reconfiguration)

Nous allons maintenant illustrer l'apparition d'un défaut dans le cas des trois entraînements retenus précédemment : n°83 (5-ph pont en H), n°128 (6-ph pont en H) et n°74 (7-ph demi-pont). Le Tableau 3.8 détaille les paramètres des entraînements simulés (mêmes paramètres que ceux utilisés pour l'obtention des résultats du Tableau 3.7). Nous rappelons ici que le convertisseur à pont en H permet d'appliquer la pleine tension de bus DC, ce qui permet de doubler le nombre de spires par rapport à un demi-pont. Le doublement du nombre de spires est visible sur les valeurs du fondamental des fcems k_{fem1} , avec grossièrement un facteur deux entre celles des machines 5-ph et 6-ph d'une part et celle de la machine 7-ph d'autre part (et également un facteur environ quatre sur les résistances et les inductances dans le plan principal $\alpha_1 - \beta_1$). On remarquera également la différence d'inductance homopolaire (et donc de constante de temps) entre les machines 5-ph et 6-ph. Comme les courants homopolaires sont régulés dans les deux cas, cette différence impacte directement la dynamique du contrôle. Nous détaillerons ce point par la suite lors des résultats de simulation.

Nous pouvons également comparer le contenu harmonique des fcems des trois entraînements retenus et constater que l'entraînement 5-ph a le taux de distorsion harmonique des fcems THD_{fem} le plus faible. Cet élément a un impact direct sur la qualité du couple à la fois en mode sain et en mode de défaut. En effet, nous rappelons que pour le contrôle des courants, nous ne considérons qu'un seul harmonique de courant par machine fictive (afin d'avoir des références de courant constantes). Or, les fcems peuvent avoir plusieurs harmoniques importants dans une même machine fictive (cas de M2 pour l'entraînement 6-ph). L'interaction entre les courants (que l'on impose mono-harmonique) et les fcems (multi-harmoniques) dans une machine fictive créera donc des oscillations de couple. En mode de défaut, les machines fictives ne sont plus totalement découplées (plus de détails sont donnés au chapitre suivant). Cela signifie que les courants d'une machine fictive pourront également interagir avec les fcems d'autres machines fictives, créant des oscillations de couple. A priori, un entraînement qui a des fcems quasi-sinusoïdales ($k_{fem,h} \simeq 0$ pour $h > 1$) devrait donc avoir des oscillations de couple plus faible en défaut qu'un entraînement avec des fcems possédant de nombreux harmoniques (et donc un THD_{fem} élevé). Nous rappellerons néanmoins que concevoir une machine possédant des fcems sinusoïdales revient à s'imposer des contraintes de dimensionnement importantes. Par exemple, il est certes plus facile d'avoir des fcems sinus avec un bobinage réparti, mais le coût de fabrication devient alors plus élevé par rapport à un bobinage concentrique dentaire (où le procédé de bobinage est bien plus simple).

Chapitre 3 : Entraînements polyphasés tolérants aux défauts

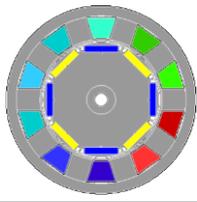
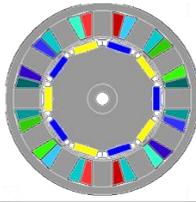
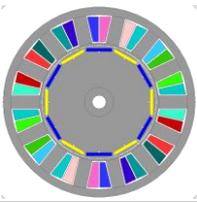
	5-ph (n°83)	6-ph (n°128)	7-ph (n°74)
Vue en coupe de la machine			
Type de convertisseur	Pont en H	Pont en H	Demi-pont
Paire de pôles n_{pp} [-]	4	5	6
Nombre de bobines n_{bob} [-]	10	12	14
Connexion des bobines par phase	2 en série (5-ph symétrique)	2 en série (6-ph asymétrique)	2 en série (7-ph symétrique)
Harmonique de rang 1 de la f_{cem} $k_{f_{cem,1}}$ [mV/ (rad. s ⁻¹)] (et machine fictive associée)	45.3 (M1)	41.4 (M1)	19.4 (M1)
Harmonique de rang 3 de la f_{cem} $k_{f_{cem,3}}$ [mV/ (rad. s ⁻¹)] (et machine fictive associée)	0.2 $\approx 0.4\% k_{f_{cem,1}}$ (M2)	2.8 $\approx 6.8\% k_{f_{cem,1}}$ (Mz1)	0.9 $\approx 4.6\% k_{f_{cem,1}}$ (M3)
Harmonique de rang 5 de la f_{cem} $k_{f_{cem,5}}$ [mV/ (rad. s ⁻¹)] (et machine fictive associée)	0.0 $\approx 0\% k_{f_{cem,1}}$ (Mz1)	1.7 $\approx 4.1\% k_{f_{cem,1}}$ (M2)	0.3 $\approx 1.5\% k_{f_{cem,1}}$ (M2)
Harmonique de rang 7 de la f_{cem} $k_{f_{cem,7}}$ [mV/ (rad. s ⁻¹)] (et machine fictive associée)	1.8 $\approx 4.0\% k_{f_{cem,1}}$ (M2)	0.4 $\approx 1.0\% k_{f_{cem,1}}$ (M2)	0.7 $\approx 3.6\% k_{f_{cem,1}}$ (Mz1)
Taux de distorsion harmonique $THD_{f_{cem}}^{55}$	4.0%	7.9%	6.1%
Résistance de phase R [mΩ]	1.2	1.2	0.3
Inductance dans le plan α_1 - β_1 (M1) $L_{\alpha_1\beta_1}$ [μH] (et constante de temps)	33.6 ($\tau_{\alpha_1\beta_1}=28\text{ms}$)	43.4 ($\tau_{\alpha_1\beta_1}=36\text{ms}$)	10.4 ($\tau_{\alpha_1\beta_1}=28\text{ms}$)
Inductance dans le plan α_2 - β_2 (M2) $L_{\alpha_2\beta_2}$ [μH] (et constante de temps)	23.1 ($\tau_{\alpha_2\beta_2}=19\text{ms}$)	18.4 ($\tau_{\alpha_2\beta_2}=15\text{ms}$)	4.7 ($\tau_{\alpha_2\beta_2}=16\text{ms}$)
Inductance dans le plan α_3 - β_3 (M3) $L_{\alpha_3\beta_3}$ [μH] (et constante de temps)	-	-	7.9 ($\tau_{\alpha_3\beta_3}=26\text{ms}$)
Inductance de la droite homopolaire L_z [μH] ⁵⁶ (et constante de temps)	0.8 ($\tau_{z1}=667\mu\text{s}$)	31.2 ($\tau_{z1,z2}=26\text{ms}$)	0.1 ($\tau_{z1}=333\mu\text{s}$)

Tableau 3.8 : Caractéristique des entraînements retenus

Les simulations sont réalisées au point de fonctionnement nominal (4500rpm – 15Nm) avec un pas de calcul de 125ns. L'étude se concentre sur le contrôle des courants c'est pourquoi la boucle de régulation en vitesse n'est pas prise en compte. La vitesse de référence Ω^{ref} de 4500rpm est imposée, ce qui correspondrait à un fonctionnement dans lequel la machine serait entraînée et où elle agirait comme un frein. Comme le nombre de paires de pôles n_{pp} est différent pour les trois entraînements, cela correspond à une fréquence électrique du fondamental f_e également différente. Ces fréquences électriques sont respectivement de 300Hz, 375Hz et 450Hz pour les cas 5-ph, 6-ph et

$$^{55} THD^{f_{cem}} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^7 k_{f_{cem,h}}^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^7 k_{f_{cem,h}}^2}}$$

⁵⁶ Pour cette machine 6-ph $L_z = L_{z1} = L_{z2}$. C'est un cas particulier de cette machine non généralisable au machine 6-ph.

7-ph. La modulation des tensions est réalisée par une MLI intersective (CPWM) dont la fréquence de la porteuse est de $f_{PWM}=20\text{kHz}$ ($T_{PWM}=50\mu\text{s}$). Le contrôle des courants (et donc leur échantillonnage) est également cadencé à la fréquence de découpage ($T_{ctrl} = T_{PWM}=50\mu\text{s}$). Enfin, comme nous l'avons mentionné plus haut, les références de courant dans la base $d - q$ sont générées en ne considérant que l'harmonique principal de chaque machine fictive⁵⁷. Les courants dans la base naturelle sont donnés à la Figure 3.34 pour les trois entraînements. Après un instant, la commande des transistors d'une phase est coupée (symbolisé par le traitillé vertical gris), afin de simuler un défaut d'une phase ouverte 1OPF. Cela ne correspond pas à une isolation parfaite de la phase car le courant peut encore circuler par les diodes de roue libre. Néanmoins cette circulation est relativement négligeable dans notre cas⁵⁸. Les valeurs de courant sont normalisées par rapport au maximum du courant de phase en mode sain (respectivement 129A, 125A et 227A pour l'entraînement 5-ph, 6-ph et 7-ph).

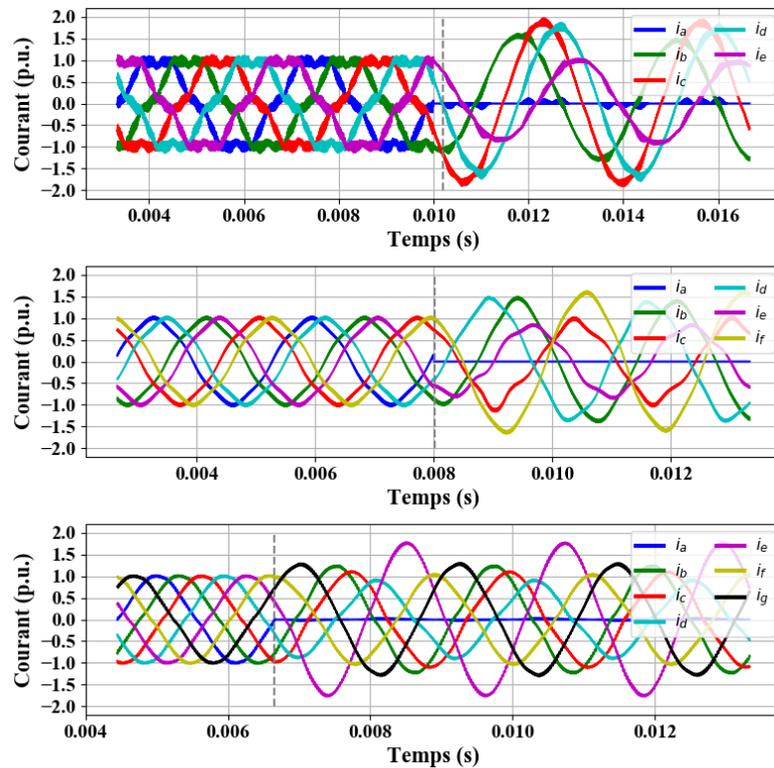


Figure 3.34 : Courants dans la base naturelle après apparition d'un défaut 1OPF (une phase ouverte) pour les trois entraînements sélectionnés (haut : 5-ph, milieu : 6-ph, bas : 7-ph)

Avant de commenter les résultats en mode de défaut, nous pourrions déjà être surpris par le contenu harmonique haute fréquence des courants de l'entraînement 5-ph, en particulier comparé à l'entraînement 6-ph, lui aussi avec un convertisseur à ponts en H. Comme nous l'avons brièvement évoqué précédemment, l'inductance homopolaire dans le cas 5-ph est bien plus faible que celle de la machine 6-ph. Cela implique donc une impédance homopolaire faible et une petite constante de temps. Cela a des conséquences directes pour le contrôle des courants dans la machine fictive homopolaire : une faible tension peut induire de forts courants (faible impédance) qui

⁵⁷ Pour le cas 5-ph, comme $k_{f_{cem7}} > k_{f_{cem3}}$, c'est l'harmonique 7 qui est choisi (également pour le passage de $\alpha_2 - \beta_2$ à $d_2 - q_2$).

⁵⁸ Pour que la diode puisse conduire, il faut que la tension induite aux bornes de la phase soit proche de la tension de bus.

seront d'autant plus difficiles à contrôler (T_{ctrl} n'est pas si petite devant τ_z). Les composantes hautes fréquences des courants influent négativement à plusieurs niveaux : le filtrage de l'étage DC⁵⁹, la *Safe Operating Area* (SOA) des transistors (pic de courant à commuter) et les pertes machines (hystérésis + effet de peau). Dans la pratique, lorsqu'un convertisseur à ponts en H est utilisé, il est préférable de choisir (dimensionner) une machine dont la constante de temps homopolaire est grande et la f_{cem} associée faible. Ceci est d'autant plus crucial lorsqu'une modulation CPWM est utilisée, en comparaison d'une SVPWM où il est possible choisir des vecteurs tensions qui ne se projettent pas dans la (les) machine(s) fictive(s) homopolaire(s) [104].

Après l'apparition du défaut, l'amplitude des courants des phases restantes augmentent nécessairement pour garantir le couple de référence demandé. Cette augmentation d'amplitude n'est pas équitablement répartie. Nous pouvons même constater, dans les trois cas, que pour une des phases le courant est légèrement plus faible qu'en mode sain, tandis que l'augmentation peut atteindre jusqu'à +75% pour certaines phases. Nous pouvons également observer que les déphasages (écart angulaire) entre les courants ne sont également plus identiques. En effet, pour l'entraînement 7-ph, c'est une contrainte « naturelle » liée directement à la présence d'un neutre, puisque i_z doit être nul avant et après défaut. Tandis que pour les entraînements 5-ph et 6-ph, il s'agit d'une contrainte de contrôle, puisque les références de courant dans la (les) machine(s) fictive(s) homopolaire(s) restent nuls après défaut.

La base naturelle comporte cependant des limites dans l'analyse des résultats des machines polyphasées. Il est plus intéressant de regarder ce qu'il se passe spécifiquement dans chaque machine fictive. Dans un premier temps, nous allons voir ce qu'il se passe dans la base $\alpha - \beta$. Les courants dans cette base sont illustrés à la Figure 3.35 en fonction du temps tandis que la Figure 3.36 donne le contenu harmonique des courants dans la base $\alpha - \beta$ après le défaut 1OPF. L'amplitude des courant est normalisée par rapport à l'amplitude du courant de la machine principale en mode sain.

⁵⁹ Nous rappelons que dans le cadre de cette thèse, ce point n'a pas été étudié en détails et mériteraient davantage d'attention.

Chapitre 3 : Entraînements polyphasés tolérants aux défauts

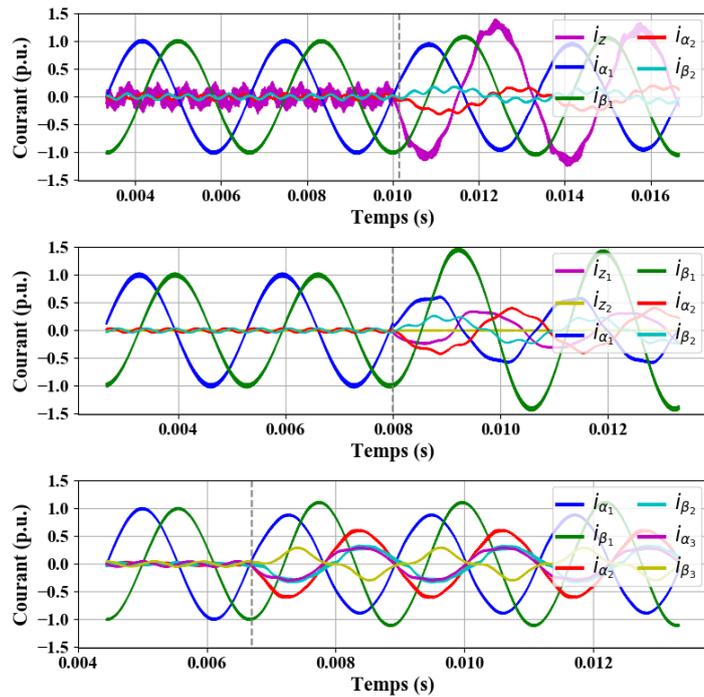


Figure 3.35 : Courants dans la base $\alpha - \beta$ après un défaut 10PF (haut : 5-ph, milieu : 6-ph, bas : 7ph)

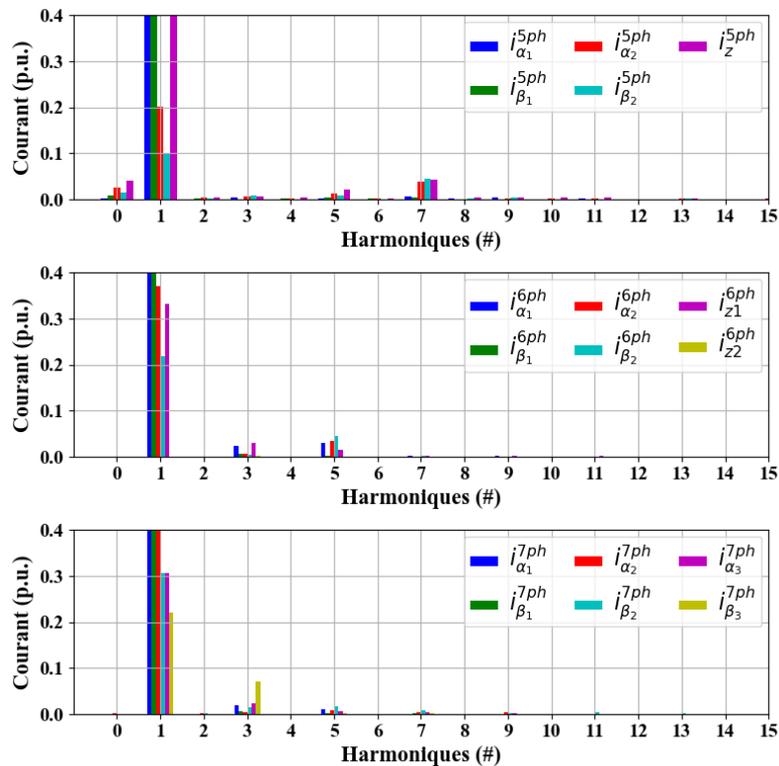


Figure 3.36 : FFT des courants dans la base $\alpha - \beta$ après un défaut 10PF (haut : 5-ph, milieu : 6-ph, bas : 7ph)

Dans les trois cas étudiés, nous pouvons constater que les harmoniques précédemment projetés dans une machine fictive (en mode sain), se projettent désormais sur d'autres machines. Il est même également possible de voir certains

harmoniques pairs, de faibles amplitudes, apparaître dans cette base $\alpha - \beta$ ⁶⁰, mais ce sont bien les harmoniques impairs qui restent dominants. C'est le cas des harmoniques de rang 7 pour le cas 5-ph, de rang 3 et 5 pour le cas 6-ph et de rang 3 et 5 pour le cas 7-ph. C'est un résultat globalement attendu, puisque cela correspond aux harmoniques principaux des fcems dans chaque machine fictive et dont les courants associés sont régulés à une valeur non nulle ($i_{q_{x,x>1}}^{ref} \neq 0$). En revanche, ils sont désormais présents dans d'autres courants que ceux de leur machine fictive associée. C'est également le cas pour le fondamental, qui ne se retrouve que dans la machine fictive principale M1 en mode sain, mais qui se retrouve désormais dans chacune des autres machines fictives. L'Hypothèse H1 selon laquelle la machine serait équilibrée n'est plus respectée puisque la phase A est en défaut. Dès lors, les différentes machines fictives ne sont plus découplées et les harmoniques parasites pourront interagir avec les fcems et créer des oscillations de couple non présentes en mode sain.

Pour faire le lien entre les oscillations de couple et les harmoniques présents dans les courants, il est plus facile de raisonner dans la base $d - q$, dans laquelle les régulateurs de courant sont implémentés. Les figures ci-dessous représentent donc les courants dans cette base pour chaque machine fictive. La Figure 3.37 présente les courants de la machine 5-ph, la Figure 3.39 ceux de la machine 6-ph et la Figure 3.41 ceux de la machine 7-ph. Pour chacun des trois cas évalués, les valeurs sont normalisées par rapport à la valeur de référence du courant i_{q1}^{ref} . De plus, dans le cas d'une machine polyphasée, chaque machine fictive peut créer du couple dès lors que les fcems sont projetées à l'intérieur (ce qui est le cas pour les trois entraînements simulés). La répartition des harmoniques des courants dans chaque machine fictive, mais également celle du couple généré, sont données respectivement à la Figure 3.38 (5-ph), Figure 3.40 (6-ph) et Figure 3.42 (7-ph). La FFT des signaux est réalisée après l'apparition du défaut 1OPF. Enfin, le couple total en fonction du temps est également illustré à la Figure 3.43 pour les trois entraînements.

⁶⁰ Dans le cas 5-ph, c'est notamment parce que i_z n'est pas tout à fait nul et cette composante continue impacte le spectre complet.

Chapitre 3 : Entraînements polyphasés tolérants aux défauts

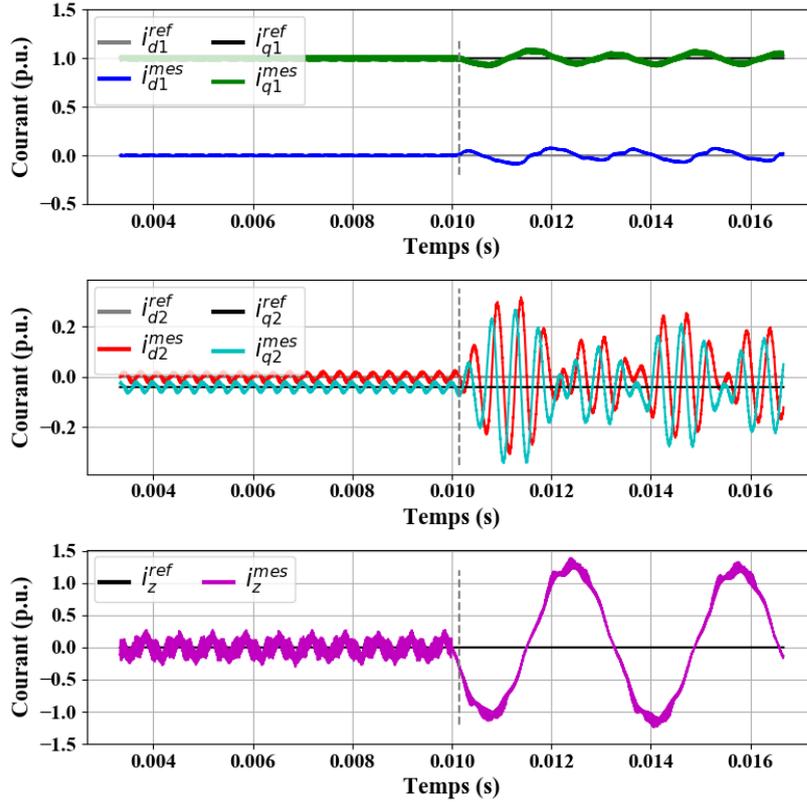


Figure 3.37 : Courants dans les machines fictives après apparition d'un défaut 10PF (traitillé gris) pour l'entraînement 5-ph (haut : M1, milieu : M2, bas : Mz1)

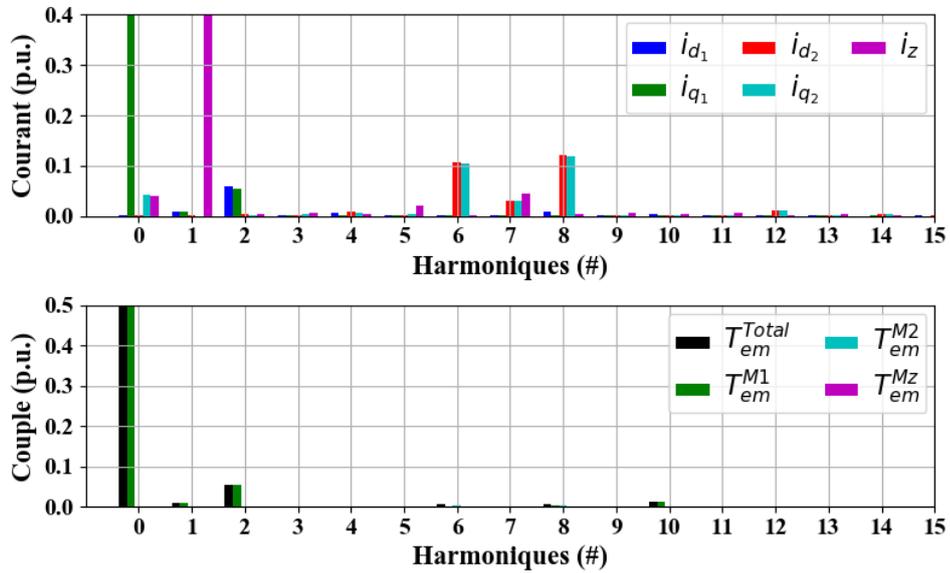


Figure 3.38 : FFT des courants (haut) et couple (bas) dans chaque machine fictive, pour l'entraînement 5-ph, après défaut 10PF et sans reconfiguration

Chapitre 3 : Entraînements polyphasés tolérants aux défauts

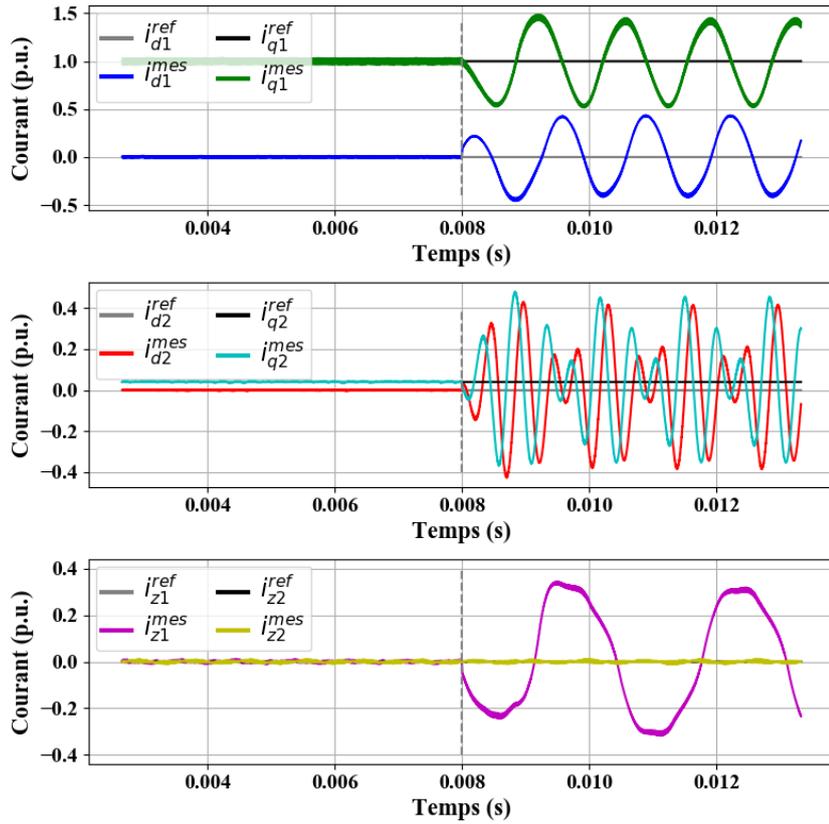


Figure 3.39 : Courants dans les machines fictives après apparition d'un défaut 1OPF (traitillé gris) pour l'entraînement 6-ph (haut : M1, milieu : M2, bas : Mz1 et Mz2)

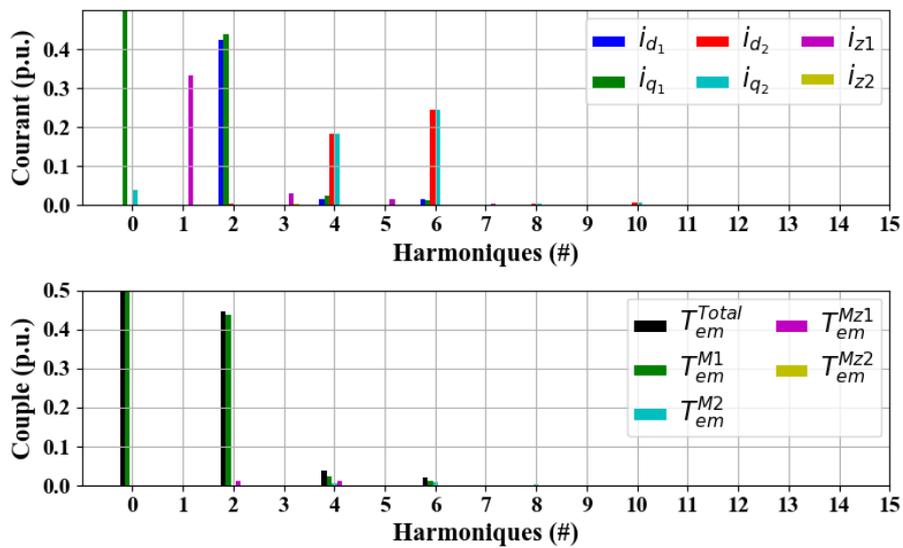


Figure 3.40 : FFT des courants (haut) et couple (bas) dans chaque machine fictive, pour l'entraînement 6-ph, après défaut 1OPF et sans reconfiguration

Chapitre 3 : Entraînements polyphasés tolérants aux défauts

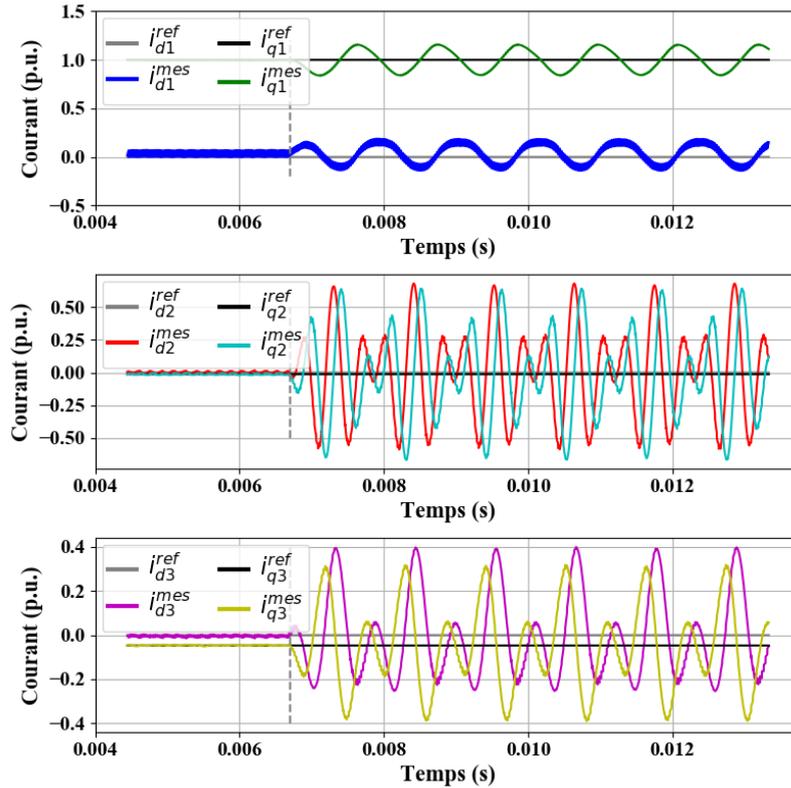


Figure 3.41 : Courants dans les machines fictives après apparition d'un défaut 1OPF (traitillé gris) pour l'entraînement 7-ph (haut : M1, milieu : M2, bas : M3)

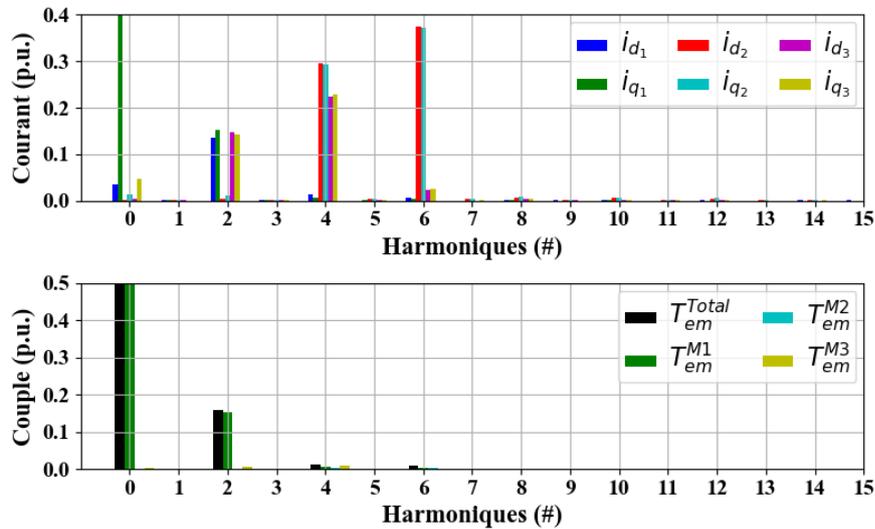


Figure 3.42 : FFT des courants (haut) et couple (bas) dans chaque machine fictive, pour l'entraînement 7-ph, après défaut 1OPF et sans reconfiguration

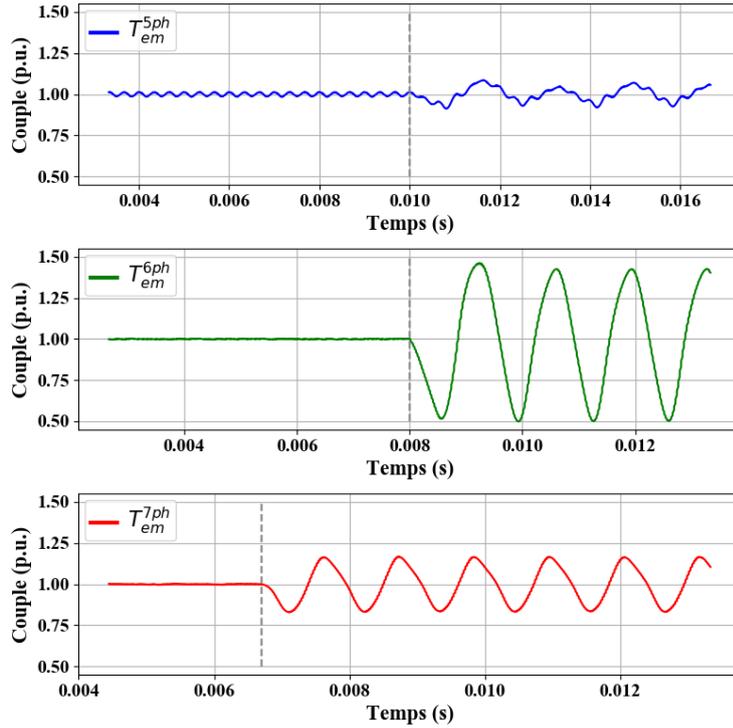


Figure 3.43 : Couple total après apparition d'un défaut 1OPF (une phase ouverte) pour les trois entraînements sélectionnés (haut : 5-ph, milieu : 6-ph, bas : 7-ph)

Après l'apparition du défaut, même si la composante continue des courants dans chaque machine fictive correspond (quasiment) à la valeur des références imposées, des oscillations sont présentes. Il faut relier ces oscillations au contenu harmonique des courants dans la base $\alpha - \beta$ et aux rotations qui sont effectuées pour passer de cette base à la base $d - q$. On peut se rappeler qu'en mode sain, pour le cas 5-ph (Figure 3.6), les harmoniques 9 et 11 de la f_{cem} projetés dans $\alpha_1 - \beta_1$ donnaient une composante de rang de 10 dans le plan $d_1 - q_1$. Ici, l'harmonique de rang 3 présent après défaut dans la machine principale donne donc des oscillations de rang 2 et 4 dans le plan $d_1 - q_1$, pour chacun des entraînements étudiés. Pour les autres machines fictives, on retrouve le même phénomène. Ainsi dans le cas 5-ph, les harmoniques de rang 1 dans le plan $\alpha_2 - \beta_2$ donne des oscillations de rang 6 et 8 dans $d_2 - q_2$ après la rotation de 7θ . Pour les cas 6-ph et 7-ph, c'est la rotation de 5θ (M2) qui donne les oscillations de rang 4 et 6 dans $d_2 - q_2$. Enfin, dans le cas 7-ph, la rotation de 3θ (M3) donne les oscillations de rang 2 et 4 dans $d_3 - q_3$.

Les oscillations de courant obtenus dans la base $d - q$ ne sont pas négligeables et en particulier dans les machines fictives en dehors de la machine principale. Nous pouvons en effet constater des oscillations de 20 à 50% du courant i_{q_2} dans les machines fictives secondaires M2, alors qu'en mode sain l'amplitude de ces courants n'étaient que de quelques pourcents de $i_{q_2}^{ref}$. En l'absence de reconfiguration du contrôle les références de courant ne sont pas physiquement atteignables⁶¹, ce qui explique en partie de telles oscillations. Il faut également ajouter le couplage entre les différentes machines fictives ainsi que les propriétés de ces dernières (impédance et constante de temps). Ces oscillations de courant dans les machines fictives interagissent avec les f_{cems} et génèrent des ondulations de couple. C'est ainsi que nous retrouvons des

⁶¹ En effet, si le contrôle reste tel quel, les références de courant dans la base naturelle abc sont tous non nuls, ce qui n'est compatible avec une des phases en défaut.

oscillations de rang 4 et 6 pour les entraînements 6-ph et 7-ph et 6 et 8 pour l'entraînement 5-ph, qui sont imputables aux machines fictives (hors M1). Néanmoins, malgré des amplitudes de courant importantes, les ondulations de couple restent modérées à cause de la faible amplitude des harmoniques de la fcem. Si nous prenons l'exemple de l'entraînement 6-ph et des oscillations de rang 6 présentes, nous pouvons constater qu'elles proviennent majoritairement de la machine M1, alors que l'harmonique de rang 6 des courants est bien plus faible dans cette machine que dans M2 ($i_{q_2}(h_6) \approx 18i_{q_1}(h_6)$). En revanche, l'amplitude du fondamental projeté dans M1 (constant dans $d_1 - q_1$) est bien plus importante que l'amplitude de l'harmonique de rang 5 projeté dans M2 (constant dans $d_2 - q_2$).

De manière générale, le contenu harmonique des fcems jouent un rôle important sur les ondulations de couple et davantage en mode défaut. Le couple se détermine à partir du produit scalaire du vecteur des fcems et des courants et donc dans la base $d - q$, nous avons $T_{em} = \underline{\epsilon}_{dq} \cdot \underline{i}_{dq} = \epsilon_{q_1} \times i_{q_1} + \dots + \epsilon_{q_p} \times i_{q_p}$. Après un défaut, les fcems sont toujours projetées de la même manière dans la base $d - q$. Mais ce n'est pas le cas des courants, avec de nouveaux harmoniques qui apparaissent après défaut. L'interaction de ces nouveaux harmoniques de courant avec ceux de la fcem vont donc faire apparaître de nouvelles ondulations de couple (non présentes en mode sain). Il serait donc tentant de développer des machines polyphasées à fcems sinusoïdales pour limiter les pulsations de couple. La fcem ϵ_{q_1} serait purement constante et les ondulations de couple ne proviendrait que des harmoniques de i_{q_1} . En revanche, s'imposer des fcems sinusoïdales revient à s'imposer des contraintes de dimensionnement importantes (d'autant plus si on conserve des bobinages concentriques dentaires).

Dans les entraînements étudiés, les ondulations du couple total sont majoritairement des ondulations de rang 2 produites par la machine principale M1. C'est dans cette machine que l'interaction entre les courants et les fcems est la plus importante. Pour limiter les ondulations de couple dû au défaut 1OPF, il faut donc a priori majoritairement limiter les ondulations de courant dans la machine principale. Parmi les trois entraînements évalués, c'est bien l'entraînement 5-ph dont les oscillations des courants dans la machine principale sont modérées, qui présentent les ondulations de couple total les plus faibles. Néanmoins, ces résultats sans reconfiguration peuvent ne pas être suffisants pour certaines applications. C'est pourquoi des stratégies de reconfiguration du contrôle seront abordées au chapitre suivant pour améliorer le comportement en défaut.

En plus de la qualité du couple, il faut également s'intéresser aux pertes engendrées par l'augmentation des courants. Dans le Tableau 3.9, Tableau 3.10 et Tableau 3.11, on peut voir que l'augmentation des pertes Joule moteur est notable, jusqu'à +74% pour l'entraînement 7-ph. De même, il faut également prendre garde aux élévations de températures localisées. En effet, comme nous avons pu le voir à la Figure 3.34, les courants n'ont plus une amplitude identique et donc les pertes ne sont pas uniformément réparties sur toutes les phases. Si l'on désire conserver 100% de la fonctionnalité après l'apparition d'un défaut, le dimensionnement du système de refroidissement devient un point d'attention particulier. Il faut que ce dernier soit adapté à l'élévation de température engendrée par le défaut, au risque de devoir limiter le fonctionnement. En plus de considérations thermiques, tant sur le moteur que le convertisseur, il faut également prendre garde aux limites des transistors de puissance. En particulier, il faut s'assurer que la *Safe Operating Area* (SOA) soit respectée lorsque les transistors de puissance commutent sur les pics de courant.

Des simulations sont également réalisées pour un défaut 2OPF, c'est-à-dire après l'ouverture de deux phases, en cherchant toujours à garantir le couple nominal.

De nouveau, ces simulations se font sans reconfiguration du contrôle. Les résultats sont donnés pour les trois entraînements dans le Tableau 3.9, Tableau 3.10 et Tableau 3.11. La position des deux phases ouvertes, si elles sont adjacentes (2OPF-A) ou non-adjacentes (2OPF-NA) a une importance et dépend également de la machine considérée. En effet, pour la machine 5-ph, c'est le défaut 2OPF-NA qui conduit à des ondulations de couple plus importantes, tandis que l'inverse est vrai pour la machine 7-ph. Malgré la différence entre les défauts 2OPF-A et 2OPF-NA, ils impliquent tout deux des contraintes très importantes sur la machine et le convertisseur. En effet, le courant crête maximum peut atteindre jusqu'à 3 fois la valeur du courant efficace en mode sain (le respect de la SOA des transistors devient d'autant plus critique). Le courant efficace maximum quant à lui peut grimper jusqu'à 2.2 fois le courant en mode sain pour le cas 5-ph pour compenser les deux phases ouvertes. Les pertes Joule sont alors directement impactées et peuvent-elles aussi atteindre un ratio deux par rapport l'état sain. Il sera donc important de limiter le couple⁶², après l'apparition d'un second défaut, afin de respecter les contraintes thermiques de l'entraînement.

5-ph $f_e = 300\text{Hz}$	Sain (Aucun défaut)	1OPF (Phase A ouverte)	2OPF-A (Phase A et B ouvertes)	2OPF-NA (Phase A et C ouvertes)
Ondulation de couple (%)	1%	13%	21%	97%
I_{rms} $[\hat{i}_a, \hat{i}_b, \dots, \hat{i}_e]$ (p.u.)	[1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00]	[0.00, 1.33, 1.76, 1.62, 0.90]	[0.00, 0.00, 2.20, 1.80, 1.32]	[0.00, 1.75, 0.00, 2.11, 1.47]
I_{max} maximum (p.u.) ⁶³	1.54	2.64	3.29	3.05
P_J moteur (p.u.)	1.00	1.67	1.97	1.94
$v^{ref\max}$ $[v_a^{ref}, \dots, v_e^{ref}]$ (p.u.)	[1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00]	[1.56, 1.05, 1.05, 1.05, 1.02]	[2.01, 2.15, 1.18, 1.10, 1.11]	[2.25, 1.22, 2.25, 1.19, 1.14]

Tableau 3.9 : Résultats de simulation après l'apparition de différents défauts pour l'entraînement 5-ph n°83

⁶² En garantissant un niveau de fonctionnalité minimal correspondant à un mode *limp-home*, en permettant par exemple de garer le véhiculer sur le bas-côté en sécurité.

⁶³ La valeur p.u. est donné par rapport à la valeur rms en mode sain $I_{max-pu} = I_{max}/I_{rms}^{sain}$

6-ph $f_e = 375\text{Hz}$	Sain (Aucun défaut)	1OPF (Phase A ouverte)	2OPF-A (Phase A et B ouvertes)	2OPF-NA (Phase A et C ouvertes)
Ondulation de couple (%)	1%	92%	102%	102%
I_{rms} $[i_a, i_b, \dots, i_f]$ (p.u.)	[1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00]	[0.00, 1.38, 0.94, 1.38, 0.83, 1.62]	[0.00, 0.00, 1.53, 1.88, 1.21, 1.32]	[0.00, 1.53, 0.00, 1.21, 1.31, 1.88]
I_{max} maximum (p.u.) ⁶³	1.52	2.37	2.94	2.95
P_J moteur (p.u.)	1.00	1.33	1.51	1.52
v^{refmax} $[v_a^{ref}, \dots, v_f^{ref}]$ (p.u.)	[1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00]	[2.08, 1.02, 1.08, 1.28, 1.04, 1.13]	[2.08, 2.08, 1.15, 1.63, 1.19, 1.17]	[2.08, 1.16, 2.08, 1.19, 1.17, 1.64]

Tableau 3.10 : Résultats de simulation après l'apparition de différents défauts pour l'entraînement 6-ph n°128

7-ph $f_e = 450\text{Hz}$	Sain (Aucun défaut)	1OPF (Phase A ouverte)	2OPF-A (Phase A et B ouvertes)	2OPF-NA (Phase A et C ouvertes)
Ondulation de couple (%)	1%	33%	67%	12%
I_{rms} $[i_a, i_b, \dots, i_f]$ (p.u.)	[1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00]	[0.00, 1.23, 1.10, 0.86, 1.75, 1.02, 1.29]	[0.00, 0.00, 1.73, 1.28, 1.75, 1.78, 1.48]	[0.00, 1.77, 0.00, 1.22, 1.61, 0.58, 2.02]
I_{max} maximum (p.u.) ⁶³	1.00	1.75	1.78	2.02
P_J moteur (p.u.)	1.00	1.32	1.86	1.66
v^{refmax} $[v_a^{ref}, \dots, v_f^{ref}]$ (p.u.)	[1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00, 1.00]	[1.93, 0.80, 0.90, 1.15, 1.66, 1.31, 1.08]	[1.93, 1.93, 0.56, 1.15, 1.84, 1.93, 1.56]	[1.93, 0.72, 1.93, 0.96, 1.77, 1.69, 1.93]

Tableau 3.11 : Résultats de simulation après l'apparition de différents défauts pour l'entraînement 7-ph n°74

Après l'apparition d'un défaut, il faut non seulement considérer la limitation en courant, mais également la limitation en tension. Dans notre cas, nous avons pris comme contrainte ne de pas avoir recours au défluxage. Ainsi les machines ont été dimensionnées en mode sain pour faire le couple maximal à la vitesse maximale et cela en considérant la valeur nominale de la tension de bus. Au-delà de cette vitesse, il est alors nécessaire en mode sain de diminuer le couple pour respecter la limite de tension. Après défaut, dans le Tableau 3.9, Tableau 3.10 et Tableau 3.11, on constate que les tensions de référence excèdent cette limite⁶⁴. Ce qui signifie qu'avec les machines développées, il n'est pas possible de garantir la contrainte de 100% de fonctionnement

⁶⁴ Comme énoncé précédemment, la valeur 1p.u. en mode sain correspond déjà à la limite de tension. En simulation, la tension de bus a été réhaussée pour empêcher la saturation du contrôle et ainsi visualiser les contraintes associées au défaut.

après apparition de défaut dû à la limite de tension. Cet élément n'ayant pas été pris en compte, il faudrait alors revoir le dimensionnement initial des machines (étapes #0 et #1), comme représenté dans le logigramme Figure 3.25, afin d'avoir une marge de sécurité plus importante autour du point de fonctionnement. Sans cela, les résultats finaux peuvent présenter des entraînements ne pouvant garantir un niveau de fonctionnement effectif suffisant au regard du cahier des charges fixé. Dans ces travaux de thèse, nous avons néanmoins choisi de continuer avec ces entraînements. Les éléments développés autour de la commande après défaut (chapitre 4) ne sont pas spécifiques aux entraînements simulés ou au prototype réalisé. Néanmoins, il faut bien avoir conscience de ces limitations (courant et tension) lorsque l'on désire assurer le fonctionnement après défaut, dès la phase de conception. Une intégration de ces limites, dans l'approche développée et présentée en Figure 3.25, constitue une perspective intéressante aux travaux de thèse sans oublier que ce mode de fonctionnement peut n'être que transitoire avant une reconfiguration du contrôle commande en mode dégradé. Il est mis en évidence la complexité d'une intégration « automatique » dès la phase de conception du fonctionnement en mode dégradé.

3.3.3 Choix de la solution à prototyper

Au regard des résultats précédents, l'entraînement 5-ph n°83 apparaît être pertinent pour l'application visée. En effet, même sans reconfiguration du contrôle, après l'apparition d'un premier défaut les ondulations de couple ainsi que les surintensités restent relativement modérées. C'est pourquoi la machine correspondante a été prototypée, permettant d'évaluer les stratégies de contrôle après défaut qui seront présentées au chapitre suivant.

Concernant le convertisseur, la structure du pont en H peut être compatible avec la séparation en deux du bus continu [42], [223], qui peut être nécessaire dans les applications hautement fiables. Dans ce cas, il est nécessaire de bien coordonner les microcontrôleurs de chaque bus continu, afin de contrôler correctement les phases.

Dans le cadre de cette thèse, le prototype de l'onduleur ne sera pas intégré à la machine. Convertisseur et machine seront reliées par des câbles d'une certaine longueur et même si cela apporte des résistances parasites vis-à-vis des résistances des bobines, cela permet davantage de flexibilité. En particulier, avec la même disposition (même nombre de transistors) qu'un convertisseur à pont en H, il est également possible de tester la configuration double 2x5-ph, avec deux neutres isolés. Il est alors nécessaire d'adapter la configuration du bobinage de la machine, on passe de cinq phases avec deux bobines en série par phase, à dix phases avec une seule bobine par phase. Cette configuration double étoile est intéressante à plusieurs titres. Premièrement, nous l'avons déjà évoqué, pour des applications hautement sécuritaires où deux bus de tension sont présents pour des questions de redondance, cette configuration s'adapte parfaitement (chaque étoile peut être pilotée de manière « indépendante »). De plus, avec le couplage en étoile, la gestion du courant homopolaire n'est plus une contrainte. Même s'il n'a certes que peu d'impact sur les oscillations de couple, il peut en avoir à cause des composantes hautes fréquences du courant dans la base naturelle. Cela pourrait engendrer davantage de pertes (Fer et hystérésis) au niveau de la machine, mais également des contraintes supplémentaires de filtrage⁶⁵ et de stress des transistors côté convertisseur. Pour ce dernier point, les convertisseurs double n-ph sont également avantageux si l'on décale avantageusement les porteuses des signaux PWM [83], [174].

⁶⁵ C'est un point important à ne pas négliger qui n'a malheureusement pas pu faire l'objet d'une étude plus approfondi dans le cadre de cette thèse.

3.4 Présentation du prototype machine

3.4.1 Fabrication du prototype et industrialisation

La machine qui a été prototypée est issue de l'entraînement n°83, il s'agit d'une machine 10 encoches – 8 pôles. Afin de faciliter le processus d'industrialisation automatique, la machine est réalisée en plusieurs pièces simples. En particulier, le stator est constitué d'une « étoile » intérieure, sur laquelle vont être insérées les bobines, puis refermé par une couronne extérieure. Ces deux éléments sont illustrés à la Figure 3.44, sur laquelle il est également possible de voir que l'étoile est en fait réalisée à partir de tôles élémentaires constituées de deux dents. Ces tôles sont disposées autour du diamètre intérieur du rotor pour former une première « tranche », comme le montre la Figure 3.45. Les tranches sont ensuite empilées avec un décalage d'une dent entre deux tranches consécutives, afin de n'avoir sur la longueur du paquet de tôles, que la moitié quantité de fer sur la partie qui relie deux dents, pour la saturer plus facilement⁶⁶.



Figure 3.44 : Composition du stator en deux éléments principaux, une couronne extérieure (gauche) et une étoile intérieure (droite)

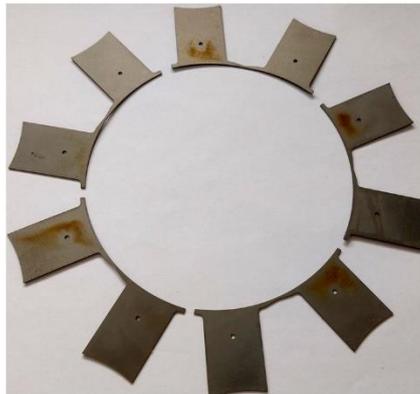


Figure 3.45 : Composition de l'étoile intérieure à partir de deux élémentaires

Les bobines sont constituées chacune de quatre spires. A cause d'un facteur de forme particulier⁶⁷ et dans le but de maximiser le coefficient de remplissage, elles n'ont pas été réalisées de manière conventionnelle. En effet, chaque bobine est également constituée de plusieurs éléments qui sont assemblés via des queues d'aronde puis soudés ensemble comme l'illustre la Figure 3.46.

⁶⁶ L'ensemble du dispositif d'assemblage est breveté

⁶⁷ Vis-à-vis de la fabrication d'un bobinage *flat winding* conventionnel.



Figure 3.46 : Composition d'une bobine (haut) à partir de spires élémentaires (bas)

Le paquet de tôles rotoriques est assemblée de manière conventionnelle et les huit aimants sont ensuite insérés dans les interstices dédiés. La Figure 3.47 représente une photo du rotor une fois assemblé.



Figure 3.47 : Photo du rotor

Le processus de réalisation, et en particulier celui du stator, peut avoir un impact sur la machine. En effet, les simulations éléments finis 2D initiales ne tenaient pas compte du processus de fabrication. Afin d'illustrer cela, la Figure 3.48 représente la différence entre le modèle initial et celui plus représentatif de la réalité. On peut notamment voir la présence de trous de goupilles nécessaires à l'assemblage ou encore la prise en compte des entrefers parasites entre chaque pièce⁶⁸ (symbolisés par les ellipses blanche et orange sur la Figure 3.48). En particulier, il peut être envisageable que lors du montage, les différents entrefers ne soient pas totalement identiques. C'est un point qui a été simulé et qui a entre autres un impact sur le couple de détente (voir section suivante).

⁶⁸ Les entrefers étaient prévus initialement, mais fixés à 0mm dans les simulations

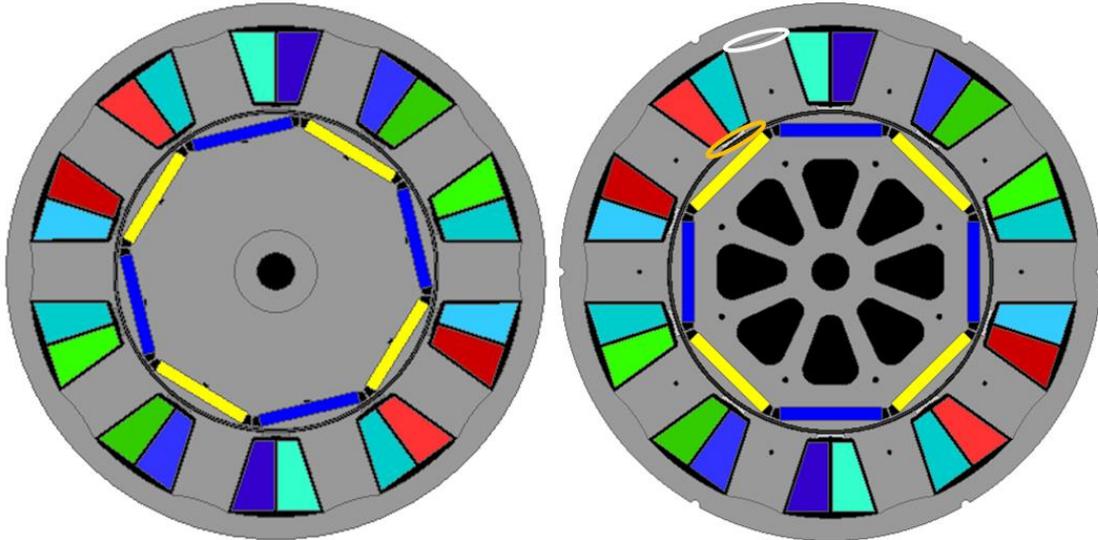


Figure 3.48 : Vue 2D du prototype de la machine réalisé (gauche : initiale, droite : avec prise en compte des contraintes d'assemblage)

3.4.2 Caractérisation de la machine

Une fois la machine prototypée, différents essais et mesures ont été réalisés pour la caractériser.

3.4.2.1 Mesure des forces contre-électromotrices

Dans un premier temps, les fcems sont évaluées. Il n'y a pas de différence entre l'essai d'une machine triphasée et celui d'une machine polyphasée. La machine est entraînée à vitesse constante et les tensions aux bornes des phases sont mesurées. La Figure 3.49 représente la tension induite mesurée aux bornes d'une bobine ainsi que celle obtenue en simulation. Les courbes ne correspondent pas parfaitement, malgré un écart pour la valeur du fondamental très faible (<1%). Cette différence s'explique par une moins bonne corrélation des harmoniques de rang supérieur à 1 entre simulation et mesure. En particulier, on constate que l'harmonique 3 avait été sous-évalué en simulation, de même que l'harmonique 7. Les deux se retrouvent à un niveau globalement équivalent ($k_{fem3} = 5.3\% k_{fem1}$ et $k_{fem7} = 5.8\% k_{fem1}$) et on peut ainsi envisager d'utiliser l'harmonique trois plutôt que le sept pour le contrôle (rotations de 3θ au lieu de 7θ). Les harmoniques de rang 3 et 7 étant liés à la même machine fictive M2, leurs amplitudes comparables rendent l'approximation consistant à considérer un seul harmonique prépondérant pour M2 assez grossière.

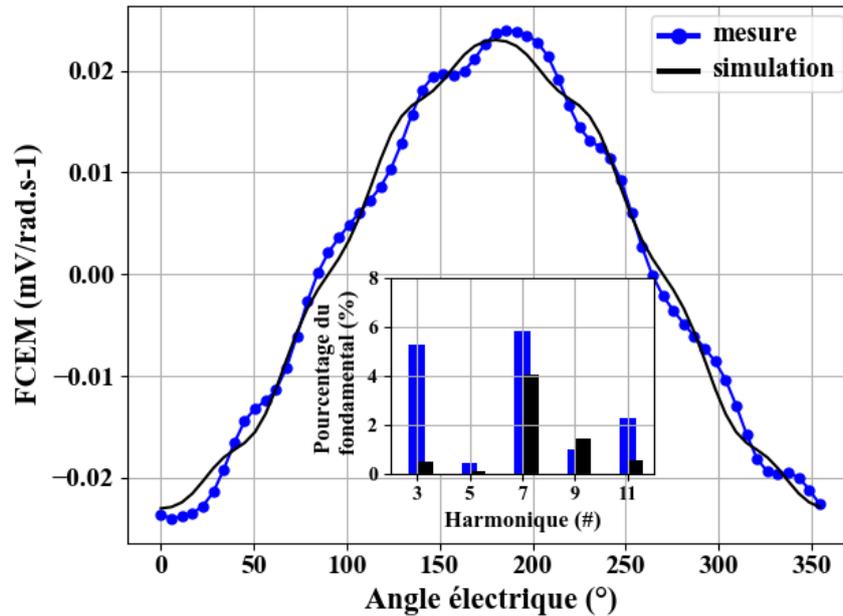


Figure 3.49 : Mesure de la fcem et comparaison avec la simulation

3.4.2.2 Mesure du couple de détente

Le couple de détente fait partie des mesures habituelles sur un moteur. Pour une application EHPS, ce critère n'est pas primordial alors qu'il l'est pour une direction EPS (confort du conducteur). La Figure 3.50 représente la FFT du couple de détente mesuré et celui-ci simulé. Dans les simulations, un entrefer constant de 0.05mm est utilisé entre l'étoile intérieure et la couronne extérieure. Dans ces conditions, nous constatons des différences notables entre mesure et simulation. En particulier l'harmonique huit est cinq fois plus important que la valeur simulée. Cette harmonique huit correspond au nombre de pôles de la machine et serait donc dû à un « défaut » localisé sur une dent. Cet élément est à mettre en lien avec le processus de fabrication en plusieurs ensembles élémentaires. C'est pourquoi une nouvelle simulation est réalisée en considérant cette fois-ci un entrefer constant sauf pour une pièce où il est doublé. Cet entrefer, symbolisé par l'ellipse blanche à la Figure 3.48 pourrait être différent du fait de l'assemblage de « l'étoile » et de la couronne. Les résultats sont donnés à la Figure 3.51 et se rapprochent davantage de la mesure. Nous pouvons donc en déduire que le processus de fabrication utilisé a un impact sur les caractéristiques de la machine. Il est alors nécessaire d'évaluer en amont l'influence que peut avoir les éléments de simplification du design en vue de la simplification des processus d'industrialisation.

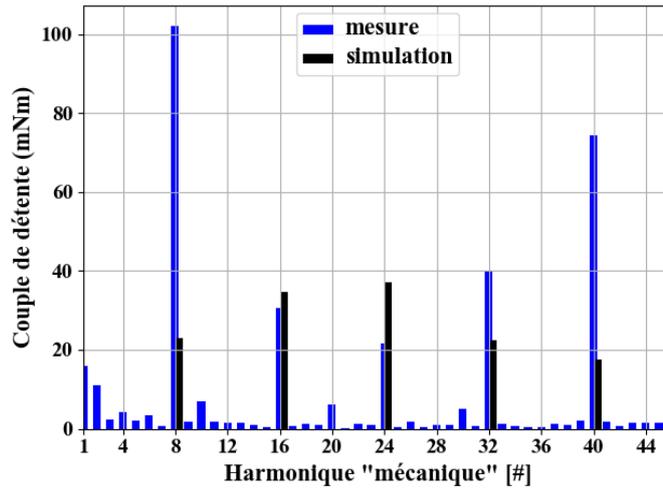


Figure 3.50 : Couple de détente mesuré et simulé (avec entrefers constants)

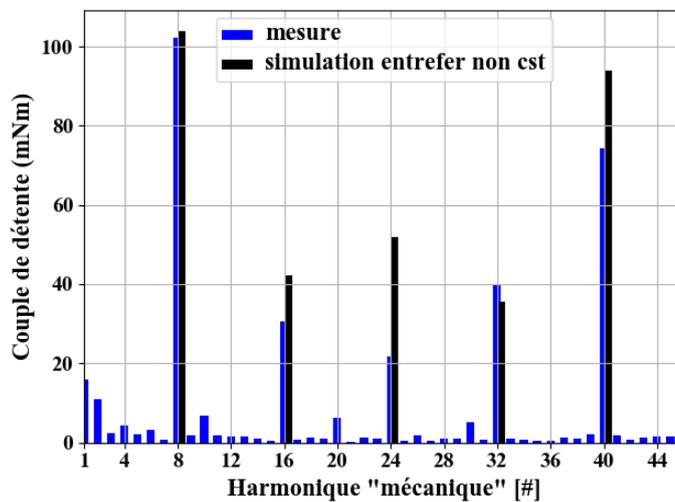


Figure 3.51 : Couple de détente mesuré et simulé (avec entrefers non constants)

3.4.2.3 Evaluation des constantes de temps

Pour réaliser le contrôle de la machine il est nécessaire de connaître les constantes de temps électriques qui dépendent des inductances et des résistances. Pour une machine triphasée couplée en étoile sans neutre sorti il y a une seule constante de temps électrique qui correspond au ratio entre l'inductance cyclique et la résistance de phase, à déterminer. Pour une machine triphasée alimentée par 3 ponts en H, il faut ajouter la détermination de la constante de temps homopolaire. Pour une machine polyphasée le nombre de constantes de temps à évaluer augmentent avec le nombre de machines fictives.

Une première approche pour évaluer ces constantes de temps peut être de procéder de façon analogue au cas triphasé en évaluant séparément résistance et matrice inductance puis en déterminant l'inductance cyclique lors de la diagonalisation de la matrice des inductances. Dans le cas d'une machine 5-ph par exemple on est amené à évaluer une matrice de taille 5x5 avec donc a minima 15 paramètres inductifs à déterminer pour au final en déduire 3 constantes de temps. Si cette approche classique n'est pas à écarter, notamment dans la phase de prototypage virtuel par éléments finis, il apparait que d'autres méthodes complémentaires sont à explorer avec les prototypes

réels. En effet, des éléments résistifs et inductifs, autre que ceux de la machine, peuvent être à prendre en considération. C'est le cas par exemple des machines faibles tensions considérées dans cette thèse, avec des résistances de connexion et des résistances provenant de l'onduleur.

3.4.2.3.1 Evaluation de la résistance de phase

Nous nous intéressons tout d'abord à la valeur de résistance d'une bobine de la machine, qui nous permettra de déduire la résistance d'une phase. Par éléments finis (modélisation 3D d'une bobine), la valeur de résistance calculée pour une bobine est d'environ $580\mu\Omega$. Pour mesurer la résistance sur le prototype réel, il est possible de simplement utiliser une méthode ampèremétrique. Ce faisant, nous mesurons une résistance moyenne d'environ $450\mu\Omega$. L'ordre de grandeur entre la mesure et la simulation est respecté à 29% près. A noter que l'on note une dispersion des valeurs de résistance allant de $410\mu\Omega$ à $470\mu\Omega$. Cette dispersion peut paraître importante, mais elle doit être relativisée. Premièrement les valeurs étant faibles, les incertitudes de mesures sont plus importantes. Deuxièmement, les bobines ne seront pas les seules à contribuer à la résistance de phase globale, comme nous avons pu l'évoquer.

En effet, sur la carte électronique prototypée, à partir des dimensions des pistes de cuivre, nous évaluons la résistance entre la connectique de sortie et les transistors du demi-pont à environ $1.1m\Omega$. Il faut également ajouter la résistance $R_{ds,on}$ des transistors, qui est donné au maximum à $1.3m\Omega$ ⁶⁹. Il faut également prendre en compte les résistances de contact vis/écrou et bien évidemment les résistances du câble reliant la machine à la carte de prototypage. Dans le cas de cette thèse, l'électronique de puissance développée est séparée de la machine. Cela permet une plus grande flexibilité pour tester la machine, puisque les extrémités des dix bobines sont accessibles. Il est donc possible de configurer la machine différemment comme nous le verrons par la suite. En revanche, cela rajoute des longueurs de câbles qui sont très loin d'être négligeables. Dès lors on peut affirmer que ce ne sera pas la machine qui contribue le plus à la résistance de phase totale. On voit alors l'intérêt pour les machines de faible tension (12...48V) et de moyenne puissance (quelques kW) d'intégrer le convertisseur au plus près de la machine pour maîtriser la résistance de phase. Enfin, il ne faut pas oublier que les courants ont également une composante haute fréquence due au découpage qui va venir augmenter la résistance à cause des effets de peau et de proximité dans les conducteurs. Pour toutes ces raisons, la résistance de phase effective de la machine sera bien plus importante que celle déterminée en simulation éléments finis. En pratique, sur le banc de test complet (convertisseur + câbles + machine), la résistance de phase totale en fonctionnement (en prenant en compte le découpage) a été évaluée à environ $20m\Omega$. On constate donc une différence très importante entre la valeur attendue par la simulation pour une bobine seule et la valeur réelle prenant en compte tous les éléments. En conséquence, cela impacte la chute de tension des câbles et donc à la fois la tension admissible aux bornes de la machine et les pertes qui sont également plus importantes tout en étant réparties spatialement. Cela impactera également les valeurs des constantes de temps (en les diminuant) en supposant que les éléments inductifs eux restent inchangés, étant liés surtout à la machine.

⁶⁹ Pour des raisons pratiques d'approvisionnement, la référence des transistors ne correspond pas à une des références sélectionnées au §3.2.2.3.2

3.4.2.3.2 Evaluation des inductances associées à chaque machine fictive

3.4.2.3.2.1 Evaluation par mesure directe ou indirecte

Une fois la résistance estimée, il est nécessaire de connaître les inductances dans chaque machine fictive pour calculer les constantes de temps associées. Pour se faire, on peut d'abord déterminer la matrice des inductances dans la base naturelle $[L]_{abc}$ et appliquer la transformée de Clarke généralisée. Néanmoins la détermination complète de $[L]_{abc}$ est compliquée à obtenir par des mesures, comme nous avons pu l'évoquer. Concernant les inductances propres d'une machine polyphasée, elles peuvent s'obtenir de la même manière que pour une machine triphasée, par exemple avec une mesure au RLC-mètre. Pour les inductances mutuelles entre phase la tâche est plus délicate. Une mesure directe pourrait constituer à imposer un courant sinusoïdal sur une phase X et de récupérer la tension induite sur une autre phase M, correspondant au terme $L_{XM} \frac{di_x}{dt}$. Néanmoins cette méthode requiert un matériel particulier (amplificateur de courant sinusoïdal sans découpage) et a été infructueuse dans notre cas.

Il est alors également possible de chercher à déterminer les constantes de temps des machines fictives directement à partir de la réponse indicielle à un échelon de tension dans le plan $d_x - q_x$ [97]. Néanmoins, les constantes de temps sont a priori faibles pour certaines dans notre cas et nous sommes limités par l'échantillonnage du système d'acquisition (plateforme dSPACE). Ainsi la détermination par la mesure est peu précise et permet seulement de valider les ordres de grandeurs déterminés par les simulations éléments finis. Ces simulations sont présentées ci-après.

3.4.2.3.2.2 Evaluation par éléments finis

La machine prototypée est une machine à 10 encoches, 10 bobines et 8 pôles. Cette structure permet donc trois configurations différentes de la machine (on considère à chaque fois un couplage étoile) :

- a) 5-ph avec deux bobines en série par phase
- b) 5-ph avec deux bobines en parallèle par phase
- c) 10-ph avec une seule bobine par phase

Le fait de pouvoir accéder à différentes configurations de bobinage peut être intéressant pour des applications sécuritaires tolérantes aux défauts. Dans certains cas, on pourrait envisager de changer de configuration en cours de fonctionnement, après l'apparition d'un défaut. Cette reconfiguration *hardware* est déjà envisagée dans [85], mais davantage pour augmenter la plage de fonctionnement de la machine, avec une partition du bobinage sur une même dent. Si chaque extrémité de bobines est pilotée par un pont en H, on pourrait ainsi envisager ainsi des reconfigurations virtuelles de la machine, en mettant en parallèle ou en série des bobines en fonction des ordres de commande [224].

Avec les trois configurations *hardware* disponibles pour la machine prototypée, nous pourrions nous demander si les constantes de temps associées aux différentes machines fictives sont différentes en fonction de la configuration retenue. A priori, ce ne devrait pas être le cas pour les configurations 5-ph entre série ou parallèle. En revanche, il paraît plus difficile de se prononcer pour la configuration 10-ph.

Les considérations de bobinage utilisées en triphasé (e.g. [225]) sont également valables en polyphasé. Le détail des connexions des extrémités des bobines en fonction de la configuration (5-ph série, 5-ph parallèle et 10-ph) est donné en Annexe D.

Dans chacune des configurations, nous pouvons donc évaluer le flux capté par chaque phase sans courant (contribution des aimants) et en imposant un courant constant successivement dans chacune des phases. A partir de ces données, il est alors possible de déterminer la matrice inductance complète de la machine. Pour plus de clarté, seule la matrice inductance dans la base naturelle $[L]_{abc}$ pour le cas 10-ph est illustré à la Figure 3.52. La matrice est donnée en fonction de la position électrique et la valeur affichée correspond à la valeur moyenne. L'explication de la détermination de cette matrice ainsi que celles pour les cas 5-ph série et parallèle sont données en Annexe D. En étudiant la matrice $[L]_{abc}$, on remarque que les variations d'inductance propre en fonction de la position peuvent atteindre 75% de la valeur moyenne. L'Hypothèse H2 concernant les effets de saillance négligeables pourrait être invalidée. Néanmoins, pour vérifier cela, il est nécessaire de se placer dans la base de découplage $d - q$.

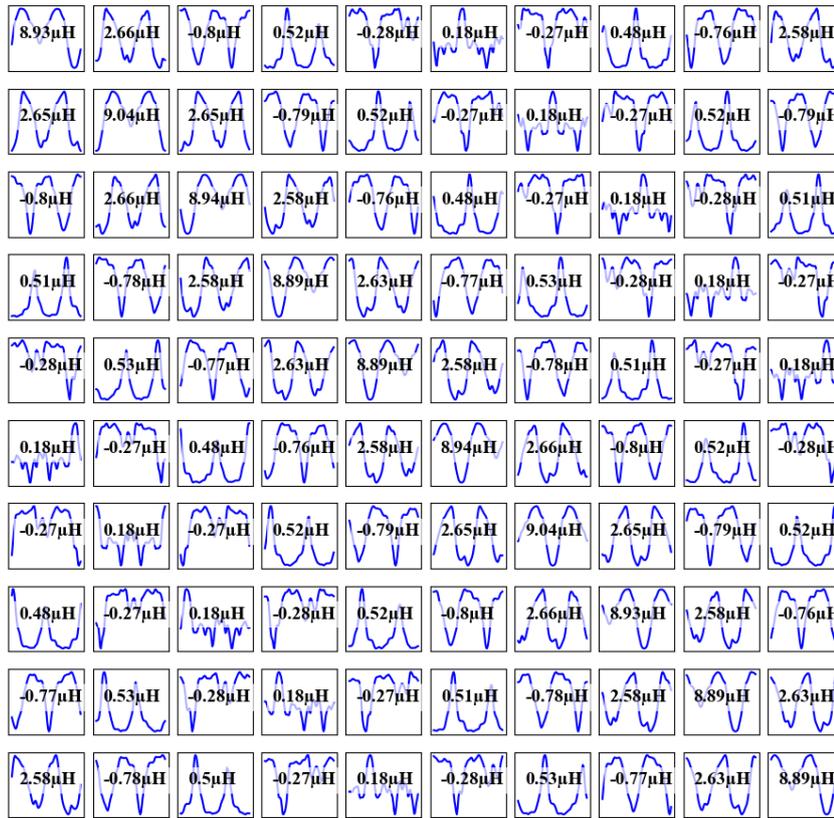


Figure 3.52 : Matrice inductance dans la base naturelle sur une période électrique, configuration 10-ph (ordre des phases : A₁-D₂-B₁-E₂-C₁-A₂-D₁-B₂-E₁-C₂)

La Figure 3.53 présente la matrice inductance dans le repère de Park. La matrice est obtenue en appliquant la matrice de Clarke généralisée puis la matrice de Park. Les inductances sont représentées sur une période électrique. Comme précédemment la valeur rajoutée correspond à la valeur moyenne de l'inductance. Les inductances sur la diagonale représentent celles des machines fictives, symbolisés par des pointillés. La constante de temps a été donnée pour chacune des machines fictives en ne considérant que la résistance de la machine⁷⁰. Concernant l'Hypothèse H2 de saillance, une fois dans la base $d - q$, on peut constater que le ratio des valeurs moyennes entre les inductances d'axe d et d'axe q n'est pas si important. Cette différence n'est que de 15%

⁷⁰ $\tau_{d_x q_x} = \frac{0.5(L_{d_x} + L_{q_x})}{R_x}$, avec $R_x^{10ph} = 450\mu\Omega$

dans la machine principale et de l'ordre de 1% pour les autres machines fictives. Les variations des inductances L_{dx} et L_{qx} en fonction de la position électrique sont quant à elles principalement liées aux harmoniques de rang 5 et de rang 10. Elles ne représentent que 4% de la valeur moyenne dans la machine fictive M1. L'examen de ces résultats permet de considérer que les effets de réductance variables sont effectivement assez faibles. Par ailleurs la matrice des inductances est diagonalisée avec des mutuelles au maximum inférieures à 15%⁷¹ de la valeur d'inductance dans la machine principale.



Figure 3.53 : Matrice inductance dans la base de découplage $d - q$ sur une période électrique, configuration 10ph obtenue à partir des matrices Clarke et Park généralisées 10x10

3.4.2.3.3 Résumé des constantes de temps obtenues

Les constantes de temps du prototype sont données au Tableau 3.12, à la fois dans le cas du moteur seul et avec le banc complet. Les inductances utilisées pour le calcul sont celles obtenues par éléments finis⁷², tandis que les valeurs de résistance sont estimées à partir d'essais. De nouveau nous pouvons illustrer l'intérêt des convertisseurs intégrés, puisque dans notre cas la machine ne contribue qu'à un très faible pourcentage de la résistance de phase, qui est principalement apportée par les câbles et les connectiques. Comme nous l'avons mentionné précédemment, cela influence plusieurs

⁷¹ 20% au maximum pour les couplages entre axe d et q d'une même machine fictive

⁷² On suppose ici le terme inductif apporté par le câble négligeable devant l'inductance de la machine.

facteurs qui sont : la chute de tension dans les câbles (limite en vitesse), les pertes et le contrôle, puisque les constantes de temps sont diminuées.

	5-ph Série	5-ph Parallèle	10-ph
Prise en compte uniquement de la machine			
Résistance de phase R [$\mu\Omega$]	$\approx 900\mu\Omega$	$\approx 225\mu\Omega$	$\approx 450\mu\Omega$
Constante de temps de la machine principale M1 $\tau_{d_1q_1}$ (rappel des harmoniques principaux)	28ms (h1, h9, h11, ...)	29ms (h1, h9, h11, ...)	28ms (h1, h9, h11, ...)
Constante de temps de la machine secondaire M2 $\tau_{d_2q_2}$ (rappel des harmoniques principaux)	20ms (h3, h7, ...)	21ms (h3, h7, ...)	24ms (h2, h8, ...)
Constante de temps de la machine tertiaire M3 $\tau_{d_3q_3}$ (rappel des harmoniques principaux)	-	-	20ms (h3, h7, ...)
Constante de temps de la machine quaternaire M4 $\tau_{d_4q_4}$ (rappel des harmoniques principaux)	-	-	11ms (h4, h6, ...)
Constante de temps de la machine homopolaire 1 Mz1 τ_{z1} (rappel des harmoniques principaux)	867 μ H (h5, h10, h15, ...)	888 μ s (h5, h10, h15, ...)	29ms (h5, h15, ...)
Constante de temps de la machine homopolaire 2 Mz2 τ_{z2} (rappel des harmoniques principaux)	-	-	886 μ s (h10, h20, ...)
Prise en compte de l'entraînement complet (machine + convertisseur + câbles et connectiques)			
Résistance de phase R [m Ω]	$\approx 40m\Omega$	$\approx 10m\Omega$	$\approx 20m\Omega$
Constante de temps de la machine principale M1 $\tau_{d_1q_1}$	632 μ s	660 μ s	632 μ s
Constante de temps de la machine secondaire M2 $\tau_{d_2q_2}$	455 μ s	480 μ s	550 μ s
Constante de temps de la machine tertiaire M3 $\tau_{d_3q_3}$	-	-	453 μ s
Constante de temps de la machine quaternaire M4 $\tau_{d_4q_4}$	-	-	258 μ s
Constante de temps de la machine homopolaire 1 Mz1 τ_{z1}	19.5 μ s	20 μ s	664 μ s
Constante de temps de la machine homopolaire 2 Mz2 τ_{z2}	-	-	19.5 μ s

Tableau 3.12 : Résumé des constantes de temps obtenues pour la machine seule et l'entraînement complet

3.5 Synthèse

Les entraînements polyphasés sont naturellement redondants, dans le sens où leur nombre de degré de liberté important (>2) leur permet d'assurer leur fonction, même après l'apparition d'un défaut. Ainsi, la modélisation et le contrôle des entraînements polyphasés ont été développés. Les ressemblances et les différences par rapport à un entraînement triphasé standard ont été mises en avant. En particulier, il est possible de généraliser les transformations usuelles de Clarke et Park à n'importe quelle machine n-ph régulièrement construite. Ce faisant, la notion de machines fictives regroupant des familles (rangs) d'harmoniques a été introduite. La séparation des harmoniques dans différentes machines fictives est un élément de compréhension crucial pour le comportement des machines polyphasées. Pour une machine triphasée, si la f_{cm} n'est pas parfaitement sinusoïdale (présence d'harmonique de rang >1), l'imposition de

courants sinusoïdaux (i_d^{ref} et i_q^{ref} constants) va engendrer des pulsations de couple. Dans le cas polyphasé, si les harmoniques de fcems correspondent aux harmoniques principaux de chaque machine fictive, alors ces harmoniques peuvent être utilisés pour produire un couple constant. Néanmoins, lorsque plusieurs harmoniques sont présents dans la même machine fictive et que les courants de référence dans la base $d - q$ sont constants, nous retrouvons le même résultat qu'en triphasé et des ondulations de couple apparaîtront. En revanche, le rang de ces ondulations augmente avec le nombre de phase n , ce qui est un avantage par rapport au cas triphasé (filtrage inertiel de la charge). Parmi les machines polyphasées, les machines dites multi-étoiles ont également été présentées, ainsi que les subtilités de contrôle associées. Ces machines sont par ailleurs très appropriées à la redondance du bus d'alimentation, nécessaire dans les applications les plus sécuritaires.

Une démarche générique de (pré)conception d'un entraînement polyphasé tolérant aux défauts a été proposée, afin de répondre à la question : quelle machine polyphasée (et donc quel nombre de phase) associer avec quel type de convertisseur pour répondre au mieux à un cahier des charges donné ? Cette démarche a été appliquée pour une application basse tension de direction électrohydraulique pour camion. Dans un premier temps, des contraintes relatives à la simplicité d'industrialisation (et donc le coût) ont été proposées pour restreindre le domaine d'étude. Différents entraînements ont ensuite été simulés et comparés sur différents critères permettant de trouver le meilleur compromis entre les performances moteur et convertisseur en mode sain et de défaut, en considérant également des critères de coût et de contrôle. Les critères de coût, généralement absent des démarches de (pré)conception, ont une influence réelle sur les résultats obtenus. Il a été par ailleurs observé que le choix des transistors (et de leur nombre) pour cette applications basse tension influence grandement le choix de l'entraînement complet (ensemble moteur-convertisseur), permettant de montrer l'intérêt d'une approche système.

A l'issue de cette démarche de (pré)conception, trois solutions ont été retenues pour illustrer le comportement d'un entraînement électrique polyphasé lors d'un défaut d'une phase ouverte (1OPF), sans reconfiguration du contrôle. Les simulations en mode de défaut ont permis de mettre en avant l'intérêt de raisonner dans les bases de découplages $\alpha - \beta$ et $d - q$ pour analyser le comportement des entraînements. La présence des harmoniques de fcems et de courant a été mise en avant au regard des pulsations du couple générée dans chaque machine fictive. Après l'apparition d'un défaut, des contraintes de courant et de tension importantes surviennent sur la machine et le convertisseur. En particulier, nous avons pu montrer que prendre l'ensemble de ces paramètres en considération lors de la phase de (pré)conception de l'entraînement n'est pas chose aisée. Des itérations dans la démarche de conception apparaissent nécessaires afin de dimensionner l'entraînement qui puisse satisfaire toutes les contraintes du cahier des charges, à la fois en mode sain et en mode défaut.

A la suite de ces évaluations, la machine de l'entraînement 5-ph préalablement sélectionné a été prototypée. Il s'agit d'une machine dix bobines, dix encoches et huit pôles (10-8) qui permettra d'évaluer les différentes stratégies de reconfiguration du contrôle qui seront abordées au chapitre suivant. La machine a été assemblée selon un procédé de fabrication facilitant l'industrialisation, reposant sur l'assemblage de pièces élémentaires simples, en particulier pour le stator. Ce type de processus de fabrication peut avoir un impact négatif sur les paramètres de la machine, par exemple sur le couple de détente, comme nous avons pu l'observer. Les dix bobines étant accessibles depuis l'extérieur, il est également possible d'accéder à différentes configurations de bobinage et en particulier le cas 10-ph (double pentaphasé), qui sera privilégié dans la suite. Les faibles valeurs d'inductance n'ont pas permis de déterminer précisément la matrice des inductances $[L]_{abc}$ par la mesure, les éléments finis ont donc été utilisés pour déterminer

les constantes de temps associées à chaque machine fictive. Enfin, nous avons pu illustrer la difficulté de ne pas recourir à un convertisseur intégré pour des machines basse tension à relativement forte puissance. En effet, l'utilisation d'un onduleur déporté vient rajouter des résistances de phase supplémentaires (câble et connectique). La résistance totale d'une phase est alors bien supérieure à la résistance d'une phase de la machine seule, ce qui impacte grandement les performances de l'entraînement (pertes, limites en tension et constantes de temps).

Chapitre 4 : Contrôle tolérant aux défauts

4.1 Impacts des défauts et nécessité de reconfigurer le contrôle

Dans le chapitre précédent nous avons pu voir qu'un défaut d'alimentation, type phase ouverte (OPF), entraînait des contraintes importantes en l'absence de reconfiguration de contrôle. Un autre type de défaut, de construction cette fois, peut également survenir, celui d'un déséquilibre de l'entraînement c'est-à-dire lorsque toutes les phases ne peuvent pas être considérées comme identiques. Dans cette section, nous aborderons l'impact de ces deux types défauts, afin de pouvoir proposer par la suite des stratégies d'adaptation et de reconfiguration du contrôle.

4.1.1 Impacts d'un déséquilibre sur l'entraînement

4.1.1.1 Notion de déséquilibre

Dans le cadre de cette thèse, nous définissons le déséquilibre comme un défaut qui induit un comportement différent entre les phases de l'entraînement (hors défaut OPF). Ce déséquilibre peut être localisé au niveau de la machine (résistance, inductance ou f_{cem} différentes des autres phases) ou bien au niveau du convertisseur (résistance de contact plus élevée sur une phase, défaut *gate driver*, etc.). Il se traduit généralement par des courants déséquilibrés dans la base naturelle, c'est-à-dire avec des amplitudes différentes et/ou des déphasages différents de $2\pi/n$ entre phases adjacentes. Afin d'illustrer ce défaut, des courants sont recréés dans la base naturelle, avec une variation aléatoire de l'amplitude (+/-20%) et du déphasage (+/-20°E), pour le cas d'une machine pentaphasée. Ces courants sont illustrés à la Figure 4.1. Il est intéressant de constater que dans ce cas, on ne respecte plus l'hypothèse H1, c'est-à-dire qu'aucune phase ne peut se distinguer des autres. En conséquence, même si les vecteurs tension d'alimentation sont équilibrés les vecteurs courant ne le seront plus. En appliquant la matrice de Clarke généralisée, il y aura des couplages entre les différents plans. Pour visualiser cela, les trajectoires des courants dans la machine principale et secondaire sont données à la Figure 4.2, tandis que la décomposition harmonique des courants est illustrée à la Figure 4.3. Nous pouvons alors constater que les trajectoires ne sont plus circulaires, et en particulier, les harmoniques ne sont plus projetés spécifiquement dans une machine fictive. Cette présence d'harmoniques de courants dans les référentiels tournants de type $d - q$ induit des pulsations de couples. Pour annuler ces harmoniques de courant les correcteurs de type PI dans chaque plan $d - q$ deviennent en général insuffisants, n'ayant pas la bande passante requise. Des algorithmes de compensation dans chaque plan générant des harmoniques de tension s'ajoutant aux consignes v_{dq}^{ref} normalement constantes en régime établi deviennent nécessaires. C'est ce qui est proposé plus tard dans ce chapitre, avec l'ajout de correcteurs neuronaux.

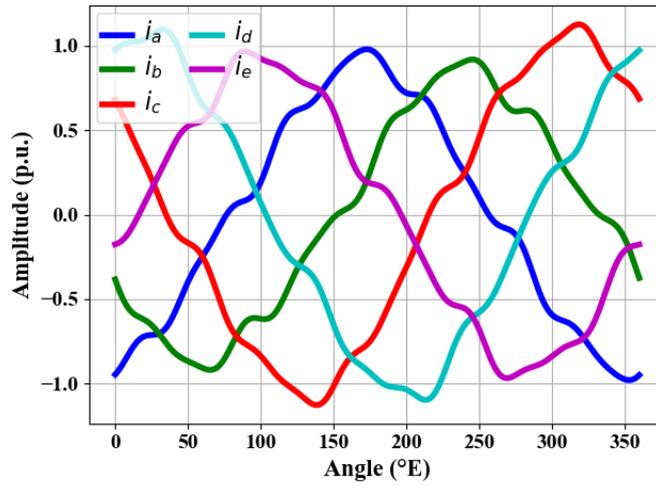


Figure 4.1 : Illustration de courants déséquilibrés dans la base naturelle abc

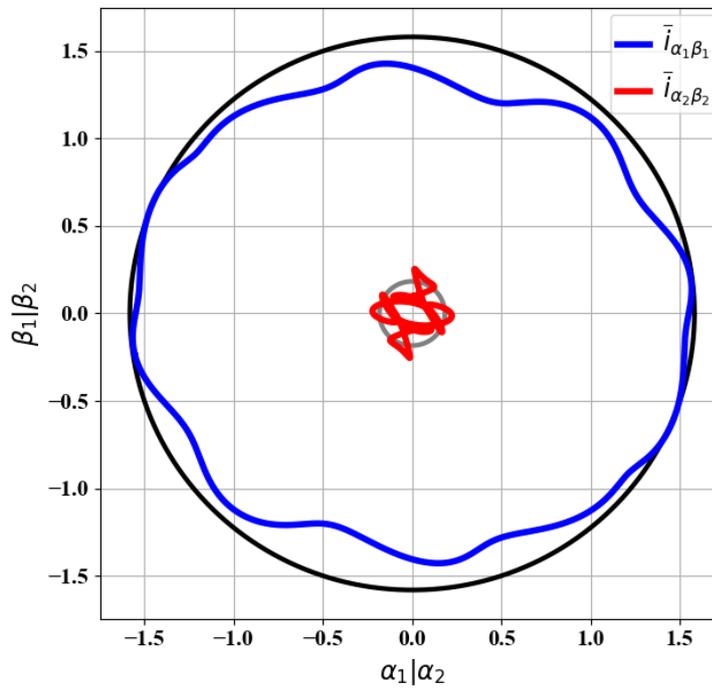


Figure 4.2 : Trajectoires du vecteur courant $\underline{i}_{\alpha\beta}$ lorsque les courants sont déséquilibrés⁷³

⁷³ Les cercles noir et gris sont simplement des repères visuels, correspondant respectivement au maximum de $|\underline{i}_{\alpha_1\beta_1}|$ et $|\underline{i}_{\alpha_2\beta_2}|$ dans un cas de vecteur courant équilibré.

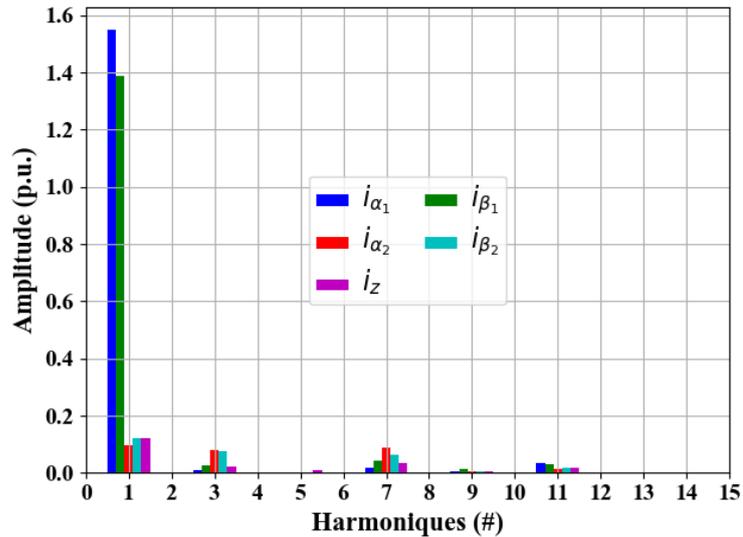


Figure 4.3 : FFT des courants dans la base $\alpha - \beta$ lorsque les courants sont déséquilibrés

Plus en amont, lorsque le déséquilibre constructif est correctement localisé, il est possible de le prendre en compte dans la modélisation de la machine. Il est alors possible de trouver de nouvelles matrices de changement de base, permettant de diagonaliser (a minima triangulariser) les matrices $[R^U]_{abc}$ et $[L^U]_{abc}$ déséquilibrées (exposant U pour *unbalanced*). Mais cela suppose une bonne connaissance du déséquilibre. Or, dans la pratique cela peut être très complexe, d'autant plus si le déséquilibre survient en cours de fonctionnement, auquel cas il faudra ajouter son identification en ligne.

4.1.1.2 Déséquilibres des phases sur le prototype

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

4.1.2 Impacts d'un défaut phase ouverte (OPF) et nécessité d'adaptation du contrôle

Nous rappelons ici que le défaut considéré est un défaut de phase ouverte (OPF). Nous avons vu au chapitre précédent que l'apparition d'un défaut pouvait engendrer de fortes contraintes sur le système (courant, tension) et des oscillations de couple importantes, en l'absence de changement du contrôle. Cette section vise à présenter les impacts du défaut, afin de pouvoir modifier le contrôle en conséquence.

Lors d'un OPF, le courant d'une des phases de la machine est nul, ce qui revient à imposer une contrainte supplémentaire sur le système et donc à réduire le nombre de degrés de liberté. La contribution au couple électromagnétique de la phase en défaut est alors inexistante, créant ainsi un « creux » de couple. A titre d'illustration, la Figure 4.11 donne les oscillations de couple induites par l'absence de courant dans une phase (phase A), en considérant que les autres courants sont inchangés par rapport au mode sain⁷⁶. Courants et fcems sont considérés purement sinusoïdaux. Avec ces hypothèses, la perte de couple et l'amplitude des oscillations sont respectivement de $1/n$ et de $2/n$ du couple nominal. On comprend alors pourquoi certains secteurs, comme le naval, utilise des machines qui peuvent aller à 13-ph ou 15-ph [226], [227]. Néanmoins, comme discuté auparavant, le nombre de phases est un paramètre d'optimisation pour les applications à forts volumes, comme l'automobile. De plus, il s'agit d'un cas idéalisé, puisque le maintien des courants dans les phases restantes est complexe et dépend grandement des paramètres de la machine, comme nous avons pu le voir dans les simulations des entraînements 5-ph, 6-ph et 7-ph (§3.3.2).

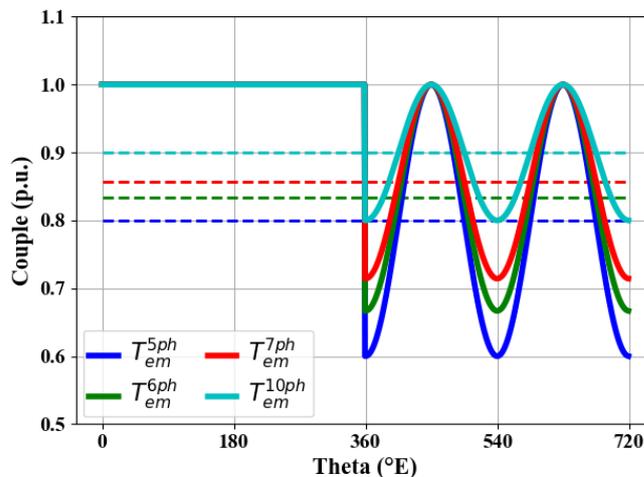


Figure 4.11 : Illustration du couple théorique après la perte d'une phase sans reconfiguration du contrôle

Afin de comprendre l'impact d'un OPF, prenons un vecteur \underline{X}_{abc} dont les composantes sont équilibrées et comportent des harmoniques de rang impairs. Définissons maintenant le vecteur \underline{X}_{abc}^F qui correspond au vecteur \underline{X}_{abc} dont la première composante est nulle (i.e. celle de phase A) et appliquons-lui la matrice de Clarke Généralisée. Les trajectoires du vecteur $\underline{X}_{\alpha\beta}^F$ dans les plans $\alpha_1 - \beta_1$ et $\alpha_2 - \beta_2$ sont représentées à la Figure 4.12, dans le cas d'une machine pentaphasée. Les trajectoires des vecteurs ne sont alors plus circulaires mais ellipsoïdales, rendant compte du déséquilibre. La Figure 4.13 donne quant à elle la FFT de chaque composante du vecteur

⁷⁶ A noter que pour une configuration étoile, cette contrainte est impossible à respecter à cause de la contrainte sur la composante homopolaire.

$\underline{X}_{\alpha\beta}^F$ dans les différents plans. Ainsi, après l'apparition d'un défaut, les machines fictives ne sont plus découplées : les harmoniques de rang 1,9 et 11 sont également projetés dans la machine secondaire et les harmoniques de rang 3, 7 et 13 sont aussi projetés dans la machine principale. Lors d'un défaut OPF, le vecteur \underline{X} peut être associé au vecteur courant \underline{i} . Le vecteur des fcems $\underline{\epsilon}$ lui n'est pas modifié et se projette toujours de la même manière. Comme le couple est donné par le produit scalaire des vecteurs $\underline{\epsilon}$ et \underline{i} , de nouvelles pulsations de couple de rangs pairs vont alors être générées (e.g. rangs 2 et 4 produits par l'interaction des harmoniques de rang 1 et 3).

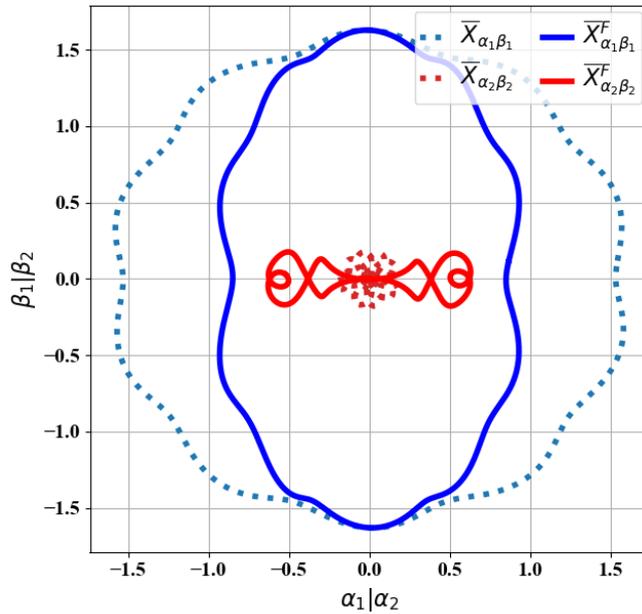


Figure 4.12 : Trajectoire du vecteur fcem en défaut $\underline{X}_{\alpha\beta}^F$ (phase A à zéro)

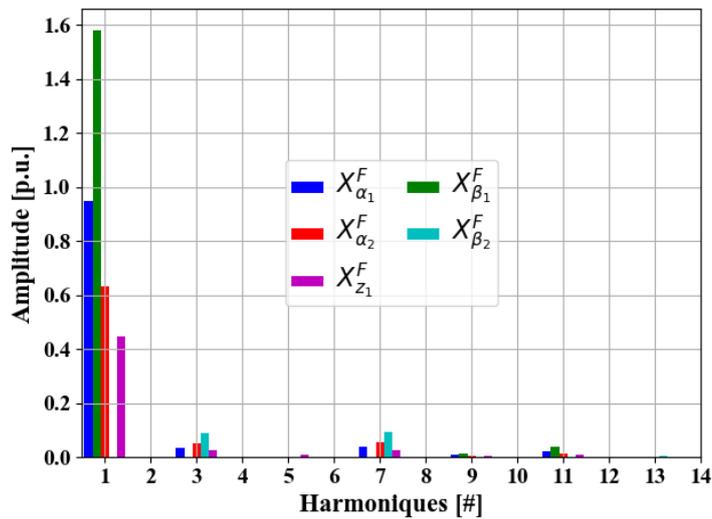


Figure 4.13 : FFT des différentes composantes du vecteur $\underline{X}_{\alpha\beta}^F$

Afin de maintenir la fonction de l'entraînement électrique après l'apparition d'un défaut 1OPF, il apparaît nécessaire de devoir reconfigurer le contrôle. Le manque de découplage entre les différents axes pour le contrôle ainsi que la non prise en compte de la perte d'un degré de liberté conduit généralement à des contraintes qui ne sont pas

acceptables pour l'entraînement électrique, comme nous avons pu l'illustrer au chapitre précédent (§3.3.2).

4.2 Deux approches différentes de contrôle en défaut

Deux approches (a priori différentes) sont alors possibles pour limiter les impacts du défaut et essayer de garantir un couple constant [110]. La première [96], [228]–[233] consiste à changer l'architecture du contrôle et à trouver une nouvelle base de découplage dans laquelle les références de courant pourront être conservées constantes en régime permanent. La seconde approche [60], [189], [108], [234] consiste à modifier la génération des références de courant, afin de compenser la perte de couple introduite par la phase en défaut, en conservant les transformations usuelles. Les deux options sont illustrées sur le schéma de contrôle illustré à la Figure 4.14.

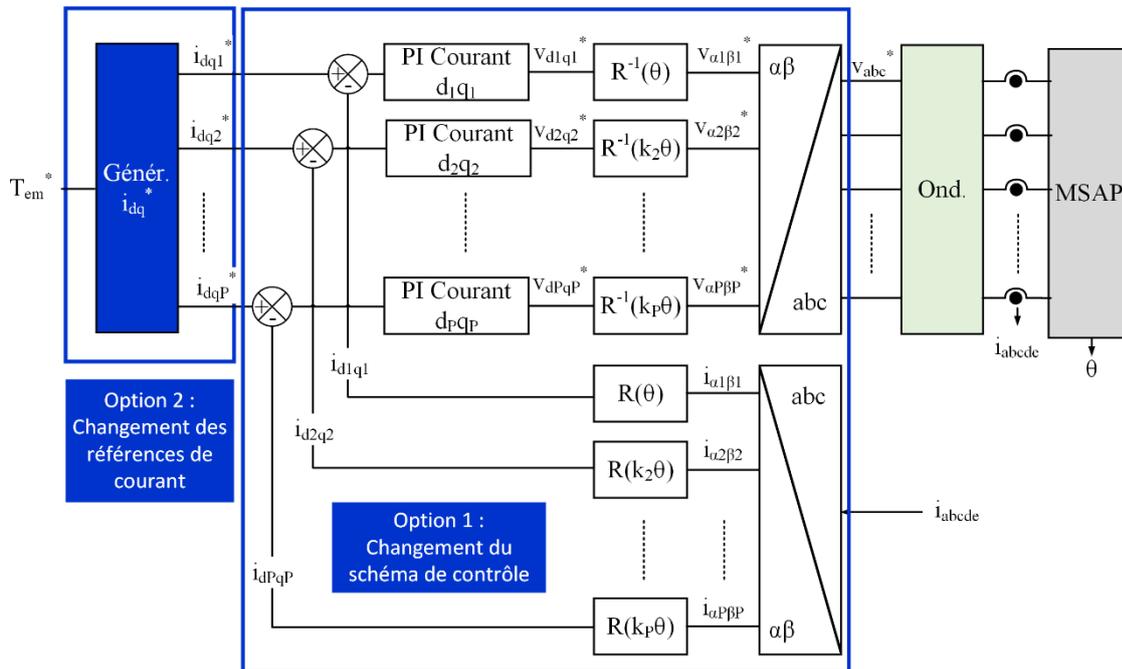


Figure 4.14 : Illustration des deux options possibles pour adapter le contrôle après défaut

4.2.1 Matrices de Clarke et Park d'ordre réduit

Nous avons vu précédemment qu'avec un défaut OPF, la phase en défaut ne contribue plus à la génération du couple. Par ailleurs, les termes $L_{XY} \frac{di_X}{dt}$, où X représente la phase en défaut, sont également nuls. Il est alors possible de modifier l'équation (3-4) en supprimant la ligne correspondant à la phase en défaut pour les grandeurs x_{abc} (courants, tensions, fcems) ainsi que la colonne pour les matrices $[R]$ et $[L]_{abc}$. Nous associons l'exposant « F » aux grandeurs et aux matrices, comme décrit dans l'équation (3-4).

$$\underline{v}_{abc}^F = [R]^F \underline{i}_{abc}^F + [L]^F_{abc} \frac{d(\underline{i}_{abc}^F)}{dt} + \underline{e}_{-abc}^F \tag{4-2}$$

En particulier, comme la matrice des inductances après défaut $[L]^F_{abc}$ est de taille (n-1) x (n-1), il est alors nécessaire de trouver une nouvelle matrice de changement de base afin de travailler dans un nouvel espace utile pour la commande, qui puisse

supprimer les couplages. Différents procédés existent et mènent à des bases différentes (e.g. seulement orthogonale ou bien orthonormale), néanmoins les approches pour y arriver sont globalement similaires. Des détails sont donnés à l'Annexe E, afin d'expliquer comment de telles matrices sont obtenues. A titre d'illustration, nous donnons une des matrices d'ordre réduit possible pour une machine pentaphasée en (4-3).

$$[T_5^F]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{pmatrix} \cos(\gamma) - 1 & \cos(2\gamma) - 1 & \cos(2\gamma) - 1 & \cos(\gamma) - 1 \\ \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & -\sin(2\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \sin(2\gamma) & \sin(4\gamma) & -\sin(4\gamma) & -\sin(2\gamma) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (4-3)$$

$$\gamma = 2\pi/5$$

Le principal intérêt de la méthode de changement de base a pour principal intérêt de permettre la conservation des références de courants dans la machine principale⁷⁷. Dans le cas 5-ph, il ne reste plus qu'une seule machine fictive diphasée. En effet, il ne reste plus qu'une seule composante à la machine fictive secondaire ($q_2^F = \beta_2^F$) et on préférera ainsi contrôler le courant correspond à zéro pour limiter les oscillations de couple.

A titre d'illustration, les références de courants dans la base naturelle ($\underline{i}_{abc}^{F-ref}$) sont calculées pour $i_{q_1}^{F-ref} = i_{q_1}^{ref}$ constant (seulement le fondamental), à partir de l'inverse de la matrice (4-3). Ces références sont illustrées à la Figure Annexe E.4, où les courants obtenus classiquement en mode sain sont également représentés. Nous pouvons constater dans un premier temps que les amplitudes sont plus élevées qu'en mode sain⁷⁸ et qu'elles ne sont pas similaires entre chacune des phases. En effet, après défaut, l'amplitude des phases C et D est multipliée par 1.26 et celle des phases B et E par 1.47. Les pertes ne seront pas équitablement partagées après défaut. Il est toutefois possible de trouver des matrices de changement de base permettant de garantir l'unicité des courants (par ortho-normalisation de la base [228]). Néanmoins, en fonction du choix de la matrice, même si les courants sont identiques, les pertes ne seront pas forcément minimisées au niveau global [230], [231]. En plus de la différence d'amplitude, nous pouvons également constater un décalage angulaire entre les références initiales (mode sain) et celles obtenues pour les phases en défaut. C'est ce décalage qui permet de conserver un champ tournant (trajectoire circulaire des courants dans le plan $\alpha_1^F - \beta_1^F$).

⁷⁷ Si le nombre de phase n est suffisamment important ($n > 5$), il serait possible de le généraliser à d'autres machines fictives.

⁷⁸ Le point de travail couple-vitesse est conservé

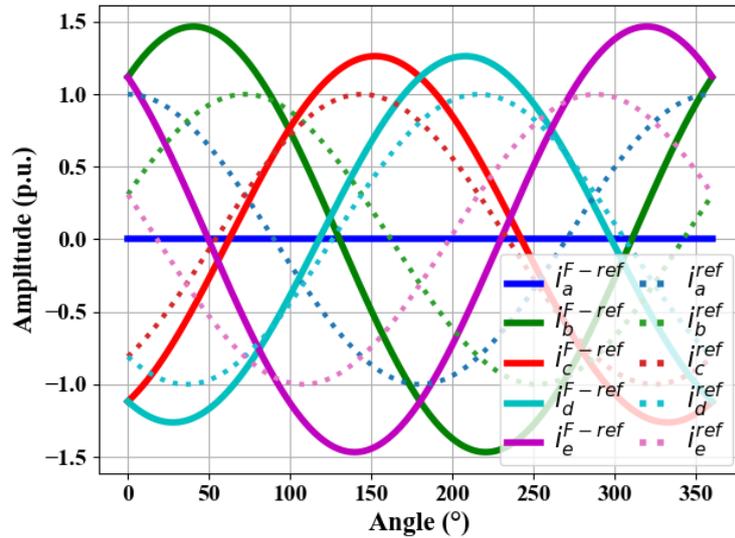


Figure 4.15 : Références des courants dans la base naturelle pour i_{q1}^{ref} constant après un défaut 10PF + changement de matrice (traits pleins) et sain (pointillés)

Le couple produit par les nouvelles références de courant est représenté à la Figure Annexe E.6, en considérant que les courants sont parfaitement régulés ($i_x = i_x^{ref}$) et en utilisant les fcems du prototype. Le couple en mode sain est également illustré à titre de comparaison (pour rappel les oscillations de rang 10 proviennent des composantes harmoniques de la fcem, en particulier interaction du h1 avec h9 et h11). Un premier constat est que le couple moyen est bien conservé et est identique au mode sain, sans que les références de courant dans la base $d^F - q^F$ n'aient été changées. En revanche, nous pouvons constater des oscillations de couple de rang pair de h2 à h14 qui ne sont pas présentes en mode sain. Ces harmoniques sont principalement dus aux harmoniques de la fcem dans la machine fictive secondaire M2 (voir Annexe E). Ces perturbations peuvent être compensées par l'ajout de termes *feedforward* [96]. C'est également le principe de l'ajout de correcteur neuronal que nous verrons plus tard dans ce chapitre.

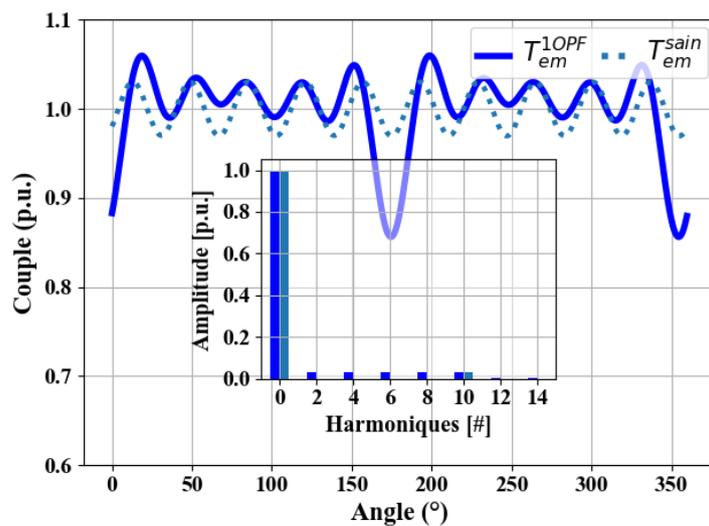


Figure 4.16 : Couple obtenu avec i_{q1}^{ref} constant après défaut 10PF et changement de matrice (traits pleins) et sain (pointillés) et FFT des signaux associés

Le principal inconvénient de cette méthode de changement de base, est qu'elle est dépendante de la phase en défaut. Dans les exemples précédents, nous avons considéré que la phase A était en défaut et nous avons adapté la matrice de Clarke généralisée en conséquence. Si une autre phase avait été en défaut, il aurait alors fallu répéter la démarche pour aboutir à une autre matrice. Néanmoins, une méthode de permutation de l'ordre des phases est possible afin d'utiliser une matrice unique, comme cela a été proposé dans [96].

Il est également possible de définir des matrices d'ordre réduit au-delà d'un seul défaut OPF, en adaptant de nouveau la matrice de Clarke généralisée. Dans un cas général, s'il reste suffisamment de degrés de liberté restants, plus le nombre de phases en défaut est important, plus il existera de matrices différentes car les écarts angulaires entre les phases restantes ne seront pas forcément identiques. Nous avons pu voir la différence de résultats (sans reconfiguration) entre les défauts 2OPF-A et 2OPF-NA au chapitre précédent (ref §3.3.2). Il est donc mathématiquement possible de trouver des matrices d'ordre réduit permettant de garantir en théorie un champ tournant circulaire et un couple constant, à la condition qu'il reste au minimum deux courants indépendants. En revanche, cela signifie une modification relativement importante de l'architecture de contrôle commande comme présenté à la Figure 3.11.

4.2.2 Adaptation des références des régulateurs de courant

Nous venons de voir qu'une première méthode consiste à adapter le contrôle après l'apparition d'un défaut, en prenant en compte la perte de degré de liberté par l'intermédiaire d'un changement de la base de travail. La seconde méthode consiste à conserver les matrices usuelles de transformation, mais à modifier les références de courant. En effet, après un défaut d'alimentation, nous avons toujours le même vecteur de fem sur lequel nous pouvons appliquer les transformations classiques. Par contre le vecteur courant est lui modifié. Si les références de courant sont conservées dans la base $d - q$, une fois dans la base naturelle, cela revient à vouloir appliquer un courant nul dans la phase en défaut. Les régulateurs vont donc essayer de contrôler une variable qui ne peut pas l'être et c'est ce qui explique les oscillations importantes que l'on peut constater sans reconfiguration.

Un premier élément à prendre en considération est donc la perte du degré de liberté lorsque l'on génère les références de courant. Ainsi les références appliquées dans la base $d - q$ doivent se retranscrire dans la base naturelle par un courant nul dans la phase en défaut et des courants « cohérents » pour les phases restantes. Ici la notion de cohérence revient à bien prendre en compte les contraintes du système. Par exemple, dans le cas d'un défaut sur la phase X, si la machine polyphasée possède un neutre, nous devons respecter la condition $\sum_{k \neq x}^n i_k = i_z = 0$. Sans changement de référence, cette contrainte n'est pas respectée car $i_k(\theta) = \cos(\theta - k2\pi/n + \phi)$. Il est alors nécessaire de prendre en compte cet aspect. De plus, si nous souhaitons conserver un couple le plus constant possible, il est également nécessaire de produire un champ tournant et donc assurer trajectoire circulaire des courants, a minima dans le plan $\alpha_1 - \beta_1$.

Nous avons également pu voir que si l'on restait dans la base de découplage initiale, en utilisant la matrice de transformation classique, des couplages existaient entre les différentes machines fictives, comme l'illustre la Figure 4.13. Cela signifie très concrètement que lorsque l'on va réguler les courants i_{d_x} et i_{q_x} dans une machine fictive, des perturbations sinusoïdales en $m\theta$ vont apparaître. Par exemple, dans le cas d'une machine pentaphasée, on pourra retrouver dans la machine principale des perturbations en 2θ et 4θ , qui proviennent de l'harmonique de rang 3. L'amplitude de ces perturbations dépend du ratio des amplitudes des composantes harmoniques de la fcm. Les

régulateurs PI utilisés classiquement ne pourront rejeter que partiellement ces perturbations oscillantes en fonction de leur bande passante. Il est alors souvent nécessaire de rajouter des termes de compensation pour arriver à des performances de régulation satisfaisantes.

Dans cette thèse, nous privilégierons cette approche de changement des références plutôt que de changement de matrice. Ce choix est justifié par une intégration dans le schéma de contrôle (Figure 3.11) qui apparaît plus simple que le changement de matrice. Même s'il est possible, dans le cas d'un défaut 1OPF, d'utiliser une matrice d'ordre réduit indépendante de la phase en défaut [96], il est tout de même nécessaire de modifier le nombre de régulateurs utilisés. Ce n'est pas le cas avec l'approche de changement de références de courant, puisque le schéma de contrôle n'est pas changé, seuls des termes de découplage peuvent être rajoutés. Néanmoins, comme nous l'avons évoqué précédemment, des termes de compensation sont également parfois nécessaires avec l'approche des matrices d'ordre réduit, pour atténuer les pulsations de couple (cf. Figure 4.16). Le choix est également motivé par une plus grande liberté dans le choix des références. C'est-à-dire qu'il nous paraît plus simple de choisir les références de courant après défaut dans chaque machine fictive, en fonction du contenu harmonique des f_{cems} , plutôt que de trouver de nouvelles bases ayant de bonnes propriétés [233]. C'est pourquoi dans la suite de chapitre, nous détaillerons cette approche avec différentes générations de références de courant et stratégies de compensation.

4.3 Choix des références de courant après défaut

4.3.1 Solution analytique pour conserver un champ tournant circulaire

Une première approche de changement de références après l'apparition de défaut a été proposée dès les années 1990 dans [60]. Elle se base sur le maintien de la génération d'un champ tournant au stator (force magnétomotrice) identique à celui avant l'apparition d'un défaut, en ne considérant a priori que le premier harmonique. Dans la base naturelle abc , en considérant que la phase A est en défaut, cela revient à imposer des références de courant $i_k^{ref-F}(\theta)$ (l'exposant F est indiqué pour représenter les références en mode de défaut) qui respecte l'équation ci-dessous :

$$i_b^{ref-F}(\theta) \underline{a}^1 + i_c^{ref-F}(\theta) \underline{a}^2 + \dots + i_n^{ref-F}(\theta) \underline{a}^{n-1} = \frac{n}{2} I e^{j\theta} \quad (4-4)$$

Où $\underline{a}^k = e^{k \times j \frac{2\pi}{n}}$ et I représente l'amplitude des courants dans la base naturelle abc . En faisant le lien avec les quantités \underline{a}^k et les deux premières lignes de la matrice de Clarke généralisée $[T]^{-1}$, nous pouvons réécrire (4-4) en utilisant les composantes α_1 et β_1 (correspondant respectivement à la partie réelle et partie imaginaire de (4-4)), comme ci-dessous :

$$i_{\alpha_1}^{ref-F}(\theta) = I \cos(\theta) \quad (4-5)$$

$$i_{\beta_1}^{ref-F}(\theta) = I \sin(\theta) \quad (4-6)$$

En effet, la méthode proposée dans [60], revient à fixer une trajectoire purement circulaire des courants dans le plan $\alpha_1 - \beta_1$. Il est alors possible de faire un parallèle entre cette méthode et les méthodes utilisant des matrices d'ordre réduit, en ne considérant que le fondamental (aucun autre harmonique de courant dans $\alpha_1 - \beta_1$). A partir de (4-5) et (4-6), il est alors possible de remonter aux références de courants dans

la base naturelle $i_k^{ref-F}(\theta)$ de manière analytique en résolvant ce système d'équations. Cependant, l'imposition du champ tournant n'impose que deux contraintes sur les n-1 courants restants (sans considérer de contrainte sur le courant homopolaire). Après la contrainte sur l'imposition d'un champ tournant, il est alors possible d'en rajouter d'autres. Nous proposons ici de détailler deux méthodes proposées dans [60], pour le cas 5-ph après 1OPF et de détailler leurs différences.

La première méthode, notée F_1 consiste à créer un champ tournant de manière relativement simple, en ajoutant à chacun des courants restants, le courant de la phase en défaut. Ce faisant, l'équation (4-4) est garantie, mais cela impose la circulation d'un courant homopolaire. La seconde méthode, notée F_2 , impose les deux contraintes associées à (4-5) et (4-6), ainsi que deux contraintes supplémentaires sur les courants restants : $i_b^{ref-F_2} = -i_d^{ref-F_2}$ et $i_c^{ref-F_2} = -i_e^{ref-F_2}$. Ces deux dernières contraintes permettent également d'assurer un courant homopolaire nul. La Figure 4.17 représente de manière graphique (phaseurs complexes) ces deux options.

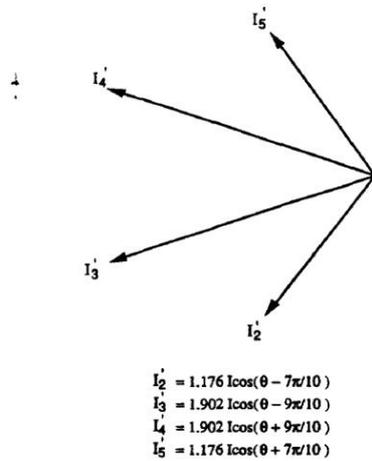


Fig. 3. Phasor diagram of the remaining four phases that will keep the rotating MMF unchanged after phase a is open circuited.

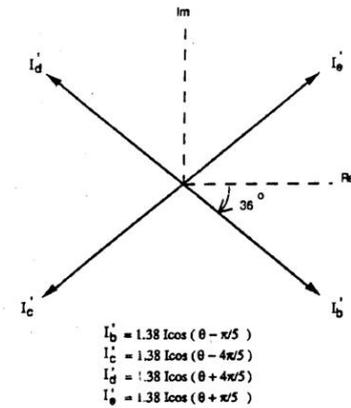


Fig. 4. Phasor diagram of the desired currents for the remaining four healthy phases when phase a of a five-phase motor is open circuited.

Figure 4.17 : Illustration des méthodes Lipo F_1 et F_2 , tirées de [60]

Les deux méthodes F_1 et F_2 permettent donc d'assurer un champ tournant après défaut et donc une trajectoire circulaire des courants dans le plan $\alpha_1 - \beta_1$, comme l'illustre la Figure 4.18. En revanche, nous pouvons constater que les composantes α_2 et β_2 sont nulles pour F_1 alors que ce n'est pas le cas pour F_2 . En effet, les degrés de liberté restants n'ont pas été utilisés de la même manière. Même si $i_{\alpha_2}^{ref-F_1} = i_{\beta_2}^{ref-F_1} = 0$, la composante homopolaire est très importante, comme l'atteste la Figure 4.19. De plus les amplitudes de courant dans la base naturelle ne sont pas identiques et atteignent 1.9 fois l'amplitude du courant en mode sain pour deux courants. En pratique, même si un courant homopolaire peut circuler (convertisseur à ponts en H), il sera préférable d'utiliser la méthode F_2 , dans laquelle les amplitudes du courant sont identiques et où le déphasage (angle électrique) des phases restantes en défaut est proche (voir identique) au mode sain. La Figure 4.20 et la Figure 4.21 représentent respectivement les courants dans la base naturelle abc pour la méthode F_1 et la méthode F_2 .

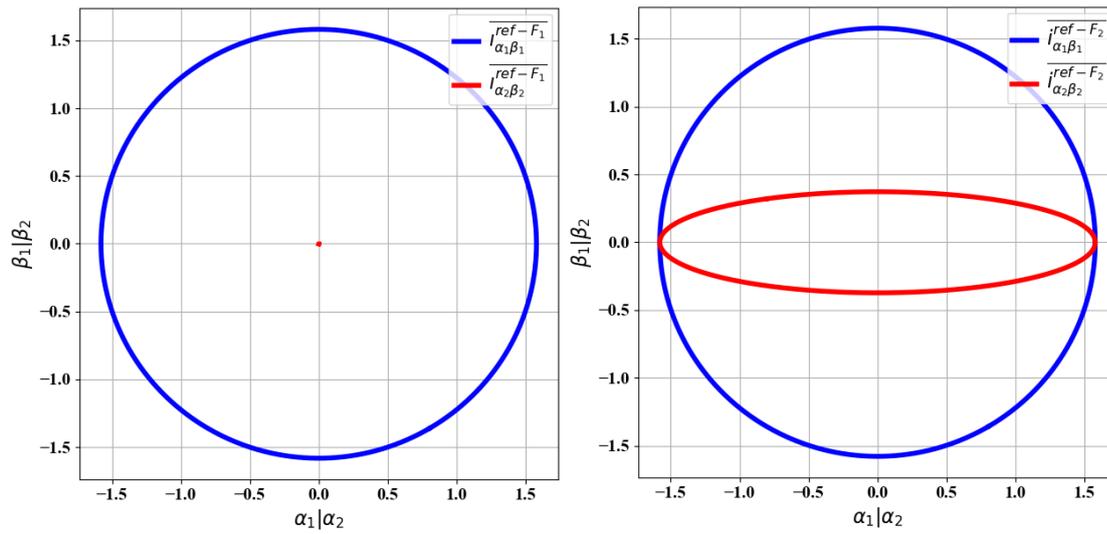


Figure 4.18 : Trajectoire des courants de référence avec méthode Lipo dans la base $\alpha - \beta$, sans contrainte des amplitudes F_1 (gauche) et avec mêmes amplitudes F_2 (droite)

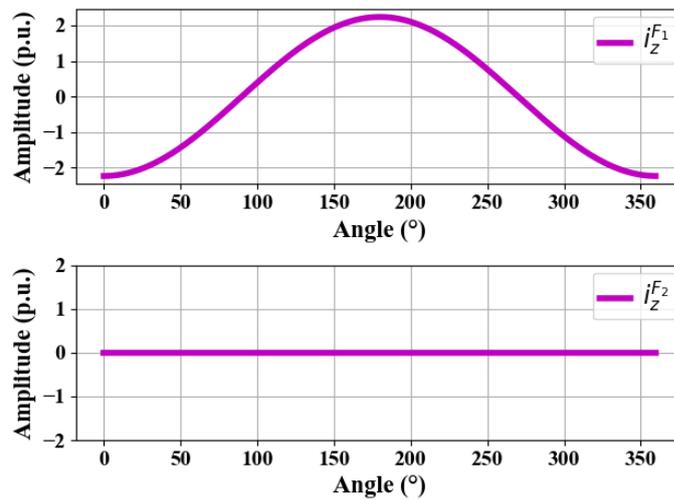


Figure 4.19 : Composante homopolaire du courant avec la méthode dite Lipo sans contrainte sur l'amplitude des courants F_1 (haut) et avec même amplitude F_2 (bas)

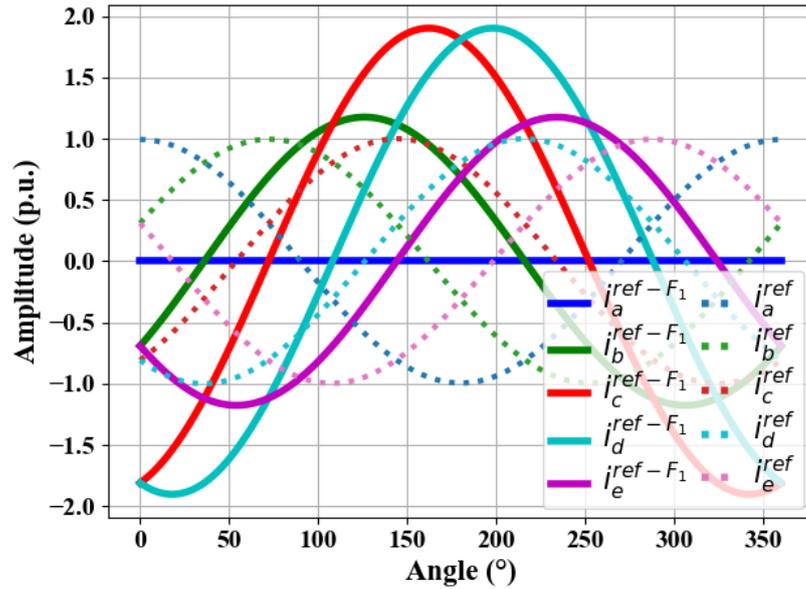


Figure 4.20 : Références des courants dans la base naturelle après défaut avec la méthode Lipo F_1 , en n'imposant aucune contrainte sur l'amplitude des courants (traits pleins) et en mode sain (pointillés)

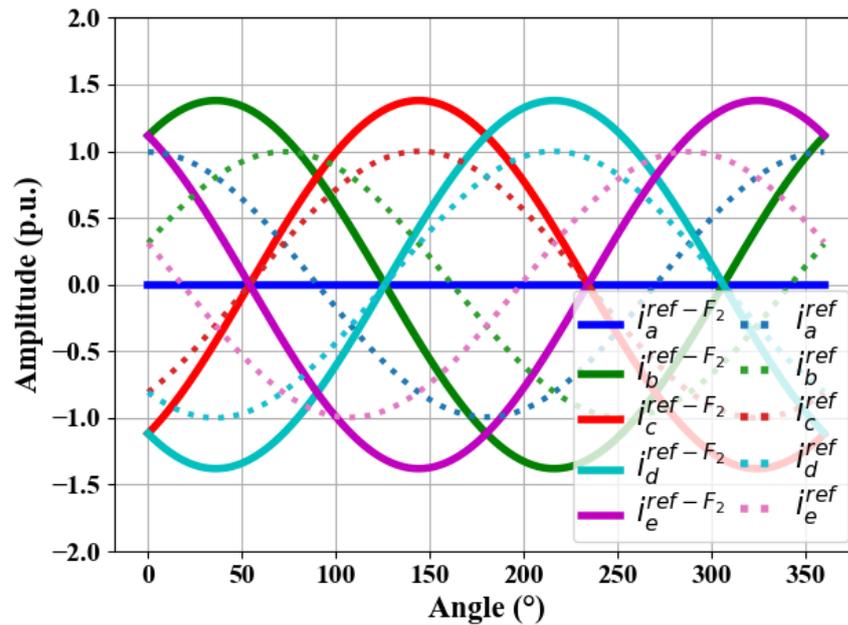


Figure 4.21 : Références des courants dans la base naturelle après défaut avec la méthode Lipo F_2 , en imposant la même amplitude des courants (traits pleins) et en mode sain (pointillés)

Dans la suite, seule la méthode type F_2 sera retenue et nous l'appellerons *méthode/stratégie Lipo* du nom d'un des auteurs de [60]. Cette méthode avait été proposée initialement pour des machines à induction dans lesquelles seul le fondamental était présent. L'approche ainsi proposée garantit alors le même couple constant qu'en mode sain. Pour une machine polyphasée, si les fcems sont purement sinusoïdales, alors nous retrouverions le même résultat. Cependant, comme c'était déjà le cas avec le contrôle en défaut utilisant les matrices d'ordre réduit, si les fcems ne sont pas sinusoïdales alors nous retrouvons des pulsations de couple parasites (cf. Figure

Annexe E.). Pour visualiser ce phénomène, le couple théorique en utilisant les références de courant Lipo est tracé à la Figure 4.22. Le couple est calculé à partir des fcems obtenues sur le prototype. Nous pouvons ainsi remarquer que la courbe obtenue est proche de celle obtenue en Figure Annexe E., avec la présence d'oscillations de rang pair autre que 10. A noter que la stratégie F_1 conduit à moins d'oscillations de couple (non représenté sur Figure 4.22) car aucun courant n'est généré dans $\alpha_2 - \beta_2$, néanmoins cela suppose que les courants soient parfaitement régulés, qu'un courant homopolaire puisse circuler et que l'entraînement polyphasé puisse supporter jusqu'à 1.91^2 de pertes supplémentaires par phase.

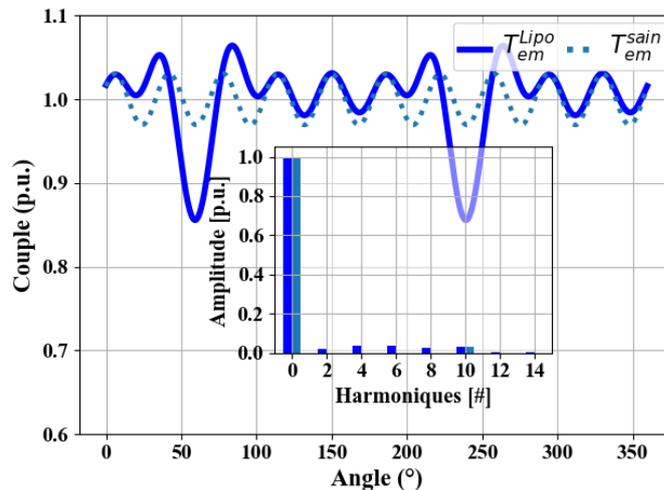


Figure 4.22 : Couple obtenu après défaut 1OPF avec la méthode Lipo (traits pleins) et couple en mode sain (pointillés) et FFT des signaux associés

Comme les courants sont généralement contrôlés dans la base $d - q$, il est utile de savoir quelles références de composantes nous imposons dans cette base avec la méthode Lipo. La Figure 4.23 permet ainsi de vérifier que pour la machine fictive M1 nous avons des références de courant purement constantes, car nous ne considérons qu'un seul harmonique. En revanche, tous les efforts sont reportés sur la machine fictive secondaire, dans le sens où les références de courant sont désormais oscillantes (rang 2 et rang 4) et d'amplitude relativement élevées. Si la machine ne possède pas d'harmoniques de fcems dans cette machine fictive, cela n'aura que peu d'impact sur le couple, ce qui n'est pas le cas de la machine prototypée. La Figure 4.24 représente le couple généré par chaque machine fictive⁷⁹, où nous pouvons constater de faibles oscillations attendues dans la machine M1 (interaction du fondamental avec les harmoniques de rang 9 et 11 de fcem) et de plus fortes oscillations dans la machine secondaire M2. Le couple moyen généré par M2 est bien nul, mais l'interaction des harmoniques de courant de rang 2 et 4 avec les fcems génèrent des oscillations de couple non négligeables. Même si les fcems sont plus faibles dans M2, les amplitudes de courant sont élevées, ce qui explique de telles oscillations.

⁷⁹ Il s'agit là encore de couples théoriques, dans le cas où les régulateurs arriveraient parfaitement à réguler les courants de référence.

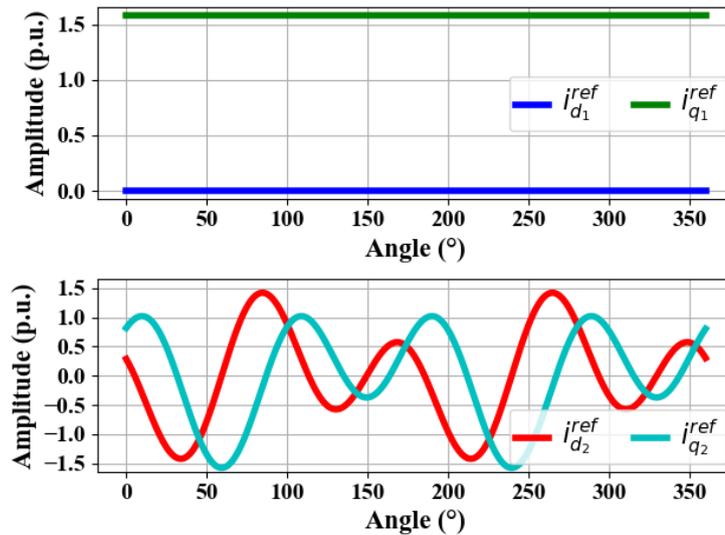


Figure 4.23 : Références de courant avec la méthode Lipo dans la base $d - q$ (haut : machine fictive M1 / bas : machine fictive M2)

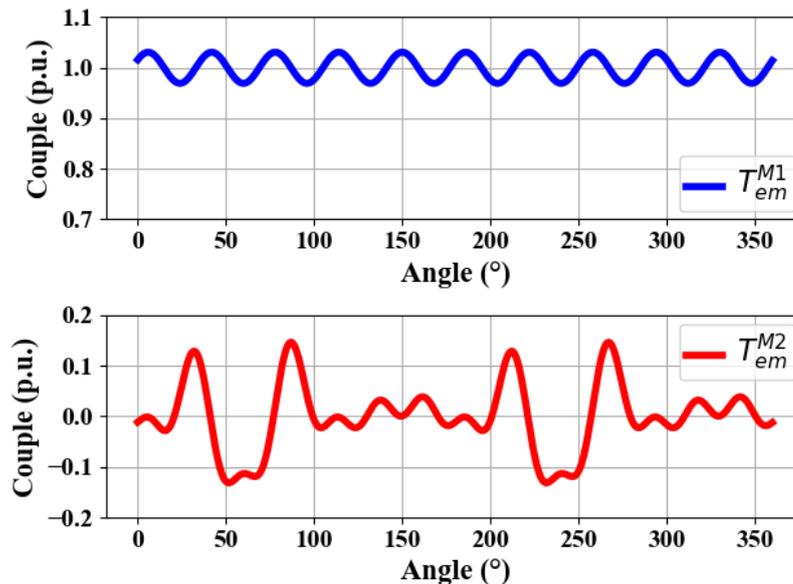


Figure 4.24 : Couple généré par chaque machine fictive avec la méthode Lipo (haut : machine fictive M1 / bas : machine fictive M2)

La méthode Lipo est donc intéressante pour deux principales raisons. Premièrement, elle permet de limiter les efforts des régulateurs dans la machine principale M1, c'est-à-dire celle qui produit la majorité du couple, car les références de courant y sont constantes. Deuxièmement, elle permet de conserver des amplitudes de courant constantes⁸⁰, ce qui permet ainsi de répartir les pertes équitablement entre les différentes phases restantes. Les pertes ne dépendront donc pas de la phase en défaut, ce qui diminue les efforts de (sur)dimensionnement du système de refroidissement, qui doit être conçu pour supporter le pire cas. A contrario, nous avons vu que si les f_{cems} ne sont pas parfaitement sinusoïdales, et en particulier si les machines fictives $M_{k,k \neq 1}$ possèdent des harmoniques non négligeables, cela engendrera nécessairement des

⁸⁰ Il est possible d'arriver à des références similaires pour $n > 3, n \neq 5$

oscillations de couple. Ce constat est à rapprocher de la notion de machine fictive « creuse », dans lesquelles peu ou pas d'harmoniques sont projetés. Si les amplitudes des références de courant sont importantes et comportent beaucoup d'harmoniques dans ces machines creuses, cela n'aura que très peu ou pas d'impact sur les oscillations de couple global. Après l'apparition d'un défaut et en utilisant la méthode Lipo, il est alors avantageux d'avoir des fcems quasi sinusoïdales pour limiter les oscillations de couple dans les machines fictives « creuses » et donc les oscillations de couple global. En revanche, cela signifie des contraintes supplémentaires sur la conception de la machine, en particulier avec l'utilisation de bobinages concentriques dentaires.

Les stratégies de contrôle en défaut seront évaluées sur le prototype de thèse, dans une configuration double pentaphasé (10-ph avec deux neutres isolés). Nous rappelons que pour les systèmes multi étoiles, il existe deux types de contrôle dits MS (cf. Figure 3.20) et VSD (cf. Figure 3.21). Pour le cas MS, comme les deux étoiles sont pilotées séparément, la méthode Lipo 5-ph développée dans cette section est alors directement applicable. Il est possible d'utiliser cette méthode uniquement sur l'étoile en défaut et de ne pas modifier les références de l'étoile saine. Si la génération de couple est équitablement répartie entre les deux étoiles, cela conduit à un déséquilibre des pertes Joule, avec des pertes plus élevées de 48% dans l'étoile en défaut, si on ne considère que le fondamental⁸¹. Néanmoins, avec l'approche MS il est possible de faire du *power sharing* [205] pour équilibrer les pertes entre l'étoile saine, dans laquelle on peut augmenter la production de couple après défaut, et l'étoile en défaut, où l'on peut la réduire. Cette approche est décrite ci-dessous, dans le cas où seul le fondamental est utilisé (même pour l'étoile saine) :

$$T_{em}^{s1} = k_r T_{em}^{Tot} \text{ \& } T_{em}^{s2} = (1 - k_r) T_{em}^{Tot} \quad (4-7)$$

$$P_J^{s1} = P_J^{s2} \quad (4-8)$$

$$\equiv 4 \times (k_r \times 1.38)^2 = 5 \times (1 - k_r)^2$$

$$k_r = \frac{\sqrt{5}}{2 \times 1.38 + \sqrt{5}} \simeq 0.448 \quad (4-9)$$

L'exposant *s1* désigne la première étoile que nous considérons en défaut, tandis que *s2* désigne la seconde étoile qui est saine. Le coefficient k_r désigne le coefficient de répartition de couple entre les deux étoiles comme défini en (4-7). L'équilibre des pertes Joule (4-8), conduit à la production d'environ 45% du couple total par l'étoile en défaut et de 55% de l'étoile saine. Sans équilibrer les pertes entre les deux étoiles, les pertes totales (somme de chacune des étoiles) augmentent de 26% par rapport au mode sain. Avec une répartition équilibrée des pertes entre chaque étoile, cela conduit à une augmentation des pertes totales de seulement 22% après défaut. A noter que ce faible changement dans la répartition du couple entre les deux étoiles ne change que très peu les oscillations de couple. En effet, pour voir une différence notable il faut avoir une répartition au moins 40% étoile 1 et 60% étoile 2, ce qui n'a plus forcément d'intérêt d'un point de vue thermique. Néanmoins, le coefficient k_r constitue un élément de réglage après défaut.

Avec l'approche VSD, nous rappelons que la machine est contrôlée comme une machine 10-ph (avec deux neutres isolés). Comme les phases sont équitablement réparties (configuration symétrique), il est possible d'appliquer la même stratégie que

⁸¹ $\frac{P_J^{Lipo} - P_J^{sain}}{P_J^{sain}} = \frac{4\left(\frac{1.38I}{\sqrt{2}}\right)^2 - 5\left(\frac{I}{\sqrt{2}}\right)^2}{5\left(\frac{I}{\sqrt{2}}\right)^2} \simeq +52\%$

dans le cas 5-ph, en changeant le déphasage et l'amplitude des courants $i_{b_1}^{ref-F}$ et $i_{e_1}^{ref-F}$, sans toucher aux autres courants⁸². Néanmoins, nous pouvons profiter des degrés de liberté supplémentaires pour assurer que chaque courant dans la base abc ait la même amplitude. Ce qui conduit à une augmentation de l'amplitude de chaque phase de 1.16 et donc à une augmentation des pertes de 21.6% par rapport au mode sain. Les références de courant correspondantes dans la base $d - q$ sont illustrées à la Figure 4.25. Là encore nous pouvons vérifier que les références de courant dans M1 sont inchangées par rapport au mode sain⁸³. En revanche, comme dans le cas 5-ph, les références de courant dans les autres machines fictives sont désormais oscillantes. Les machines M2 et M4 ne produiront a priori pas de couple (aucun harmonique pair de f_{cem}), tandis que la machine M3 induira des oscillations de couple, comme pour le cas 5-ph.

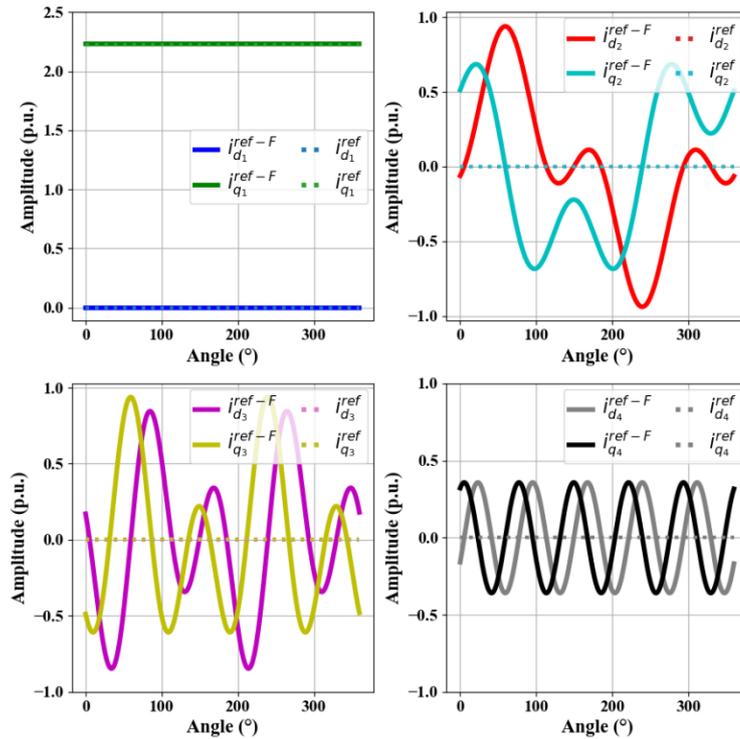


Figure 4.25 : Courants de référence dans la base $d - q$, dans chaque machine fictive, avec la stratégie Lipo et l'approche VSD (trait plein) et courant de références en mode sain (pointillés)⁸³

Afin de se rendre compte concrètement de ce qu'implique l'utilisation de l'approche MS ou VSD, les références de courant dans la base naturelle abc sont tracées à la Figure 4.26⁸⁴. Comme l'approche VSD est globale, les courants dans chacune des étoiles sont modifiés, tandis qu'avec l'approche MS, seuls les courants de l'étoile en défaut sont modifiés pour compenser la phase manquante. Si ces deux approches de contrôle pour la même machine sont légèrement différentes quant aux courants générés (et donc les pertes associées), elles donnent des oscillations de couple très proches, en attestent la Figure 4.27 et le Tableau 4.1. Néanmoins, le couple représenté ici est bien le

⁸² On considère néanmoins toujours que le fondamental.

⁸³ Il ne faut pas s'étonner de l'amplitude dans la base $\alpha - \beta$ et $d - q$, qui sont multipliées par $\sqrt{10/2} \approx 2.24$ par rapport aux amplitudes dans abc .

⁸⁴ Pour l'approche MS, seuls les courants de l'étoile en défaut sont modifiés (non équilibre des pertes entre les deux étoiles).

couple théorique, en considérant que les courants sont parfaitement régulés à leur valeur de référence. Comme l'approche MS ne rend pas compte des couplages qui peuvent exister entre les deux étoiles, il est possible que cet effet soit accentué après l'apparition d'un défaut. Des essais expérimentaux ont été menés pour comparer ces deux approches, et seront présentés dans ce chapitre (voir §4.5.1).

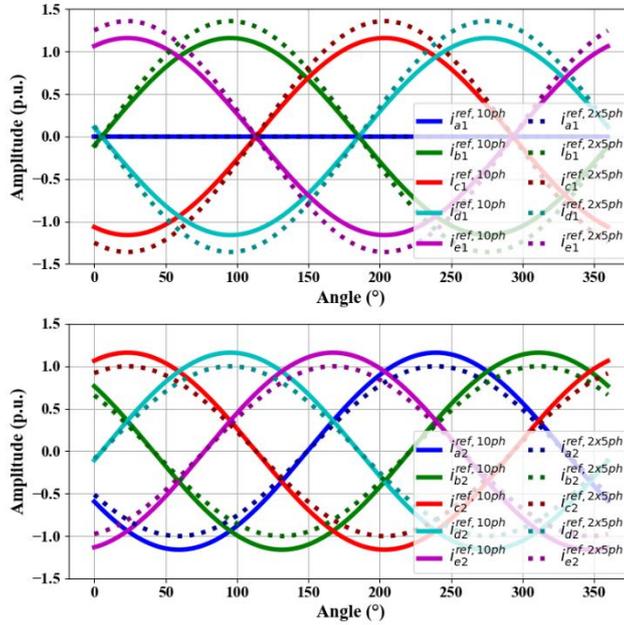


Figure 4.26 : Comparaison références de courant générées avec la stratégie Lipo, pour l'approche VSD (10ph) et MS (2x5ph) ; pour chacune des étoiles (haut : étoile 1 en défaut ; bas : étoile 2 saine)

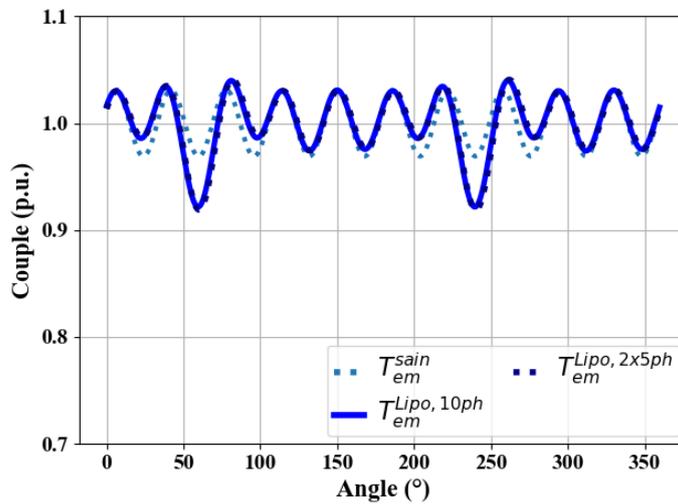


Figure 4.27 : Couple théorique obtenu avec la stratégie Lipo, pour l'approche VSD (10ph) et MS (2x5ph)

	5ph		10ph / 2x5ph			
	Sain	Lipo	Sain (10ph & 2x5ph)	Lipo VSD (10ph)	Lipo MS (2x5ph)	Lipo MS (2x5ph) repart. Couple
Ond. de couple	5.40%	15.31%	5.40%	11.80%	12.95%	12.17%
Pertes Joule Totales (p.u.)	1.00	1.53	1.00	1.22	1.26	1.22
Courant Pic Maxi. (p.u.)	1.00	1.38	1.00	1.16	1.36	1.22

Tableau 4.1 : Résumé des performances obtenues avec la méthode Lipo après un défaut 1OPF, dans un cas 5-ph et 10-ph

En cas de plusieurs défauts OPF, il est possible de réutiliser la même méthodologie. Les références de courant sont de nouveau calculées de sorte à conserver un champ tournant à partir des phases restantes. Il faut néanmoins un nombre suffisant de courants indépendants, a minima deux, pour pouvoir générer ce champ tournant circulaire (imposition de i_{α_1} et i_{β_1}).

Nous avons illustré dans la méthode Lipo dans le cas d'un défaut 1OPF pour une machine 5-ph et 10-ph. Le but premier de la méthode est d'imposer un champ tournant, en ne considérant que le premier harmonique (trajectoire circulaire dans le plan $\alpha_1 - \beta_1$). Or nous avons vu qu'il est possible d'imposer d'autres contraintes. Pour un nombre n suffisamment élevé, il serait donc possible de choisir des contraintes additionnelles, non pas pour assurer des amplitudes constantes, mais pour imposer une trajectoire circulaire des courants dans $\alpha_{k,k \neq 1} - \beta_{k,k \neq 1}$, associé à une composante harmonique importante de la f_{cem} . Ainsi, il serait possible de bénéficier d'autres harmoniques que le fondamental pour générer du couple après l'apparition de défauts. Cette prise en compte de plusieurs harmoniques fait partie intégrante de la prochaine stratégie de génération de références de courant développée dans la section suivante.

4.3.2 Approche vectorielle : MTPA en défaut

Nous avons vu au chapitre précédent qu'il était possible de générer de manière simple les références de courant par le biais de l'approche vectorielle. Cette approche traduisait la maximisation du couple lorsque les vecteurs f_{cem} s et courant étaient parfaitement colinéaires.

Après l'apparition d'un défaut 1OPF, il n'est plus possible d'utiliser l'approche vectorielle telle que décrite dans (3-20). Nous allons détailler ci-dessous le moyen d'adapter la génération des références de courant après l'apparition d'un défaut. Cette approche a été initiée dans [189]. Avec l'absence de courant dans la phase en défaut, la f_{cem} correspondante ne peut plus servir à produire du couple. Pour prendre ceci en compte, nous définissons d'abord un vecteur \underline{A}_{abc}^F comme ci-dessous, qui rend compte des phases en défaut :

$$\underline{A}_{abc}^F = \begin{pmatrix} a_a^F \\ \vdots \\ a_n^F \end{pmatrix}, a_k^F = \begin{cases} 0 & \text{si } k \text{ est en défaut} \\ 1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4-10)$$

Ensuite, nous définissons un nouveau vecteur des fcems $\underline{\epsilon}_{abc}^{OPF}$ dont les composantes sont uniquement les fcems des phases encore saines :

$$\underline{\epsilon}_{abc}^{OPF} = (\underline{A}_{abc}^F)^t \cdot \underline{\epsilon}_{abc} = \begin{pmatrix} \epsilon_a^{OPF} \\ \vdots \\ \epsilon_n^{OPF} \end{pmatrix} \quad (4-11)$$

Ce nouveau vecteur pourrait être directement utilisé pour générer les références de couple comme selon (3-20), mais si la machine est connectée en étoile (un ou plusieurs neutres), il est nécessaire de le prendre en compte afin de pouvoir générer in fine des références de courant réalisables par l'entraînement. Nous définissons le quantité ϵ_{abc}^z comme ci-dessous :

$$\epsilon_{abc}^z = \frac{\sum_{k=a}^n \epsilon_k^{OPF}}{n - \underline{A}_{abc}^F \cdot \underline{A}_{abc}} \quad (4-12)$$

Le produit $\underline{A}_{abc}^F \cdot \underline{A}_{abc}$ correspond au nombre de phases en défaut. Le vecteur $\underline{\epsilon}_{abc}^z$ doit être soustrait du vecteur pour $\underline{\epsilon}_{abc}^{OPF}$ pour obtenir un nouveau vecteur que nous noterons $\underline{\epsilon}_{abc}^{acc}$, où l'exposant « acc » correspond aux phases accessibles. Nous pouvons alors définir ce vecteur de la sorte :

$$\underline{\epsilon}_{abc}^{acc} = \begin{cases} \underline{\epsilon}_{abc}^{OPF} - \epsilon_{abc}^z & \text{si la machine est connectée en étoile} \\ \underline{\epsilon}_{abc}^{OPF} & \text{sinon} \end{cases} \quad (4-13)$$

Il est alors possible de réécrire (3-20) avec ce nouveau vecteur $\underline{\epsilon}_{abc}^{acc}$:

$$\underline{i}_{abc}^{ref-F} = T_{em} \frac{\underline{\epsilon}_{abc}^{acc}}{\|\underline{\epsilon}_{abc}^{acc}\|^2} \quad (4-14)$$

Comme dans le cas sain, le principal intérêt de cette approche vectorielle est sa facilité d'implémentation. Il est possible d'implémenter cela en temps réel de manière relativement simple et automatique à partir simplement du vecteur des fcems estimé et de la connaissance de (ou des) phase(s) en défaut qui permet de définir \underline{A}_{abc}^F . Par ailleurs, la méthode est générique et ne dépend pas spécifiquement de la phase en défaut ou bien même du nombre de défauts.

A partir de (4-14), il est ensuite nécessaire de passer dans la base $d - q$ afin de générer les références de courant en entrée des régulateurs. A ce stade, nous n'avons fait aucune hypothèse sur le contenu harmonique des fcems. Néanmoins, ce que nous avons détaillé au chapitre précédent, dans le cas sain, reste valable. En effet, il est possible d'utiliser la stratégie MTPA en incluant tous les harmoniques des fcem ou bien en ne considérant qu'un seul harmonique par machine fictive. Cependant, comme nous allons le voir dans la suite, les références de courant obtenues avec la stratégie MTPA ne sont pas constantes dans les deux cas.

La Figure 4.28 représente les courants obtenus pour une machine 5-ph câblée en étoile, avec la méthode MTPA après un défaut 1OPF et en mode sain⁸⁵, en ne considérant qu'un seul harmonique principal par machine fictive. Nous pouvons constater que les courants ne sont plus du tout sinusoïdaux et qu'ils n'ont également pas

⁸⁵ Ici les valeurs sont normalisées par rapport à la valeur du fondamental

la même amplitude par phase. Cela implique donc des références de courant non constantes dans la base $d - q$, comme l'illustre la Figure 4.29. Ces références ne sont ni constantes dans la machine fictive M2, ni dans la machine principale M1. En effet, nous pouvons voir que le courant $i_{q_1}^{ref}$ n'est plus constant, mais possède également des harmoniques de rang pair, principalement 2 et 4.

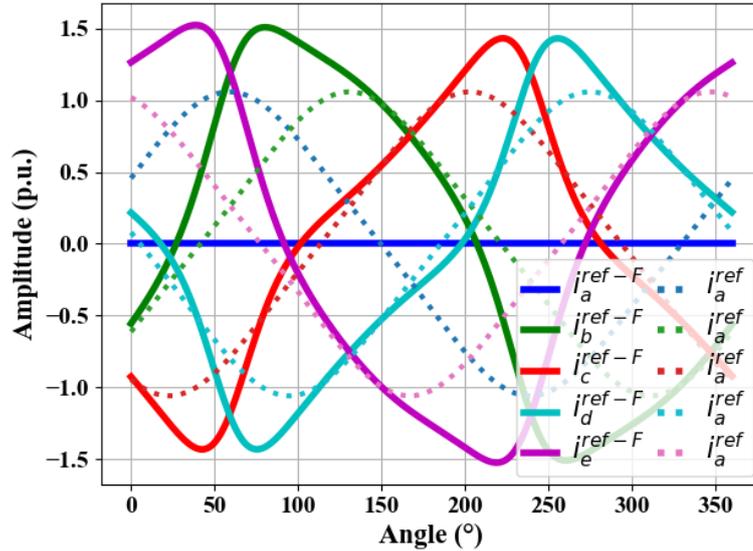


Figure 4.28 : Références de courant obtenues par méthode MTPA après défaut 1OPF (traits pleins) et en mode sain (traitillés)

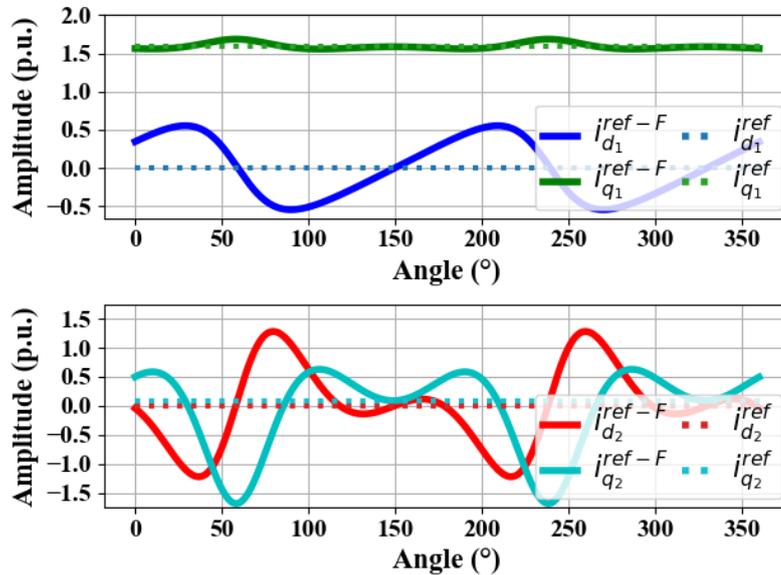


Figure 4.29 : Références de courant obtenues par méthode MTPA dans la base $d - q$ après défaut 1OPF (traits pleins) et en mode sain (traitillés),

Dans le cas où toutes les harmoniques des fcems sont prises en compte, les références de courant dans la base $d - q$ ont davantage d'harmoniques pairs (autres que h2 et h4). Si les références sont alors correctement suivies, le couple généré, même après défaut, est parfaitement constant. Ce n'est pas le cas ici, comme l'illustre la Figure 4.30, puisque seul l'harmonique principal de chaque machine fictive est pris en compte. Les oscillations obtenues sont majoritairement de rang 6, 8 et 10. Lorsque l'on regarde

le couple généré par chaque machine fictive, comme à la Figure 4.31, on se rend compte qu'en comparaison de la méthode Lipo (cf. Figure 4.24), ces oscillations (en dehors de h_{10}) ne sont plus produites uniquement par M2, mais également par la machine principale. La somme des deux couples a néanmoins pour effet de gommer les harmoniques de rang 2 et 4, alors que les harmoniques de rang 6 et 8 (majoritairement présents dans M2) ressortent. A cause de la non prise en compte de tous les harmoniques de f_{cems} , les oscillations de couple sont également légèrement plus importantes que celles obtenues avec la méthode Lipo.

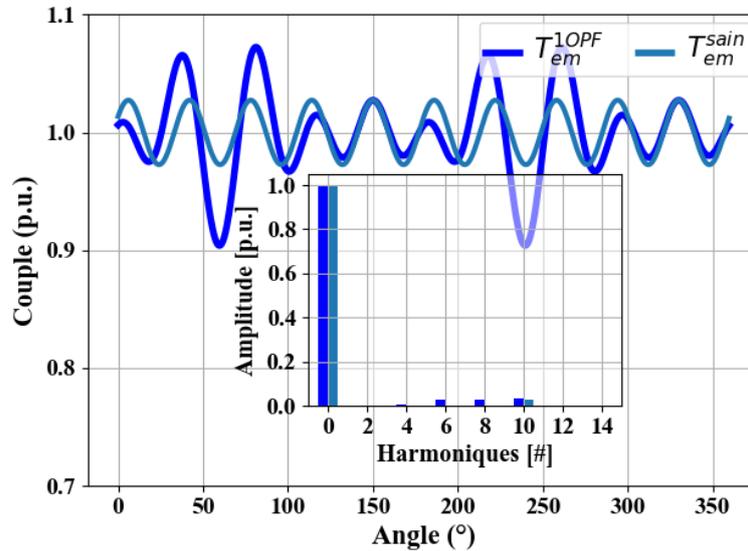


Figure 4.30 : Couple obtenu par la méthode MTPA après défaut 1OPF et en mode sain, cas 5-ph

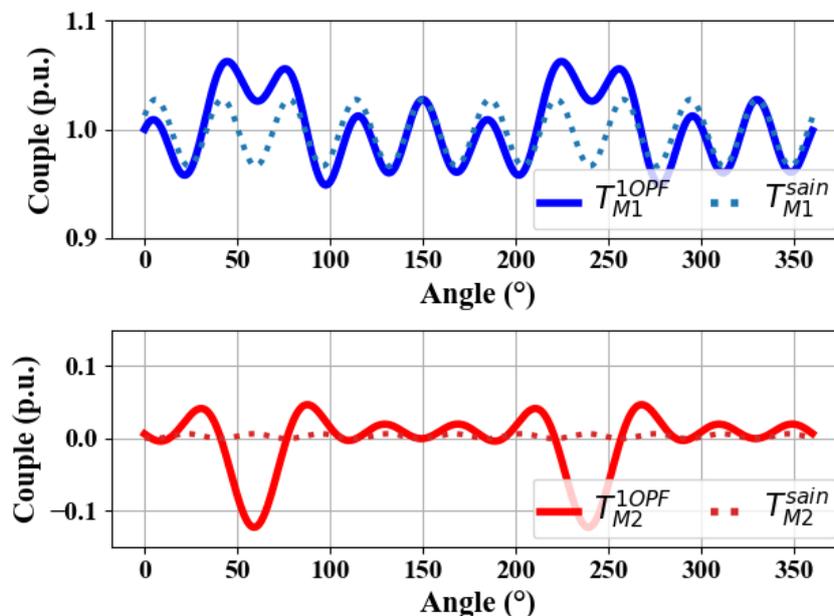


Figure 4.31 : Couple obtenu par la méthode MTPA dans les différentes machines fictives, après un défaut 1OPF (trait plein) et en mode sain (traitillé)

Lorsqu'on s'intéresse aux pertes Joule totales, celles-ci augmentent de 44% par rapport au mode sain (+48% avec la méthode Lipo 5-ph). En revanche, comme

l'amplitude des courants n'est pas identique entre chaque phase, les pertes par phase atteignent plus du double de celles en mode sain, pour les phases dont l'amplitude est la plus importante. Encore une fois, les contraintes thermiques doivent être soigneusement considérées si l'on souhaite garder le même niveau de fonctionnalité qu'en mode sain, afin de pouvoir évacuer la chaleur et éviter des détériorations du bobinage (vernis, isolant).

Si l'on souhaite appliquer la stratégie MTPA en défaut dans le cas d'une machine double pentaphasée (10-ph), là encore les approches diffèrent si un schéma de contrôle type MS ou VSD est choisi. Dans le premier cas, l'approche MS, il est possible de faire du *power sharing*, comme avec la méthode Lipo, afin de solliciter davantage l'étoile saine et équilibrer les pertes entre les deux étoiles. Dans ce cas-là, nous trouvons un gain $k_r \simeq 0.454$ afin d'équilibrer les pertes. A noter que contrairement à la méthode Lipo, ce gain dépend du contenu harmonique des fcems qui influent grandement sur les courants de référence avec la méthode MTPA. Lorsque les pertes sont équilibrées entre les deux étoiles, les pertes totales (somme des deux étoiles) augmentent de 19% par rapport au mode sain (contre 22% sans équilibre des pertes). Là encore, ce changement de répartition du couple entre les deux étoiles n'est pas suffisamment significatif pour être également bénéfique sur les oscillations de couple.

Lorsqu'on utilise l'approche VSD, l'ensemble des fcems de chacune des étoiles est prise en compte. Les références de courant sont globales et plus uniquement par étoile. Ce qui permet une meilleure répartition des élévations de courant globalement moindre que dans le cas 5-ph, conduisant seulement à une augmentation des pertes totales de 13.6%. Pour illustrer cela, les courants de références dans la base naturelle correspondant à chacune des deux approches sont présentées à la Figure 4.32 (sans répartition des pertes pour l'approche MS). Par ailleurs, il est intéressant de noter qu'avec la méthode MTPA, ce sont les phases adjacentes à celles en défaut qui sont principalement sollicitées (courants les plus élevés). De ce fait, avec l'approche VSD cet effort est reporté sur l'étoile saine tandis qu'avec l'approche MS les changements ne se font que dans l'étoile en défaut. C'est ce qui explique la différence obtenue dans l'augmentation des pertes Joule entre ces deux approches.

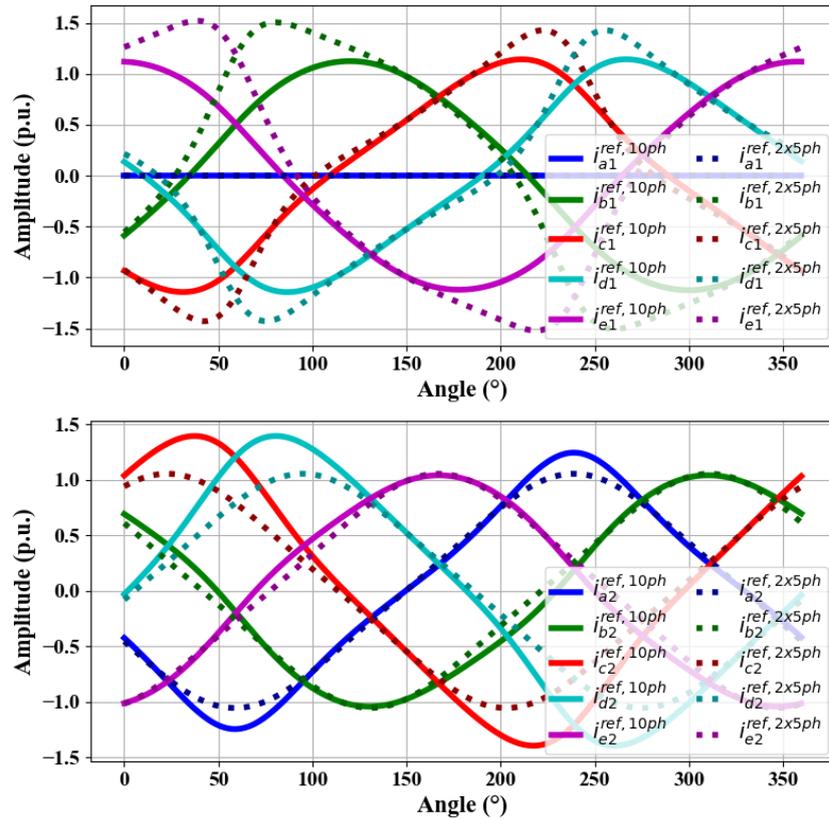


Figure 4.32 : Références de courant obtenues après défaut 1OPF avec la méthode MTPA dans les différentes machines fictives, avec l'approche VSD (10-ph, traits pleins) et approche MS (2x5-ph, traitillés)

De nouveau, afin de se rendre compte de l'impact de la méthode MTPA sur le contrôle, la Figure 4.33 présente les courants de références dans la base $d - q$, dans le cas VSD (équivalent machine 10-ph). Si l'on se concentre sur les machines fictives M1 et M3 qui produisent du couple (on rappelle que les f_{cems} sont nuls dans M2 et M4), on constate de nouveau de légères oscillations de rang 2 et 4 pour i_{q1}^{ref-F} , qui sont plus marqués pour i_{q3}^{ref-F} . On pourra également noter que les amplitudes de courant dans les machines fictives M2, M3 et M4 par rapport à la machine principale M1 sont globalement plus faibles, si on les compare à la méthode Lipo de la Figure 4.25.

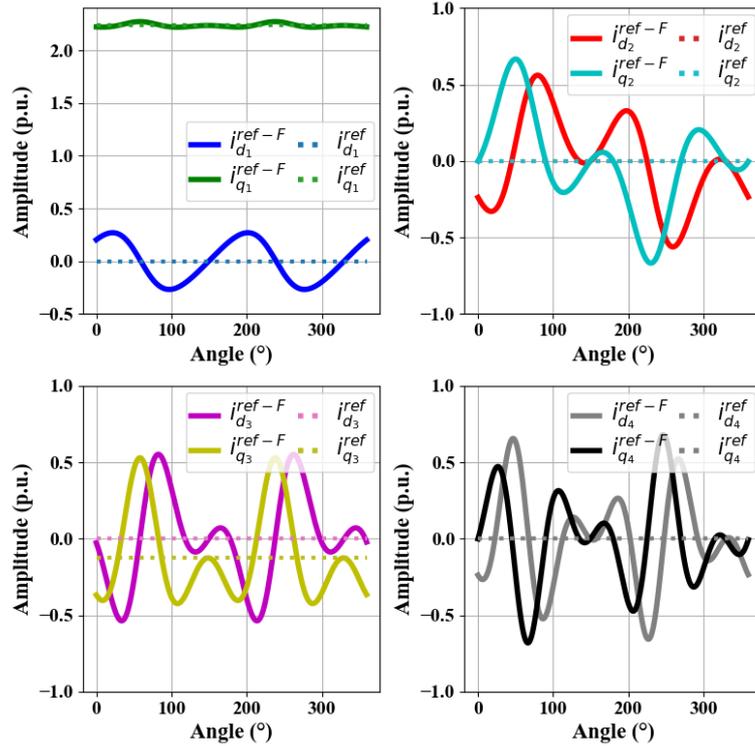


Figure 4.33 : Courants de référence dans la base $d - q$, dans chaque machine fictive, avec la stratégie MTPA et l'approche VSD pour un défaut 10PF (trait plein) et en mode sain (traitillés)

Enfin, si l'on compare les oscillations de couple générées par la méthode MTPA avec l'approche MS ou VSD, visibles à la Figure 4.34 et retranscrits dans le Tableau 4.2, nous pouvons constater qu'elles sont plus faibles avec l'approche VSD. Cette différence peut s'expliquer de nouveau par une meilleure répartition des efforts pour compenser la phase manquante sur l'ensemble des phases restantes, plutôt qu'uniquement sur celles de l'étoile en défaut.

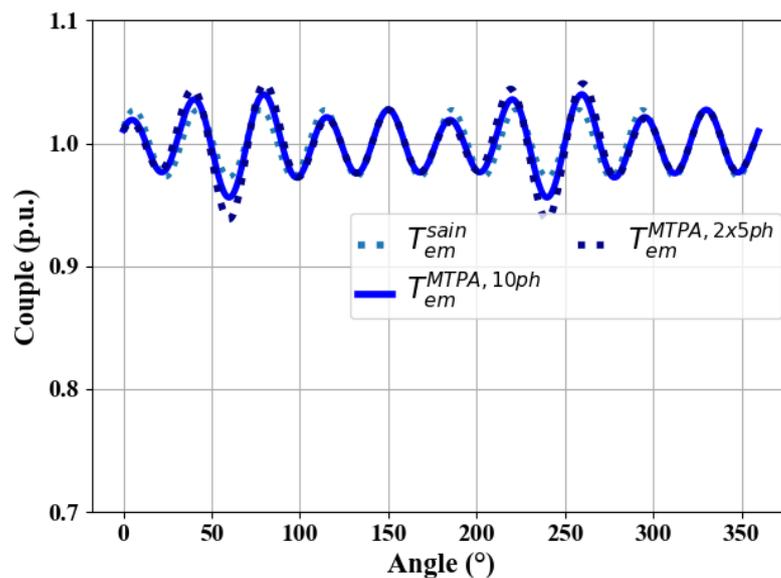


Figure 4.34 : Couple obtenu par la méthode MTPA après défaut 10PF ; avec l'approche VSD (10-ph) et MS (2x5-ph)

	5ph		10ph / 2x5ph			
	Sain	MTPA	Sain (10ph & 2x5ph)	MTPA VSD (10ph)	MTPA MS (2x5ph)	MTPA MS (2x5ph) repart. Couple
Ond. de couple	5.40%	15.31%	5.40%	8.40%	11.00%	10.50%
Pertes Joule Totales (p.u.)	1.00	1.44	1.00	1.14	1.22	1.19
Courant Pic Maxi. (p.u.)	1.00	1.43	1.00	1.32	1.43	1.31

Tableau 4.2 : Résumé des performances obtenues avec la méthode MTPA après un défaut 1OPF, dans un cas 5-ph et 10-ph

Lorsque l'on compare les deux méthodes Lipo (Tableau 4.1) et MTPA (Tableau 4.2), il apparaît que la méthode MTPA offre les meilleurs résultats concernant les pertes Joule⁸⁶ et également les ondulations de couple. Comme nous l'avons évoqué à la section précédente, la méthode Lipo semble théoriquement mieux adaptée aux machines qui possèdent des machines fictives creuses, car elle ne prend en compte que le fondamental. Or, ce n'est pas le cas de la machine prototypée dont les harmoniques de f_{cems} ne sont pas tout à fait négligeables. Ce contenu harmonique explique également pourquoi les résultats obtenus via MTPA sont meilleurs au regard des oscillations de couple. En revanche, l'approche MTPA implique des courants qui ne sont pas identiques parmi les phases restantes, ce qui peut mener à des sur-courants importants. Bien que meilleur au niveau global, les pertes locales sur quelques phases sont plus importantes. Entre les deux approches de contrôle pour l'entraînement double-pentaphasé, l'approche VSD apparaît également meilleure dans les deux méthodes, principalement parce qu'elle permet une meilleure répartition des courants dans les phases restantes.

Enfin, il ne faut pas oublier que les résultats obtenus sont ici des résultats théoriques et supposent que les courants soient parfaitement régulés à leur valeur de référence. Dans la pratique, comme les références dans la base $d - q$ ne sont pas constantes (sauf dans M1 avec la méthode Lipo), cela peut entraîner des problèmes de suivi de consigne de la part des régulateurs PI, en fonction de la bande passante (cf. §3.1.2.3.4).

4.3.3 Prise en compte des limitations en tension et en courant

Au paragraphe §3.3.2 nous avons pu voir que lorsque le contrôle n'est pas reconfiguré, les contraintes de tension et de courant pouvaient être très importantes. Nous venons également de voir que, même après reconfiguration, les courants peuvent atteindre théoriquement plus de 40% de la valeur nominale en mode sain. Les tensions résultantes pour réguler ces courants seront également plus importantes. Cependant, avec les deux méthodes Lipo et MPTA que nous avons détaillées précédemment, aucune contrainte ni de courant ni de tension n'a été considérée. Dans le cadre de cette

⁸⁶ Ce qui est cohérent avec l'approche de maximisation du couple sur laquelle se base cette stratégie

thèse, ces limitations n'ont pas été étudiées dans le détail. Cette section vise simplement à donner quelques éléments de compréhension et quelques références.

Une des façons d'adresser le problème de sur-courant ou de surtension est de jouer sur l'injection d'harmonique. C'est déjà le cas en triphasé lorsque l'on utilise de la sur-modulation : on vient injecter un harmonique trois de tension pour aplatir le maximum de la tension instantanée, sans changer la valeur du fondamental. Il est alors possible d'avoir un gain de $2/\sqrt{3} \approx 1.15$ sur la tension de bus. Nous avons évoqué au chapitre 3 que pour un entraînement polyphasé, ce gain diminue au fur et à mesure que le nombre de phase n augmente. Néanmoins, il est possible de jouer sur d'autres harmoniques que ceux présents dans la machine fictive homopolaire. De plus, ce raisonnement est également applicable sur les courants. Si une des machines fictives ne produit pas de couple, nous pouvons imaginer injecter des courants à l'intérieur, qui permettraient de diminuer la valeur maximale instantanée dans la base naturelle abc . On pourrait alors imaginer augmenter le courant dans les autres machines fictives qui produisent du couple, pour éteindre la plage de fonctionnement en couple. C'est notamment ce qui est proposé par plusieurs auteurs, notamment dans [235] pour une machine à induction (pour laquelle la machine fictive secondaire ne produit pas de couple) ou bien d'une autre manière dans [236], avec une machine synchrone à aimants. Ces stratégies sont implémentables en ligne, mais nécessitent tout de même un temps de calcul et quelques itérations, afin de venir adapter les courants de références s'ils ne respectent pas les limitations.

Il existe également des méthodes hors ligne de calcul des références de courant. Les plus répandues et celles qui ont été investiguées au laboratoire L2EP [108], [233], [237], [238] reposent sur la résolution de problème d'optimisation sous contraintes. Il est possible d'exprimer le problème de manière générale, pour n'importe quel nombre n de phase, en cherchant à minimiser une fonction, que l'on prend généralement comme étant les pertes joules. Un exemple est donné ci-dessous, lorsqu'on considère la phase A ouverte :

$$\left\{ \begin{array}{l} \min(f) \\ f = 0 + i_b^2 + \dots + i_n^2 \\ \max(i_b, \dots, i_n) \leq I_{limit} \\ \max(v_a^{ref}, v_b^{ref}, \dots, v_n^{ref}) \leq V_{limit} \\ T_{em} = T^{ref} \end{array} \right. \quad (4-15)$$

L'implémentation des contraintes peut demander quelques efforts et s'obtiennent à partir des équations du système (pas nécessairement dans la base naturelle abc). Il est également possible d'introduire d'autres contraintes ou en libérer certaines, en fonction de l'application. Une fois le problème posé, il suffit ensuite d'utiliser des fonctions de résolutions non linéaires, comme la fonction *fmincon* de Matlab-Simulink (ou équivalent open source) pour trouver les courants de références respectant les conditions. Cela demande quelques ressources de calcul, puisqu'il est nécessaire de faire une cartographie de la courbe couple vitesse, avec une certaine résolution à définir. L'objectif final est d'obtenir une table de correspondance (*LUT Look-Up Table*) 2D, avec comme paramètres d'entrée le couple de référence désiré ainsi que la vitesse actuelle et comme sortie les références de courant qui respectent les limites en courant et en tension. Les LUT sont déjà utilisées dans l'industrie et restent relativement simples à mettre en place. Seule la contrainte en termes de mémoire doit être surveillé sur une

implémentation sur microcontrôleur, mais les cibles envisagées pour les applications sécuritaires automobiles devraient suffire⁸⁷.

Enfin, cette approche hors ligne des calculs de références de courant est également applicable lorsque la machine polyphasée comporte des saillances importantes dont on souhaite profiter pour la génération de couple. Dans ce cas-là, il est nécessaire de reprendre les équations initiales (3-4) et d'inclure la dépendance à la position de la matrice $[L]$. L'approche reste ensuite similaire : une optimisation hors ligne est effectuée et les résultats sont ensuite stockés sous forme de LUT qui sont utilisés par le contrôle en fonction des requêtes de couple et de la vitesse actuelle. Ces approches ont déjà fait l'objet de nombreux développements en triphasé et sont transposables au cas polyphasé, en prenant en compte davantage d'harmonique.

4.3.4 Mise en pratique et limitations possibles

Les différentes stratégies de reconfiguration du contrôle après un défaut OPF développés précédemment reposent toute sur le fait d'avoir pu détecter le défaut. Cela peut paraître une formulation tautologique, mais la détection du défaut reste tout de même un point délicat à prendre considération. Plus que la détection du défaut en tant que telle, c'est principalement la rapidité de détection qui est cruciale. Comme le schéma de contrôle est incapable d'assurer un bon asservissement des courants (perte d'un degré de liberté), les régulateurs de courant peuvent très vite saturer. Ces saturations peuvent alors engendrer un vecteur tension de référence saturé $\underline{v}_{abc}^{ref,sat}$ qui n'a pas le bon angle (i.e. $\underline{v}_{abc}^{ref,sat}$ et $\underline{v}_{abc}^{ref}$ non colinéaires) et qui peut mener au décrochage de la machine. Il est donc nécessaire de pouvoir détecter un défaut avant que cela ne se produise afin de rapidement basculer sur le contrôle en défaut.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons aux entraînements polyphasés et donc à des convertisseurs embarqués. Il est nécessaire de juger les différentes stratégies de reconfiguration du contrôle sur leur facilité d'implémentation au sein d'un microcontrôleur. Comme nous avons pu l'évoquer précédemment, c'est une des raisons pour lesquelles nous écartons les stratégies utilisant les matrices d'ordre réduite. En effet, même si nous avons vu qu'il existait des moyens pour ne stocker qu'une matrice et s'adapter à la phase en défaut via une permutation circulaire [96], ces stratégies nécessitent un plus gros changement dans le schéma de contrôle. Il est nécessaire de changer trois blocs : la transformation de la base naturelle abc vers la base $d - q$, la transformation inverse base $d - q$ vers base abc et le *bypass* de la régulation du courant qui n'existe plus avec la nouvelle transformation. Il apparaît effectivement plus simple d'agir uniquement sur le bloc de génération des références de courant.

Avec la méthode Lipo, il est nécessaire de définir par équation les références de courant en fonction de la position θ , que ce soit dans la base abc ou bien directement dans la base $d - q$ si elles sont développées dans cette base en amont. Au final, l'entrée principale de la fonction de génération de référence sera l'amplitude du courant, qui est facilement déductible à partir du courant de référence demandé (on ne génère du couple qu'avec M1). Comme pour la méthode des matrices d'ordre réduit, il est possible de ne stocker qu'une seule « formulation » des références et de simplement effectuer une permutation des phases et de rajouter le bon déphasage. La complexité survient lorsqu'un défaut 2OPF apparaît. En fonction de la machine considérée (nombre de phases n) et de la localisation des phases en défaut (décalage angulaire), il existe

⁸⁷ [32-bit AURIX™ TriCore™ Microcontroller - Infineon Technologies](#) ou [SPC5 32-bit Automotive MCU - STMicroelectronics](#)

plusieurs formulations des références de courant. Néanmoins il ne s'agit que d'une difficulté « d'aiguillage » des références qui n'impactera pas les ressources du microcontrôleur⁸⁸.

Concernant la méthode MTPA, elle ne repose que sur la connaissance des harmoniques principaux de f_{cems} et la connaissance de la (ou les) phase(s) en défaut. Cette méthode apparaît donc comme la plus simple, le passage du contrôle en mode sain se faisant de manière naturelle.

En revanche, que ce soit la méthode Lipo ou MTPA, les références de courant obtenues dans les différentes machines fictives ne sont plus constantes et comporte des harmoniques. Les régulateurs PI ne seront donc plus capables d'asservir les courants correctement à partir d'une certaine fréquence électrique, à cause de leur bande passante limitée. Néanmoins, il est tout de même possible d'ajouter certains termes de compensation qui pourront aider le contrôle. Dans ce cas-là, une difficulté supplémentaire revient à la bonne connaissance du système pour correctement définir les termes de compensation. En outre, ce point est également valable pour la génération des références de courant si les hypothèses de saillance ou de saturation ne sont pas respectées.

4.4 Compensations auto-adaptatives, intérêt des réseaux ADALINE

La bonne régulation de références de courant oscillantes apparaît comme la limitation principale dans le contrôle en défaut des entraînements polyphasés. Dans cette partie nous développerons différents moyens permettant de garantir un bon suivi des consignes.

4.4.1 Régulation des harmoniques par PI résonants

Les régulateurs PI n'étant pas dimensionnés pour asservir des références oscillantes (à des fréquences connues), les régulateurs proportionnel-intégral résonants (PIR) semblent alors plus adaptés à assurer la régulation des courants après défaut. Nous rappelons ci-dessous la fonction de transfert d'un régulateur quasi-résonant, que l'on préfère traditionnellement à un pur correcteur résonant⁸⁹ :

$$C(s) = K_p + \left(\frac{2K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right) \quad (4-16)$$

Où $\omega_0 = 2\pi f_0$ est la pulsation du signal à réguler, ω_c est la pulsation de coupure de la résonance et K_p, K_i les gains de réglables du correcteur.

Le paramètre ω_c est introduit afin d'élargir la bande passante autour de la pulsation ω_0 (et éviter un gain infini à cette pulsation) pour pouvoir palier certaines variations [239], [240]. Trois paramètres sont désormais disponibles pour régler le correcteur : K_p, K_i et la pulsation de coupure ω_c . Comme les régulateurs PIR permettent de contrôler certains harmoniques, ils peuvent également être utilisés en mode sain [241], [242] pour compenser certains harmoniques indésirables (saturation, temps-mort ou harmoniques de f_{cems} non pris en compte), à la place (ou en supplément) de termes de compensation type *feedforward* [243].

⁸⁸ Les lignes de code nécessaires pour définir toutes les références de courant sont négligeables à l'échelle de celles nécessaires pour définir les machines à états de l'application.

⁸⁹ En théorie, la fonction de transfert d'un PR est : $C(s) = K_p + \left(\frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \right)$

Lorsque l'entraînement est en défaut, deux choix existent dans l'utilisation des PIR. Le premier est de réguler directement les courants dans la phase abc , puisque ces régulateurs permettent l'asservissement de grandeur temporel [244], [245]. Cependant, cela sous-entend que les références en défaut ne comportent pas d'harmoniques (Lipo). La seconde méthode, est d'utiliser ces PIR en parallèle des régulateurs PI classiques [242], [243], [246], dans la base $d - q$. Dans ce cas-là, ils peuvent servir à la fois à réguler les harmoniques présents dans les références de courant après défaut et à compenser des harmoniques parasites introduits par le non découplage des machines fictives après défaut. La Figure 4.35 représente le schéma de contrôle de cette utilisation des PIR. Généralement les harmoniques à compenser se font par machine fictive et donc cela signifie deux régulateurs PIR (un sur l'axe d_x et un autre sur l'axe q_x) par harmonique à compenser. Cela peut considérablement augmenter le nombre de régulateurs utilisés. Par exemple, si l'on reprend l'exemple précédent avec la méthode MTPA sur le cas 10-ph (VSD). Si l'on souhaite réguler correctement les harmoniques de rang 2 et 4 dans chacune des machines fictives, cela conduit donc à un schéma de contrôle comportant 24 régulateurs au total, les 8 régulateurs PI initiaux et les 16 régulateurs PIR additionnels.

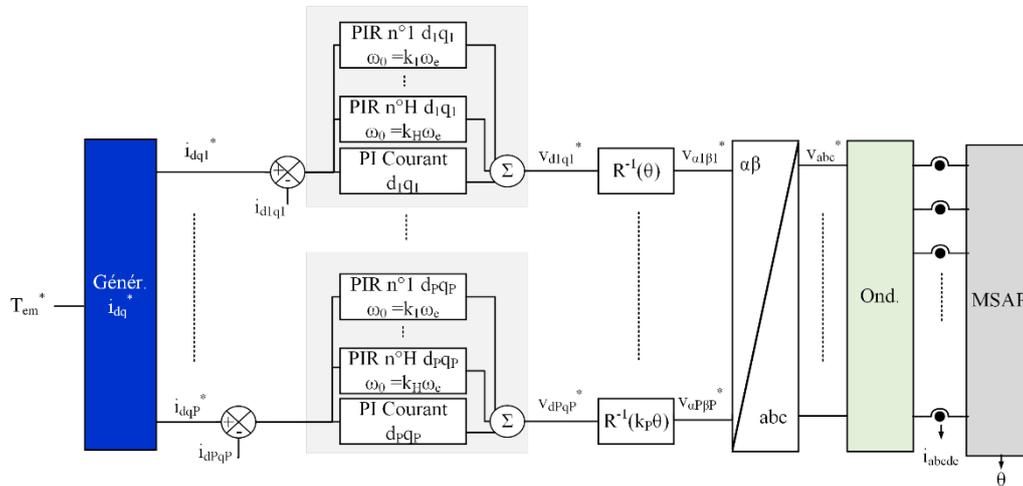


Figure 4.35 : Utilisation de régulateurs PIR en parallèle des régulateurs PI traditionnels

Les PIR paraissent une bonne solution pour contrer l'incapacité des PI à réguler correctement les références de courant après défaut non constantes. Cependant, ils rajoutent une complexité supplémentaire [240] et nécessitent une certaine expertise pour correctement régler les gains, qui n'est pas aussi largement répandue que celle associée aux réglages de simple PI. C'est pourquoi nous leur préférons une autre solution, « auto-adaptative », qui est détaillée dans la section suivante.

4.4.2 Utilisation de réseaux ADALINE

Un bon asservissement du vecteur courant \underline{i} peut se traduire par l'imposition d'un vecteur de tension de référence \underline{v}^{ref} ayant la bonne amplitude et la bonne phase. C'est ce que font les régulateurs PI dans les référentiels tournants, pour un seul harmonique. Or, lorsque plusieurs harmoniques sont présents, comme c'est notamment le cas après l'apparition d'un défaut, les PI ne sont plus suffisants. Si l'on souhaite trouver une alternative aux régulateurs PIR résonants, cela signifie qu'il faut trouver un moyen de générer la bonne amplitude et le bon déphasage de tension, pour chaque harmonique à compenser. Ce moyen consiste à utiliser un réseau de neurone simple couche, appelé également ADALINE (*ADaptive Linear NEuron network*). La Figure 4.36 donne une représentation graphique d'un tel réseau de neurone.

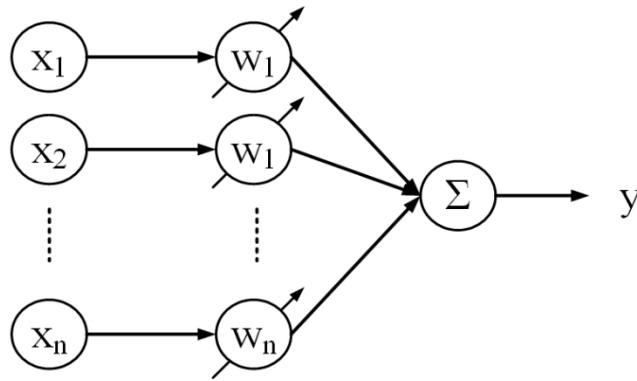


Figure 4.36 : Illustration d'un réseau de neurones simple couche ADALINE

Dans un cas général, la sortie y d'un réseau ADALINE est donné en fonction du vecteur des poids $[w]$ (des neurones) et du vecteur d'entrée $[x]$ selon la formule ci-dessous :

$$y = [x]^t \cdot [w] \quad (4-17)$$

Pour un réseau ADALINE, la mise à jour des poids du réseau (de l'échantillon n à l'échantillon $n + 1$) se fait par l'intermédiaire d'une méthode des moindres carrés (similaire à un algorithme de descente de gradient avec la fonction d'activation linéaire) et se définit de la manière suivante :

$$w_j(n + 1) = w_j(n) + e_{rr}(n) \times x_j(n) \times \eta \quad (4-18)$$

Où w_j et x_j représente respectivement la $j^{\text{ième}}$ composante de $[w]$ et $[x]$, e_{rr} représente le signal d'erreur que l'on souhaite minimiser et η est le coefficient d'apprentissage compris entre 0 et 1, réglant la rapidité de la convergence.

Dans le cas présent, nous souhaitons que les courants soient correctement asservis dans chacune des machines fictives. Le signal e_{rr} représentera donc l'erreur entre le courant de référence et le courant mesuré. Ensuite, comme nous souhaitons générer une tension de référence permettant de compenser les harmoniques, nous pouvons définir le vecteur $[x]$ comme suit :

$$[x] = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(k_1\theta) \\ \sin(k_1\theta) \\ \vdots \\ \cos(k_M\theta) \\ \sin(k_M\theta) \end{pmatrix} \quad (4-19)$$

Où les coefficients k_k correspondent aux rangs des harmoniques que l'on souhaite compenser. Ce faisant, la sortie y sera bien une tension dont les harmoniques sont fixés par le vecteur que l'on impose $[x]$, l'amplitude et le phasage de chaque harmonique étant réglé automatiquement à travers les poids $[w]$.

Un tel réseau de neurones peut tout à fait être implémenté dans une cible temps réel. Le calcul de la sortie y et des poids $[w]$ ne se font que par de simples additions et multiplications. Seules les entrées doivent être calculées par des fonctions trigonométriques, qui peuvent être réalisées à travers des tables enregistrées en mémoire ou bien des algorithmes optimisés (CORDIC). La simplicité de ce réseau de

neurones provient de la connaissance du système que nous apportons. En effet, en ayant une connaissance du contenu harmonique des fcems et de leur projection dans les différentes machines fictives, nous pouvons en avance déterminer le rang des harmoniques à compenser. Ce faisant, nous pouvons simplifier la structure du réseau de neurone, en choisissant judicieusement notre vecteur d'entrée $[x]$ et en n'utilisant qu'une seule couche. Par ailleurs, il est à noter qu'avec ce réseau ADALINE, il n'est pas nécessaire de recourir à un entraînement quelconque, il n'y a qu'une seule couche (donc aucun mécanisme de propagation inverse) et il est linéaire⁹⁰. Le seul paramètre de réglage est le coefficient d'apprentissage η . En pratique, il ne faudra pas le choisir trop grand pour éviter certains problèmes de convergence ou de « pompage » à cause d'une variation trop rapide des poids.

Le schéma de contrôle associé à la compensation des harmoniques est donné à la Figure 4.37. Le réseau ADALINE se place en parallèle des correcteurs PI et fournit une tension de type *feedforward*. Cela permet donc effectivement de fournir des tensions de compensations alternatives, à la fois pour aider les correcteurs PI avec les composantes alternatives des références de courant et pour compenser d'autres termes provenant du non découplage des machines fictives après défaut. Avec cette disposition en parallèle, les auteurs de [247] ont donné un équivalent de la fonction de transfert discrète du réseau ADALINE et ont montré que la réponse fréquentielle (diagramme de Bode) était similaire, voire mieux, que celle d'un PIR. Par rapport aux correcteurs résonants, le réseau ADALINE a l'avantage supplémentaire d'être adaptatif et « autonome ». Il pourrait par exemple s'adapter à des variations de paramètres (inductance, résistance) dues à l'élévation de température.

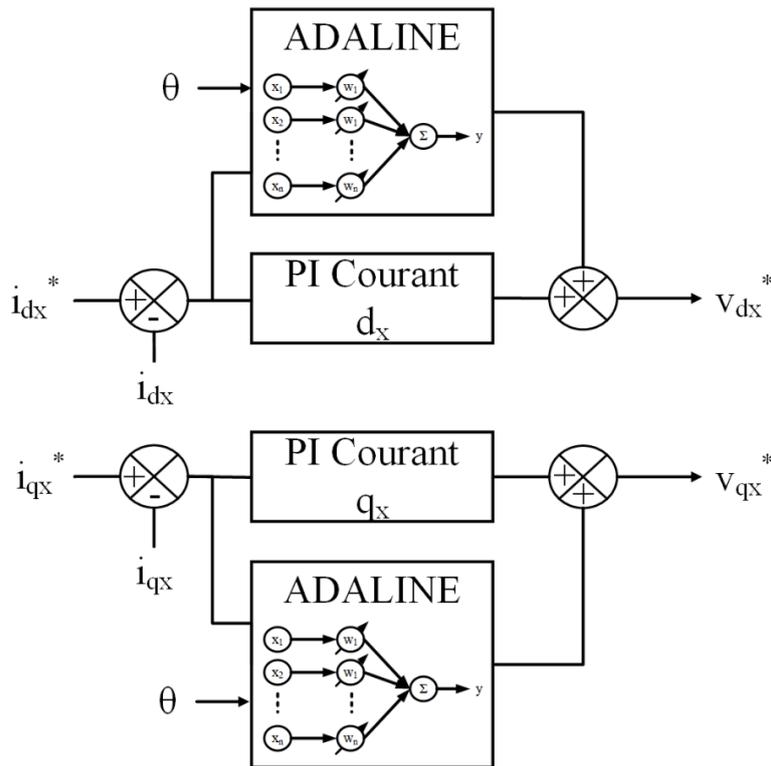


Figure 4.37 : Schéma de contrôle en courant pour une machine fictive Mx en utilisant la compensation d'harmoniques par réseau ADALINE

⁹⁰ La « fonction d'activation » est linéaire ($f(x) = x$) ou peut se résumer à une fonction seuil basée sur l'erreur. Tant que l'erreur est plus grande qu'un seuil, le réseau de neurone est actif sinon la valeur de sortie n'est pas mise à jour.

Il est également possible d'utiliser le réseau ADALINE d'une autre manière. En effet, si l'on considère que les régulateurs PI ont une bande passante suffisamment importante pour réguler les oscillations (et/ou que la fréquence de fonctionnement est faible), et que le contenu harmonique des f_{cems} n'est pas parfaitement connu, alors des pulsations de couple peuvent survenir. Dans ce cas-là, il serait possible d'utiliser non pas le réseau ADALINE pour fournir une tension *feedforward*, mais pour générer un couple de référence compensatoire afin de limiter les ondulations de couple [248], [110]. La Figure 4.38 donne une illustration de cette utilisation. Dans ce cas-là, la référence « traditionnelle » de couple (qui peut venir du régulateur de vitesse) fournit la composante continue (DC) du couple de référence, tandis que la sortie du réseau ADALINE fournit la composante alternative (AC) pour compenser les pulsations de couple parasite. A noter que ces deux utilisations peuvent être complémentaires, puisque les références de courant seront a priori également non constantes. Il faudra néanmoins veiller à la stabilité et la convergence de ces réseaux en série afin d'éviter des phénomènes de pompage ou de surcompensation.

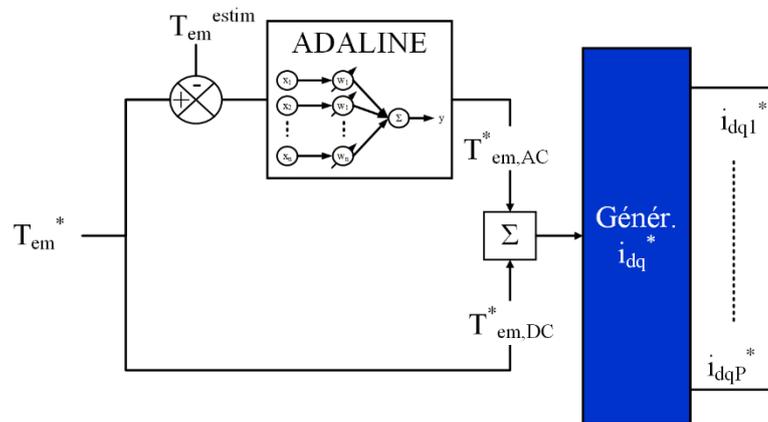


Figure 4.38 : Création d'un couple de référence compensatoire via réseau ADALINE

Les régulateurs adaptatifs ADALINE semblent donc une bonne alternative aux PIR. Ils ont déjà été utilisés avec succès dans d'autres applications, comme les réseaux électriques [249], [250] et apparaissent adaptés au contrôle en défaut des machines polyphasées. Ils supposent néanmoins une connaissance du système et donc des harmoniques parasites qui surviennent. Par ailleurs, l'utilisation en parallèle des PI ne permet a priori que de compenser des harmoniques dues à l'entraînement. Compenser des harmoniques « externes », par exemple introduits par la charge, peut se révéler contreproductif et mener à une divergence du réseau. Lors de l'implémentation, il peut donc être judicieux de rajouter des mécanismes de « surveillance » du réseau, afin de borner la sortie et de remettre à zéro les poids voire de le désactiver si besoin.

4.5 Validation expérimentale des contrôles après défauts

Après avoir exposé des solutions de reconfiguration du contrôle et de mitigation de l'impact du défaut, cette partie propose une validation expérimentale de ces techniques sur deux prototypes de machines polyphasées. Le premier est un des prototypes développés dans le cadre du projet CE2I (voir ci-après) et le second, est le prototype réalisé dans le cadre de cette thèse qui a été détaillé auparavant (cf. §3.4)

4.5.1 Validation sur le prototype du projet CE2I

4.5.1.1 Présentation du prototype CE2I

Le projet Convertisseur d'Énergie Intégré et Intelligent (CE2I), est un projet multidisciplinaire retenu dans le cadre du Contrat Plan Etat Région (CPER) des Hauts de France⁹¹. Il répond à des problématiques d'intégration de l'électronique au plus proche de la machine électrique, avec des considérations d'efficacité, de sûreté et de thermique. Dans le cadre de ce projet, une machine polyphasée a été développée au sein du L2EP.

La machine développée est une machine synchrone à aimants permanents basse tension (48V bus DC) à 20 encoches et 14 pôles. Cette machine dispose d'un bobinage concentrique dentaire et les aimants ont une configuration *spoke*, comme l'illustre la vue en coupe de la Figure 4.39. Dans les travaux de thèse, les bobines sont câblées de sorte à avoir une machine double pentaphasée, avec deux neutres isolés. Les principaux paramètres de la machine sont donnés pour une configuration 10-ph (VSD) dans le Tableau 4.3 avec deux bobines en série par phase.

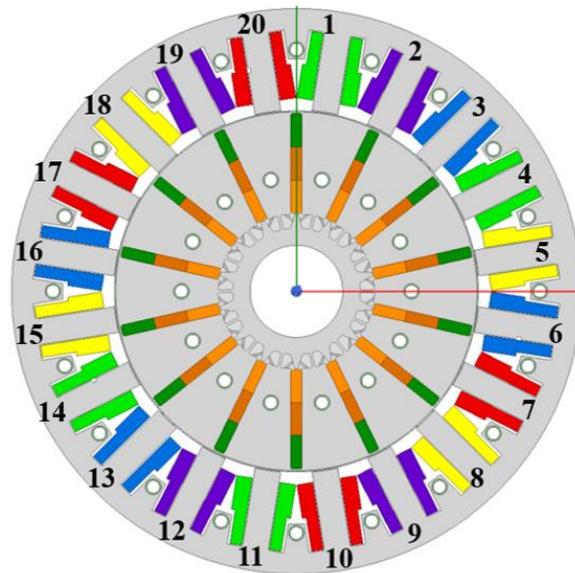


Figure 4.39 : Vue en coupe du prototype CE2I

Paramètres	Symbole	Valeur
Nombre de paires de pôles	n_{pp}	7
Décalage angulaire entre les deux étoiles pentaphasées	α	180°
Harmonique de rang 1 de la f_{cem} normalisée	$k_{f_{cem},1}$	96.5 mV/rad.s ⁻¹
Harmonique de rang 3 de la f_{cem} normalisée (pourcentage du fondamental)	$k_{f_{cem},3}$	7.9mV/rad.s ⁻¹ (8.1%)

⁹¹ <https://ce2i.eu/>

Paramètres	Symbole	Valeur
Harmonique de rang 5 de la f_{cem} normalisée (pourcentage du fondamental)	$k_{f_{cem},5}$	7.7mV/rad.s ⁻¹ (8.0%)
Harmonique de rang 7 de la f_{cem} normalisée (pourcentage du fondamental)	$k_{f_{cem},7}$	1.5mV/ rad.s ⁻¹ (1.6%)
Résistance de phase	R	90mΩ
Inductance de la machine fictive principale M1 (constante de temps correspondante)	$L_{\alpha_1\beta_1}$ ($\tau_{\alpha_1\beta_1}$)	1300μH (14.4ms)
Inductance de la machine fictive secondaire M2 (constante de temps correspondante)	$L_{\alpha_2\beta_2}$ ($\tau_{\alpha_2\beta_2}$)	659μH (7.32ms)
Inductance de la machine fictive tertiaire M3 (constante de temps correspondante)	$L_{\alpha_3\beta_3}$ ($\tau_{\alpha_3\beta_3}$)	1400μH (15.6ms)
Inductance de la machine fictive quaternaire M4 (constante de temps correspondante)	$L_{\alpha_4\beta_4}$ ($\tau_{\alpha_4\beta_4}$)	1500μH (17.8ms)

Tableau 4.3 : Paramètres principaux de la machine CE2I

Le banc de tests disponible au L2EP est présenté à la Figure 4.40. Les deux bancs, celui de MMT et du L2EP, sont assez similaires et reposent tous les deux sur la plateforme MicroLabBox de dSPACE pour l'implémentation du contrôle commande. La principale différence est que seules les régulations en courant sont testées sur la machine CE2I. En effet, dans les essais présentés dans la suite, la machine double pentaphasée est entraînée par la machine de charge (commandée en vitesse) et fournit un couple frein. La machine possède un défaut 1OPF localisé à l'intérieur de la machine (bobine sectionnée), sur la phase E de la première étoile (E_1). Les contrôles en défaut seront seulement comparés au cas où la machine n'est pas reconfigurée, assimilable au cas où le défaut n'a pas encore été détecté.

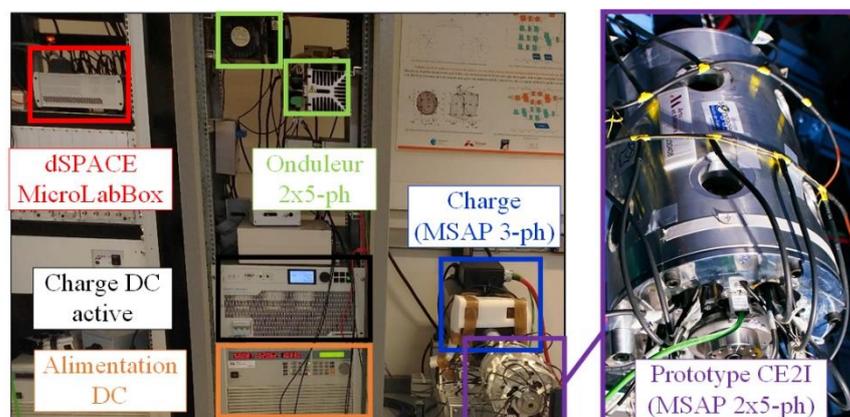


Figure 4.40 : Banc de tests associé au prototype CE2I

Comme le prototype CE2I est une machine double pentaphasée, il est possible d'utiliser à la fois l'approche VSD et MS pour le contrôle. Nous rappelons que dans le cas VSD la machine est considérée comme une machine 10-ph, tandis que le cas MS considère la machine comme deux « machines » 5-ph indépendantes. Pour des questions de clarté, seuls les résultats avec l'approche MS seront illustrés. Les résultats de l'approche VSD seront néanmoins présentés dans un tableau récapitulatif. Pour l'approche MS, afin de différencier les étoiles entre elles, l'indice « s_1 » associée à une variable fera référence à l'étoile 1 (en défaut) et « s_2 » à l'étoile 2 (saine).

4.5.1.2 Essais sans reconfiguration (SR)

Les essais sont réalisés à 286rpm ($f_e \approx 33\text{Hz}$). Le couple de référence est fixé à 2Nm et est équitablement réparti entre les deux étoiles. Nous imposons ici que seule la machine M1 (liée au fondamental) produise du couple. Ce qui signifie que sans reconfiguration, nous imposons $i_{q2,s1}^{ref} = i_{q2,s2}^{ref} = 0$. La Figure 4.41 représente les courants dans la base naturelle ainsi que le couple estimé (à partir des courants et des f_{cems}), sans reconfiguration. Les courants dans l'étoile en défaut (i_{a1}, \dots, i_{d1}) sont fortement impactés, avec une augmentation significative des amplitudes de courant, jusqu'à plus de 50%. Bien que les deux étoiles soient électriquement indépendantes, nous pouvons tout de même constater des perturbations sur l'étoile saine, plus visibles dans la base $d-q$, comme le montre la Figure 4.42. En effet, si l'on regarde le contenu harmonique des courants dans cette base, illustré à la Figure 4.43, nous pouvons constater l'apparition d'harmoniques de rang pair dans l'étoile saine, ainsi que des harmoniques impairs projetés dans les deux machines fictives (e.g. h3 se retrouve désormais dans M1). Les ondulations de couple sont également très importantes, environ 52% du couple moyen avec une forte composante de rang 2 et également de rang 4, majoritairement produit par l'étoile en défaut, en atteste les courants $i_{q1,s1}$ et $i_{q3,s1}$.

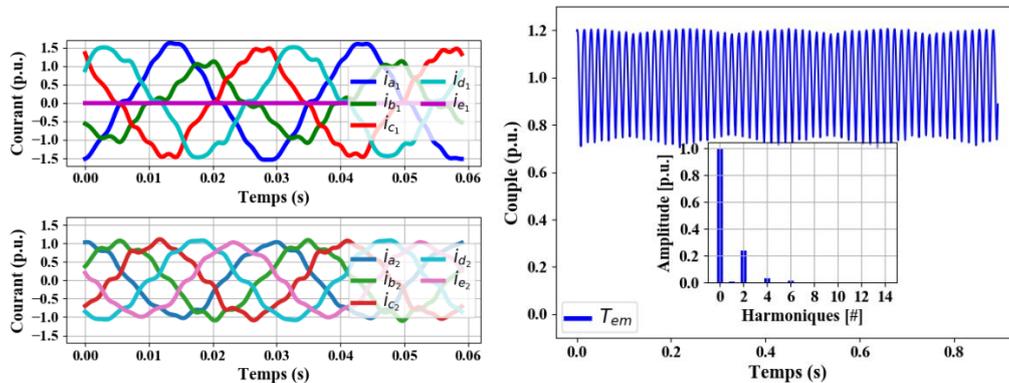


Figure 4.41 : Résultats approche MS, sans reconfiguration (gauche : courants dans la base naturelle ; droite : couple estimé)

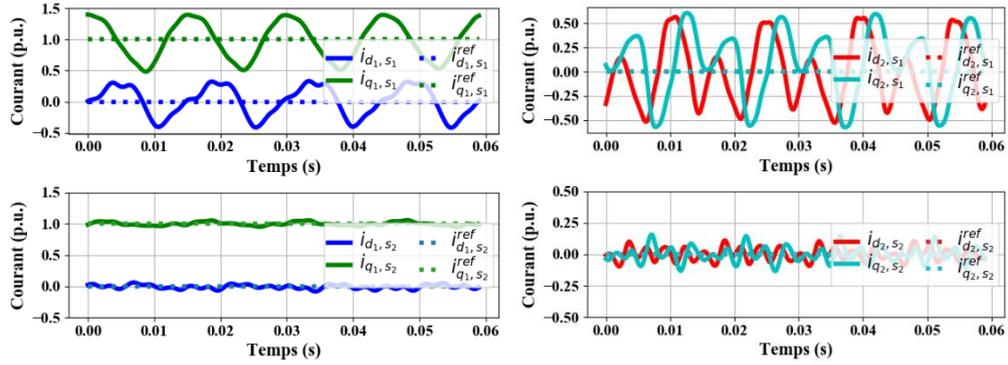


Figure 4.42 : Courants dans la base $d - q$, dans chacune des étoiles (gauche : courants dans M1 ; droite : courant dans M2)⁹²

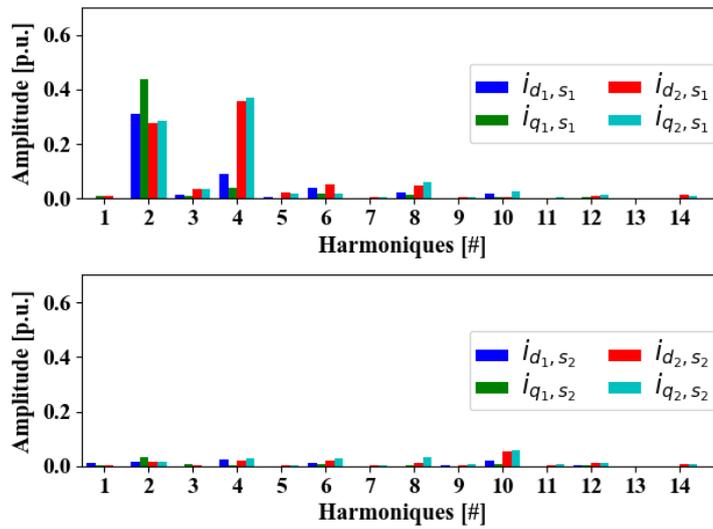


Figure 4.43 : FFT des courants dans la base $d - q$ (haut : étoile 1 en défaut ; bas : étoile 2 saine)

4.5.1.3 Reconfiguration du contrôle : MTPA et Lipo

Afin de limiter les ondulations de couple et l'augmentation des pertes Joule, les deux stratégies de reconfiguration MTPA et Lipo sont appliquées à l'étoile en défaut. La Figure 4.44 compare les couples obtenus sans reconfiguration et avec chacune des deux méthodes. Le premier élément à relever est une nette diminution des ondulations, qui ne sont plus que de 27% avec la stratégie MTPA et 19% avec la stratégie Lipo. L'harmonique de rang 2 a été nettement diminué par l'utilisation de ces deux méthodes de génération de références de courant. Lorsque l'on regarde la régulation des courants pour l'étoile en défaut dans les machines fictives M1 à la Figure 4.45 et M2 à la Figure 4.46, nous pouvons constater que c'est avec la méthode Lipo que l'erreur entre la valeur de courant de référence et celle mesurée est la plus faible. En particulier, les oscillations du courant $i_{q1,s1}$ sont plus faibles qu'avec la stratégie MTPA. Or, c'est bien l'interaction de ce courant avec la composante ϵ_{q1} de la fcm qui crée le plus de couple, expliquant alors la différence observable à la Figure 4.44 entre les deux méthodes.

⁹² Les courants sont normalisés par rapport à la valeur de i_{q1}^{ref}

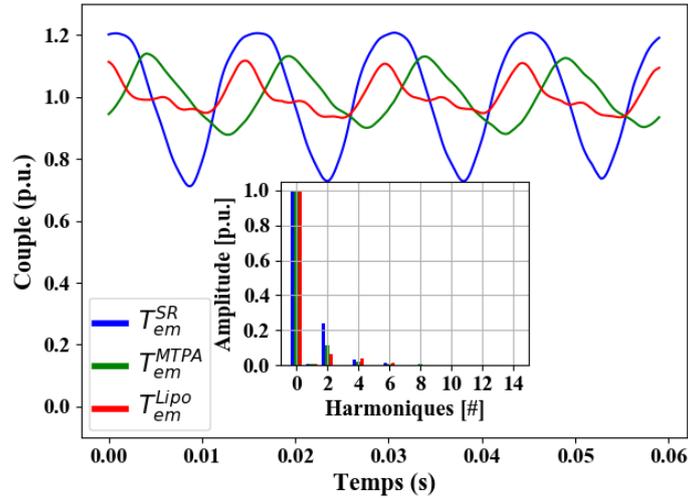


Figure 4.44 : Comparaison des couples avec l'approche MS en fonction des différentes techniques de reconfiguration

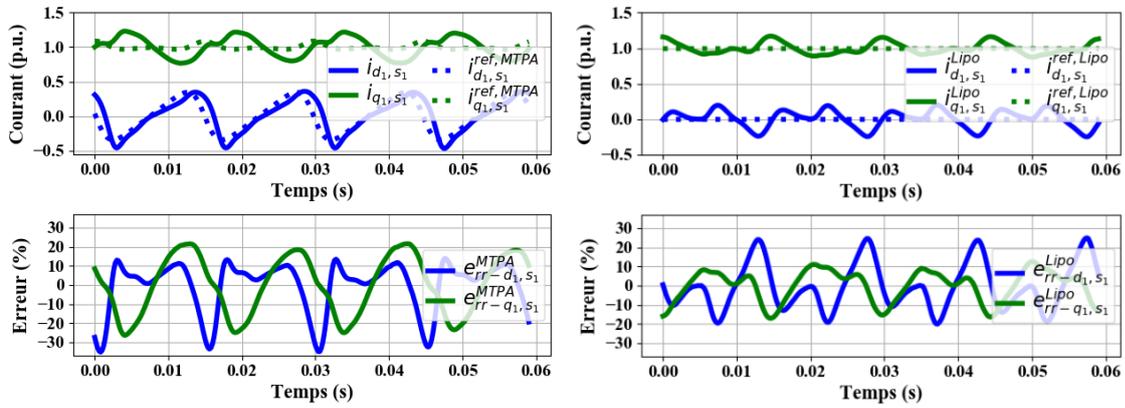


Figure 4.45 : Comparaison des courants dans le plan $d_1 - q_1$ de l'étoile en défaut avec la méthode MTPA (gauche) et la méthode Lipo (droite)

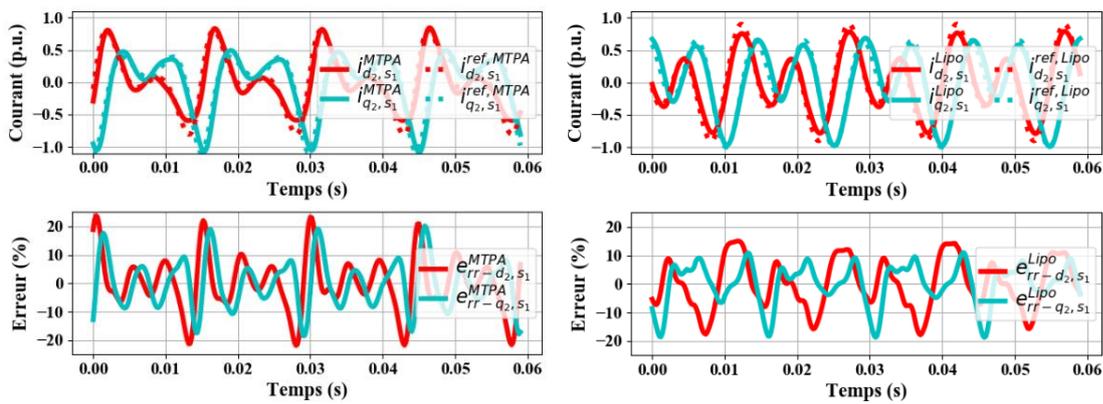


Figure 4.46 : Comparaison des courants dans le plan $d_2 - q_2$ de l'étoile en défaut avec la méthode MTPA (gauche) et la méthode Lipo (droite)

Nous venons de valider que le changement des références de courant après l'apparition d'un défaut avait un impact positif sur les oscillations de couple. Néanmoins, du fait du caractère oscillant des références et des perturbations induites par le défaut,

les régulateurs PI ne permettent pas un bon suivi des consignes sauf si les harmoniques à l'origine des pulsations de couple appartiennent à la bande passante du régulateur.

4.5.1.4 Ajout de réseaux ADALINE

Les principaux harmoniques de courant responsables des oscillations sont ceux de rang 2, 4 et 6. Néanmoins, l'amplitude de h2 est plus élevée que les autres harmoniques. C'est donc celui-ci que nous allons chercher à compenser en priorité. Nous pouvons définir le vecteur d'entrée du réseau ADALINE de la sorte : $[x] = [\cos(2\theta), \sin(2\theta)]$. Comme les oscillations proviennent majoritairement de la machine fictive M1 de l'étoile en défaut, nous allons mettre un réseau ADALINE en parallèle des régulateurs de courant de $i_{d1,s1}$ et $i_{q1,s1}$. La Figure 4.47 donne un exemple de cette utilisation avec la méthode MTPA. Nous pouvons notamment observer la convergence des poids qui se fait en quelques secondes et la diminution notable de l'erreur en courant qui conduit également à une baisse significative des oscillations de couple. La stabilité du réseau est également testée en réalisant des changements abrupts de couple ou bien de vitesse, qui correspond au cas présenté à la Figure 4.48 (avec la reconfiguration MTPA). Après les changements de vitesse, nous pouvons constater que les poids s'adaptent de nouveau, afin de trouver la bonne valeur de compensation de l'harmonique de rang 2. Des résultats similaires sont obtenus avec des variations de la référence de couple.

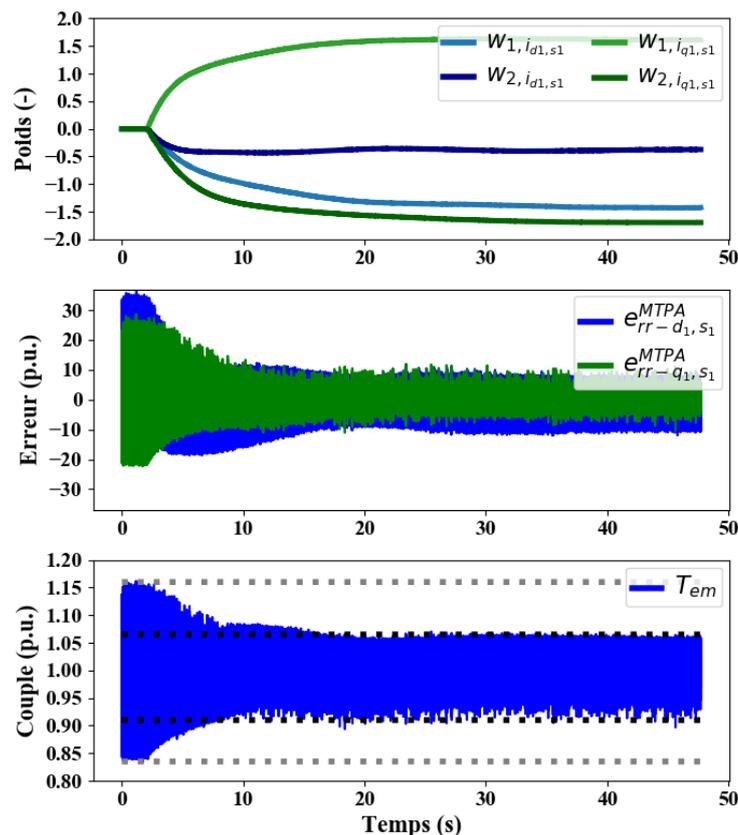


Figure 4.47 : Utilisation de réseau ADALINE dans la machine fictive M1 de l'étoile 1, avec la méthode MTPA (haut : variation des poids ; milieu : erreurs en courant ; bas : couple)

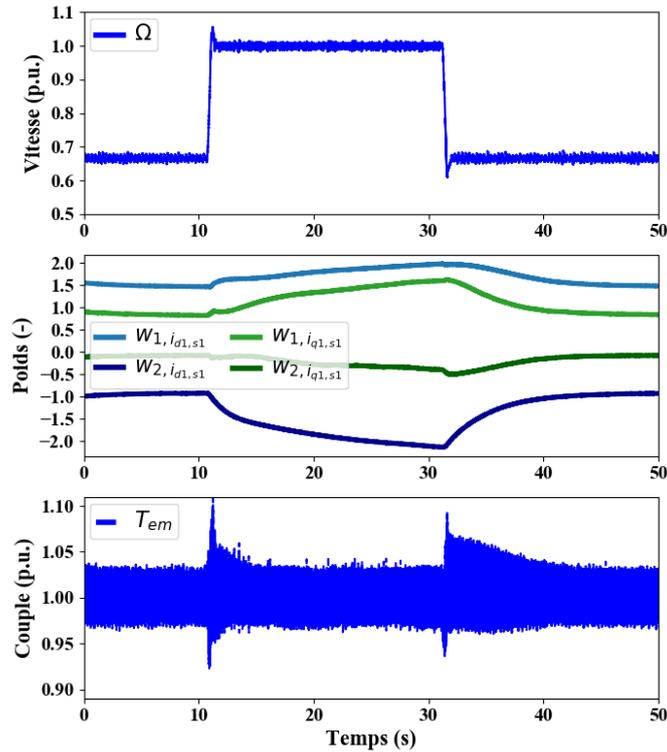


Figure 4.48 : Stabilité du réseau ADALINE au regard des sauts en vitesse (haut : vitesse mécanique ; milieu : poids ; bas : couple)

La Figure 4.49 compare les résultats obtenus sur la régulation du courant dans la machine principale, avec la méthode MTPA sans et avec l'ajout des deux réseaux ADALINE (sur chacun des courants de M1). Les régulateurs PI assuraient correctement l'asservissement de la partie constante des références, mais ne permettaient pas de suivre précisément la partie alternative, tant en amplitude des harmoniques que dans la phase. Grâce à l'ajout de réseau ADALINE en parallèle, les régulateurs PI n'ont plus à devoir fournir une tension alternative, donnant ainsi de bien meilleurs résultats.

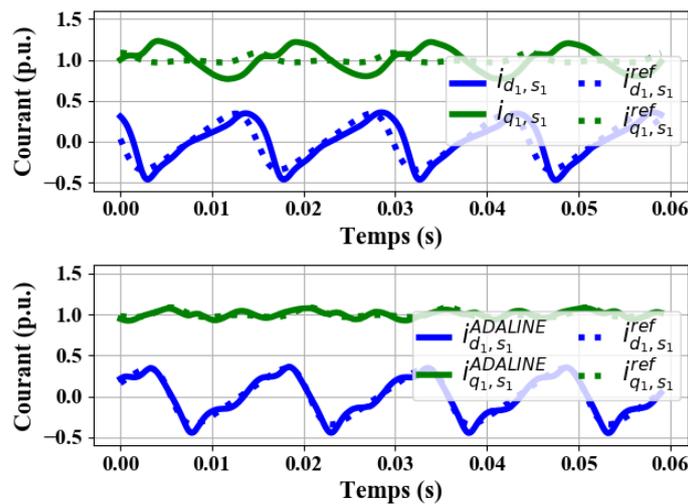


Figure 4.49 : Comparaison des courants obtenus sans et avec ajout d'un réseau ADALINE, avec la méthode MTPA (haut : sans ADALINE ; bas : avec)

4.5.1.5 Synthèse des résultats

Pour des soucis de clarté, seule la configuration MS a été illustrée précédemment. C'est pourquoi le Tableau 4.4 résume les résultats obtenus avec les différentes approches MS et VSD, ainsi qu'avec les différentes reconfigurations : MTPA et Lipo, ainsi que l'utilisation ou non de réseau ADALINE. Nous précisons que seul l'harmonique de rang 2 a été compensé et uniquement dans la machine principale. La compensation de l'harmonique de rang 4 a été testé, mais n'apporte pas de gains significatifs au global sur les résultats. C'est également le cas pour les compensations dans les autres machines fictives. Afin de se rendre compte des gains successifs apportés d'une part par le changement des références et d'autre part par la compensation de l'harmonique de rang 2, la Figure 4.50 compare les oscillations de couple obtenues avec les deux approches MS et VSD (seule la stratégie MTPA est illustrée).

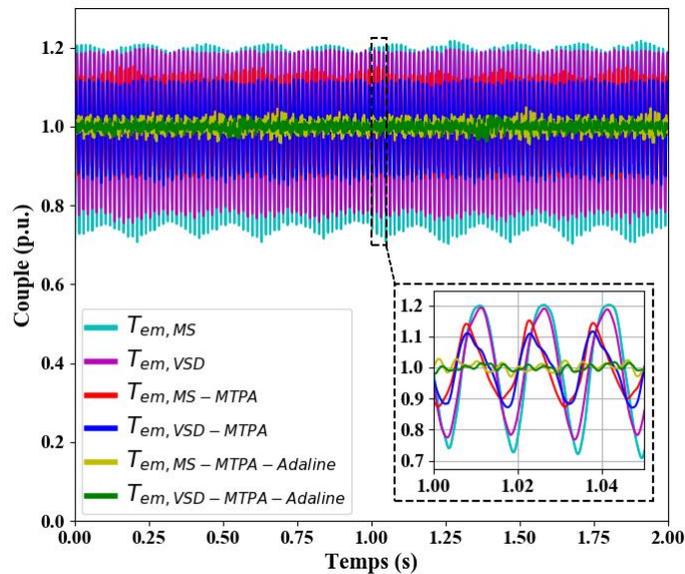


Figure 4.50 : Couple obtenu sans reconfiguration, avec stratégie MTPA et avec ou sans ADALINE, pour les deux approches MS et VSD ($f_e = 33\text{Hz}$)

Contrôle MS – 2x5ph					
	SR	MTPA	Lipo	MTPA Adaline	Lipo Adaline
Ondulations de couple	52%	27%	19%	6%	10%
Pertes Joule (p.u.) ⁹³	1.00	1.04	1.06	1.04	1.07
Courant pic maximum ⁹⁴ (p.u.)	1.66	1.73	1.65	1.63	1.46
Contrôle VSD – 10ph					
	SR	MTPA	Lipo	MTPA Adaline	Lipo Adaline
Ondulations de couple	42%	25%	18%	4%	8%
Pertes Joule (p.u.) ⁹³	0.99	0.98	1.01	0.99	1.02
Courant pic maximum (p.u.) ⁹⁴	1.46	1.42	1.30	1.63	1.26

Tableau 4.4 : Résultats expérimentaux des différentes stratégies de reconfiguration pour le prototype CE2I ($f_e = 33\text{Hz}$)

Les résultats obtenus permettent de valider l'intérêt de la reconfiguration du contrôle et en particulier de la génération de nouvelles références de courant. Les deux stratégies MTPA et Lipo permettent en effet de réduire environ de moitié les ondulations de couple, que ce soit avec l'approche MS ou VSD. Néanmoins, les performances théoriques (celles obtenues si tous les courants mesurés étaient égaux à leur référence) ne sont pas atteintes, à cause du couplage entre les différentes machines fictives et les références non constantes que les régulateurs PI n'arrivent pas à asservir. L'ajout de réseau ADALINE pour compenser le principal harmonique de perturbation (ici celui de rang 2) permet de pallier ce problème et permet d'atteindre des performances très satisfaisantes vis-à-vis des ondulations de couple. L'amplitude des oscillations peut être divisée jusqu'à 10, entre le cas sans reconfiguration et avec reconfiguration et ajout d'un réseau ADALINE. Si nous comparons les stratégies MTPA et Lipo entre elles, nous pouvons constater qu'avant l'ajout de réseau ADALINE, la stratégie Lipo donne de meilleurs résultats concernant les ondulations de couple. Cela peut être expliqué par la conservation de références constantes dans la machine principale M1 (qui fournit le plus de couple) et donc des régulateurs PI plus performants sur le suivi de consigne. En revanche, comme la stratégie MTPA prend en compte les harmoniques de f_{cems} (et pas uniquement le fondamental), lorsque les références générées sont correctement suivies grâce à l'ajout du réseau ADALINE, elle offre de meilleurs résultats.

Concernant les pertes Joule, sur le point de fonctionnement étudié, les résultats ne sont pas très différents en fonction des différents types de contrôle évalués. Nous pouvons néanmoins constater de meilleurs résultats avec la stratégie MTPA par rapport à la stratégie Lipo, ce qui est cohérent avec la façon dont sont construites ces deux stratégies.

⁹³ Les pertes Joule sont normalisées par rapport au cas MS – Sans Reconfiguration (SR)

⁹⁴ Le courant pic est normalisé par rapport à la valeur du courant de référence en mode sain.

Si nous nous intéressons au courant crête, nous pouvons confirmer que la stratégie Lipo est plus intéressante que la stratégie MTPA à cet égard. En effet, nous avons pu le détailler précédemment (§4.3.2) les courants crêtes théoriques de la stratégie MTPA peuvent être relativement élevés en comparaison des amplitudes constantes (entre les phases) de la stratégie Lipo (§4.3.1). Il y aura donc un potentiel compromis à trouver entre de meilleurs résultats concernant les ondulations de couple et les courants crêtes nécessaires pour les atteindre. A noter également que les courants crêtes peuvent potentiellement induire des contraintes sur les tensions crêtes de référence, qui pourraient éventuellement dépasser la tension limite.

Enfin, si nous souhaitons comparer les deux approches MS et VSD, plusieurs éléments ressortent. Tout d'abord, nous vérifions qu'au global les courants crêtes sont plus faibles avec l'approche VSD, puisque la reconfiguration est répartie sur neuf phases restantes au lieu de seulement quatre après défaut. Même si les différences sont minimales sur les pertes, les résultats sont également légèrement mieux avec cette approche. Concernant les pulsations de couple, sans reconfiguration, les résultats sont également mieux qu'avec l'approche MS. Il est possible d'expliquer cela par rapport à la non prise en compte des couplages entre les étoiles qui est inhérente à l'approche MS et qui est renforcé après l'apparition d'un défaut. En revanche, une fois la reconfiguration du contrôle mise en place et d'autant plus avec l'ajout de réseaux ADALINE, la différence devient faible. Dans ces conditions, l'approche MS semble plus adéquate, car elle permet de garantir de bons résultats après défaut, tout en facilitant l'implémentation⁹⁵. De plus, elle se prête plus facilement au cas où le bus de tension est séparé en deux pour des questions de redondance dans les applications les plus sécuritaires, car elle scinde naturellement l'entraînement en deux (machine, onduleur et potentiellement microcontrôleur).

4.5.2 Prototype réalisé

Confidentiel

⁹⁵ Deux matrices de Clarke généralisées pentaphasées ($2 \times (5 \times 5) = 50$ éléments) plutôt qu'une seule décaphasée ($10 \times 10 = 100$ éléments). Par ailleurs un parallélisme des calculs est plus naturel à effectuer avec l'approche MS.

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

4.6 Synthèse du chapitre

Lors de l'apparition d'un déséquilibre ou d'un défaut, les hypothèses initiales permettant d'établir les matrices de Clarke et Park généralisées, ne sont plus valides. Les machines fictives ne sont alors plus totalement découplées et des harmoniques se trouvant initialement uniquement dans une machine fictive vont pouvoir se retrouver dans les autres machines fictives. Le schéma de contrôle n'est alors plus adapté et doit être modifié afin d'assurer la continuité de fonctionnement tout en limitant les oscillations de couple et les contraintes de courant et de tension. Néanmoins par rapport au repère naturel, il reste intéressant de travailler dans les repères définis par des matrices de transformation, même si des adaptations plus ou moins complexes sont nécessaires.

Dans la littérature il existe principalement deux méthodes de reconfiguration du contrôle chacune avec des variantes : une basée sur le changement des matrices de transformation et une autre sur le changement des références de courant. Dans le cadre de cette thèse, c'est la seconde qui a été privilégiée. L'argument principal mis en avant est la simplicité d'intégration et d'implémentation que représente cette méthode vis-à-vis du changement des matrices de transformation, qui nécessitent également une adaptation du nombre de régulateurs de courant nécessaire.

Il n'existe pas une solution unique permettant de générer de nouvelles références de courant en défaut. Le principal objectif de ces nouvelles références est d'assurer la production d'un champ tournant circulaire en général à partir de la seule composante fondamentale du courant. Cette contrainte peut être assurée à partir de seulement deux courants indépendants. Les différentes stratégies de génération de références de courant se différencient donc par l'utilisation des degrés de liberté restants après défaut. La première des stratégies présentée (Lipo) permet de conserver une amplitude identique des courants sinusoïdaux dans la base abc en supposant également des f_{cems} sinusoïdales tandis que la seconde (MTPA) garantit la meilleure utilisation possible des courants (pertes joules minimales) et induit donc des amplitudes différentes entre chaque phase et cela même si les grandeurs ne sont pas sinusoïdales. Dans les

deux cas, les références de courant obtenues ne seront plus nécessairement constantes dans la base $d - q$ ou plus exactement dans les repères tournants type $d - q$.

Les références de courant n'étant plus constantes dans la base $d - q$, les régulateurs PI seront limités à cause de leur bande passante. Une solution traditionnelle est d'utiliser des régulateurs quasi-résonants PIR. Néanmoins, le réglage des paramètres de ces correcteurs de type passe-bande, nécessite également une information de fréquence (de résonance) qui n'est pas aisée à obtenir, surtout lors de régimes transitoires. Nous leur préférons des réseaux de neurones linéaires simple couche ADALINE afin de compenser des rangs d'harmonique particuliers. Ces réseaux ont le double avantage d'être facile d'implémentation (avec un seul coefficient de réglage) et de ne nécessiter que l'information de position. Ils s'adaptent également aux variations de l'environnement (saut de charge, température, etc.).

Les deux stratégies de reconfiguration du contrôle ont été testées sur deux machines double pentaphasée différentes. Dans le cas d'un défaut 1OPF, ces stratégies ont permis une réduction notable des oscillations de couple. En revanche, il a été mis en évidence la nécessité de recourir à des termes de compensation afin d'assurer le bon suivi des consignes de courant. L'utilisation de réseau ADALINE pour compenser un harmonique de courant spécifique a ainsi permis d'améliorer le contrôle et de réduire significativement les ondulations de couple ainsi que les pertes Joule. Deux approches de contrôle ont également été testées, l'une consistant à contrôler la machine comme une machine 10-ph (VSD) et l'autre comme deux machines pentaphasées distinctes (MS). Avec l'ajout de réseaux ADALINE, les différences entre ces deux approches deviennent minimales, dans le cas des deux prototypes considérés. Des limitations pratiques ont également été mises en avant, comme des courants crêtes importants ou bien une difficulté à compenser des harmoniques de rang élevés à cause d'une faible résolution due à l'échantillonnage. Dans l'ensemble, il a été montré sur les deux prototypes l'intérêt de la reconfiguration du contrôle et des compensations adaptatives, pour limiter les conséquences dues à l'apparition du défaut tout en assurant la continuité de fonctionnement de l'entraînement électrique.

Enfin, comme un des prototypes ne vérifiait pas parfaitement les conditions de régularité de construction (hypothèse H1) justifiant théoriquement l'utilisation des transformées de Clarke, il a été mis en évidence que les correcteurs ADALINE, qui ne nécessitent que la connaissance des rangs des harmoniques à compenser, permettaient de compenser déjà en mode sain (du point de vue alimentation) des déséquilibres (défauts) structurels.

Conclusion Générale & Perspectives

L'industrie automobile a principalement évolué ces dernières années à travers les normes successives sur la réduction des émissions. Cela a poussé les constructeurs à électrifier de plus en plus de fonctions au sein d'un véhicule, vers le développement massif des tractions purement électriques. L'avènement des véhicules électriques offre de nouvelles libertés aux constructeurs. De nouvelles tendances apparaissent, comme la suppression du lien mécanique qui lie le conducteur aux organes de freinage ou de direction, il s'agit du *brake by wire* et du *steer by wire*. Ces organes sont directement liés à la sécurité du conducteur et des passagers, c'est pourquoi il est nécessaire d'assurer un niveau de fiabilité important. Après l'apparition d'un défaut, il est donc nécessaire d'assurer un certain niveau de fonctionnalité qui permette a minima de stationner le véhicule en sécurité sur le bas-côté. Assurer un niveau supérieur de fonctionnalité après défaut (idéalement 100% du nominal) comporte des intérêts non négligeables pour des véhicules commerciaux ou bien des flottes de véhicules partagés. Néanmoins, les actionneurs triphasés généralement utilisés pour assurer ces fonctions ne permettent pas de répondre à ces critères. Il faut donc se pencher sur d'autres types d'entraînements dit polyphasés, qui permettent d'assurer la continuité de fonctionnement après apparition d'un défaut. Ces structures ont déjà été investiguées (et mises en place) pour des applications critiques comme la propulsion navale ou bien dans l'aéronautique. En revanche, ces industries ne sont pas comparables à l'automobile concernant les contraintes de coût inhérentes à une production en très grande série.

Afin de s'assurer que les entraînements polyphasés permettent effectivement un gain de fiabilité, il faut tout d'abord se doter d'outils permettant de l'évaluer. Il existe tout d'abord des outils qualitatifs comme peuvent l'être les arbres de défaillance ou bien les analyses de mode de défaillance. Ces outils permettent de mettre en avant les composants critiques qui peuvent conduire à une panne. Dans le cadre d'un entraînement électrique, les défauts peuvent majoritairement survenir au niveau des composants de puissance du convertisseur ou bien directement au niveau des bobinages de la machine. La conception peut permettre d'éviter ou du moins de limiter l'apparition de défaut. Lorsque ce n'est pas possible, il est alors nécessaire d'isoler le défaut afin de limiter les impacts de ce dernier. Une fois que les composants menant à une panne sont identifiés, il est possible de quantifier leur risque d'apparition à travers les taux de défaillance. Ces taux peuvent être donnés par les fabricants ou bien peuvent être évalués à partir de recueils de fiabilités. Ils permettent ensuite de calculer la probabilité pour un système de se trouver dans un état plutôt que dans un autre, à partir par exemple de processus de Markov. C'est à travers ces outils qu'il a été possible d'affirmer que les entraînements polyphasés permettaient effectivement un gain de fiabilité par rapport aux entraînements triphasés traditionnels. En effet, malgré un nombre de composants accrus et donc un risque d'apparition de défaut plus important, les entraînements polyphasés permettent le fonctionnement en mode dégradé. Ces modes dégradés garantissent tout ou partie de la fonctionnalité du système et donc permettent d'augmenter au global sa fiabilité.

Un entraînement polyphasé diffère d'un entraînement triphasé traditionnel. Néanmoins, il est possible d'étendre des considérations usuelles comme les matrices de Clarke et de Park. Ainsi, il a été montré qu'après l'application d'une matrice de Clarke généralisée, une machine polyphasée pouvait se ramener à une série de machines fictives diphasées et homopolaires, mécaniquement couplées. Chacune de ces machines est ensuite contrôlée dans un repère $d-q$ associé, en fonction des harmoniques qui se projettent naturellement dans celle-ci. Après avoir explicité le

fonctionnement général d'un entraînement polyphasé, une approche de conception multi-contraintes a été développée. Cette démarche permet de sélectionner les meilleurs entraînements polyphasés en fonction d'un cahier des charges donné, en prenant comme paramètres variables le nombre de phases de la machine et le type de convertisseur. Elle a été appliquée au cas d'un système EHPS pour camion et a permis de mettre en lumière l'importance de certains critères, comme les contraintes de coût et d'industrialisation. Trois entraînements différents ont ensuite été sélectionnés et simulés après l'apparition d'un défaut. Ces simulations ont permis de souligner, entre autres, le besoin de reconfiguration du contrôle, afin de limiter les pertes mais également les contraintes de courant et de tension crête. C'est finalement une machine 10 encoches – 8 pôles, tirée d'un des trois entraînements sélectionnés, qui a été retenue pour valider les algorithmes de contrôle-commande. Cette machine a été caractérisée par mesure et par éléments finis, dans différentes configurations de bobinage, dont la configuration double étoile pentaphasée a été privilégiée.

Après l'apparition d'un défaut d'alimentation, les courants d'une machine ne se projettent plus de la même manière dans les différentes machines fictives, faisant apparaître de nouveaux harmoniques. L'interaction de ces harmoniques de courant avec les harmoniques de f_{cem} normalement projetés est à l'origine de pulsation de couple de rangs déterminés. Les différentes reconfigurations du contrôle visent à réduire ces oscillations de couple. Parmi les différentes options, cette thèse s'est concentrée sur la génération de nouvelles références de courant, qui permettent de conserver un schéma de contrôle identique. Deux méthodes de génération ont été principalement étudiées et appliquées à deux machines double-pentaphasée, celle conçue lors de la thèse ainsi que le prototype issu du projet CE2I. Néanmoins, les nouvelles références de courant ne sont plus constantes comme en mode sain et il existe des couplages entre les différentes machines fictives. Un réseau de neurones simple couche ADALINE a donc également été mis en place, afin de compenser les harmoniques principaux de courant et diminuer ainsi l'écart entre le courant mesuré et celui de référence. Dans le cas du prototype de thèse, l'utilisation de réseau ADALINE a permis en mode sain de gommer des déséquilibres structurels mis en évidence lors d'essais. L'application des nouvelles références de courant ainsi que l'ajout de réseau ADALINE ont donc été validés sur les deux prototypes, permettant de limiter l'impact du défaut et d'envisager un fonctionnement continu. Certaines contraintes sont également apparues, liées d'une part, à la fréquence électrique et à la discrétisation du signal de position pour la puissance de calcul et, d'autre part, à la saturation possible de l'onduleur à cause des tensions de référence crête imposées.

Cette thèse a donc permis de mettre en place une méthodologie et des outils afin de répondre au besoin du secteur automobile pour des entraînements plus sécuritaires. La démarche de comparaison d'entraînements polyphasés proposée est valable quel que soit le cahier des charges initial. La présentation de la modélisation et du contrôle des entraînements polyphasés permet également la généralisation du contrôle-commande, tant en mode sain qu'en mode dégradé, pour un nombre n quelconque de phases. En particulier, nous avons pu adresser la problématique de conception d'entraînement polyphasé tout en gardant en tête des notions de coût et plus généralement de faisabilité industrielle. Les solutions d'entraînements multi-polyphasés apparaissent alors comme un très bon moyen d'adresser les problématiques sécuritaires à moindre coût.

Néanmoins, ces travaux de thèse n'ont pas pu répondre à toutes les problématiques rencontrées. En premier lieu, même si le contrôle mis en place a permis une amélioration des résultats en mode dégradé, nous avons pu voir apparaître des limitations lorsque la fréquence électrique augmentait. Les réseaux ADALINE utilisés permettent d'améliorer la bande passante du contrôle, mais ils dépendent de

l'information de la position électrique échantillonnée. En fonction du rang des harmoniques à compenser et de la fréquence électrique, cet échantillonnage peut s'avérer insuffisant. Des contraintes similaires peuvent survenir lors du contrôle du courant homopolaire (onduleur à ponts en H), quand la constante de temps homopolaire est faible et se rapproche de la période d'échantillonnage (et de découpage). L'augmentation de la puissance de calcul implémentée dans les microcontrôleurs ou bien de composants dédiés pour le contrôle (FPGA), couplée à l'utilisation de composants grands gaps, pourrait être une solution à ces problématiques, mais impliquerait également un coût plus élevé de l'entraînement. L'amélioration des algorithmes de contrôle constitue une alternative complémentaire afin de pouvoir conserver la même plage de fonctionnement couple-vitesse après l'apparition d'un voire plusieurs défauts, tout en limitant le surdimensionnement.

Ensuite, même s'il est possible d'ajouter des composants afin d'isoler les défauts et ainsi se ramener dans la plupart des cas à un circuit ouvert, le court-circuit interne à la machine peut être problématique s'il n'est pas correctement géré. Cette thématique n'a pas pu être approfondie, alors qu'il faudrait en effet dimensionner une machine qui permette de limiter le courant de court-circuit, tout en ayant de bonnes performances aux regards des autres critères évalués. Dès lors, de nouvelles topologies de machines associées à des convertisseurs spécifiques pourraient être imaginées.

La démarche de comparaison proposée dans cette thèse pourrait également être améliorée. Bien que la tâche semble complexe, il serait intéressant d'inclure davantage les limitations de l'entraînement (courant et tension) après l'apparition d'un défaut, ainsi que le calcul de fiabilité de chaque entraînement, en fonction des composants retenus et de l'élévation de température propre à chacun. Nous pourrions également envisager d'automatiser le processus en mettant en place un algorithme d'optimisation multi-objectifs tout en élargissant le choix des topologies machines et convertisseur étudiés.

Enfin, d'autres considérations n'ont pas du tout été prises en compte et mériteraient que nous nous y intéressions. C'est le cas notamment de l'impact du défaut sur le filtrage d'entrée du convertisseur. Les oscillations observées sur le couple se retrouvent également sur le courant d'entrée. Il serait alors intéressant d'étudier l'impact des différentes stratégies de reconfiguration sur le contenu spectral du courant DC. De même, les questions de vibrations et de bruit n'ont pas pu être investiguées alors qu'il s'agit d'un critère sensible dans le secteur automobile.

Références bibliographiques

- [1] T. Selleri, A. D. Melas, A. Joshi, D. Manara, A. Perujo, et R. Suarez-Bertoa, « An Overview of Lean Exhaust deNO_x Aftertreatment Technologies and NO_x Emission Regulations in the European Union », *Catalysts*, vol. 11, n° 3, p. 404, mars 2021, doi: 10.3390/catal11030404.
- [2] S. L. Winkler, J. E. Anderson, L. Garza, W. C. Ruona, R. Vogt, et T. J. Wallington, « Vehicle criteria pollutant (PM, NO_x, CO, HCs) emissions: how low should we go? », *npj Clim Atmos Sci*, vol. 1, n° 1, p. 26, nov. 2018, doi: 10.1038/s41612-018-0037-5.
- [3] F. Knobloch *et al.*, « Net emission reductions from electric cars and heat pumps in 59 world regions over time », *Nat Sustain*, vol. 3, n° 6, p. 437-447, mars 2020, doi: 10.1038/s41893-020-0488-7.
- [4] C. Rossi, D. Pontara, M. Bertoldi, et D. Casadei, « Two-motor, Two-axle Traction System for Full Electric Vehicle », *WEVJ*, vol. 8, n° 1, p. 25-39, mars 2016, doi: 10.3390/wevj8010025.
- [5] « IN-WHEEL-MOTOR ELECTRIC VEHICLES AND THEIR ASSOCIATED DRIVETRAINS », *IJTTE*, vol. 10, n° 4, oct. 2020, doi: 10.7708/ijtte.2020.10(4).01.
- [6] S. He, X. Fan, Q. Wang, X. Chen, et S. Zhu, « Review on Torque Distribution Scheme of Four-Wheel In-Wheel Motor Electric Vehicle », *Machines*, vol. 10, n° 8, p. 619, juill. 2022, doi: 10.3390/machines10080619.
- [7] W. Cai, X. Wu, M. Zhou, Y. Liang, et Y. Wang, « Review and Development of Electric Motor Systems and Electric Powertrains for New Energy Vehicles », *Automot. Innov.*, vol. 4, n° 1, p. 3-22, févr. 2021, doi: 10.1007/s42154-021-00139-z.
- [8] J. Azevedo *et al.*, « Improvement of Production Line in the Automotive Industry Through Lean Philosophy », *Procedia Manufacturing*, vol. 41, p. 1023-1030, 2019, doi: 10.1016/j.promfg.2019.10.029.
- [9] A. Manzone, A. Pincetti, et D. De Costantini, « Fault tolerant automotive systems: an overview », in *Proceedings Seventh International On-Line Testing Workshop*, Taormina, Italy: IEEE Comput. Soc, 2001, p. 117-121. doi: 10.1109/OLT.2001.937830.
- [10] V. Callea, G. Fabbri, E. Santini, et P. Sordi, « An SPM Motor for Drive-by-Wire Steering System », 2002.
- [11] B. Paolo, B. Ottorino, L. Alberto, S. Luca, et T. Lucio, « Electrical Drives for Drive-by-Wire Systems in Surface Vehicles », 2003.
- [12] A. Bertacchini, P. Pavan, L. Tamagnini, et L. Fergnani, « Control of Brushless Motor with Hybrid Redundancy for Force Feedback in Steer-by-Wire Applications », *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*, p. 6, 2005.

- [13] M. Bröcker, « New control algorithms for steering feel improvements of an electric powered steering system with belt drive », *Vehicle System Dynamics*, vol. 44, n° sup1, p. 759-769, janv. 2006, doi: 10.1080/00423110600885780.
- [14] G. Aroquiadassou *et al.*, « Design comparison of two rotating electrical machines for 42 V electric power steering », in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, San Antonio, TX, USA: IEEE, 2005, p. 431-436. doi: 10.1109/IEMDC.2005.195759.
- [15] A. Benedetti *et al.*, « PM motor drives for steer-by-wire applications », *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, p. 8, 2005.
- [16] M. Montiglio, S. Martini, et V. Murdocco, « DEVELOPMENT OF A LANE KEEPING SUPPORT SYSTEM FOR HEAVY-TRUCKS », p. 9, 2006.
- [17] C. Oprea et C. Martis, « Fault tolerant permanent magnet synchronous machine for electric power steering systems », in *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, Italy: IEEE, juin 2008, p. 256-261. doi: 10.1109/SPEEDHAM.2008.4581310.
- [18] N. Bianchi, S. Bolognani, M. Pre, M. Tomasini, L. I, et M. Zigliotto, « The steering effect PM motor drives for automotive systems », *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, n° 2, p. 40-48, mars 2008, doi: 10.1109/MIA.2007.914272.
- [19] M. Naidu, S. Gopalakrishnan, et T. W. Nehl, « Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor Drive Topologies for Automotive X-By-Wire Systems », *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 46, n° 2, p. 8, 2010.
- [20] S. A. Arogeti, D. Wang, C. B. Low, et M. Yu, « Fault Detection Isolation and Estimation in a Vehicle Steering System », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 12, p. 4810-4820, déc. 2012, doi: 10.1109/TIE.2012.2183835.
- [21] F. Marchio, B. Vittorelli, et R. Colombo, « Automotive electronics: Application & technology megatrends », in *ESSCIRC 2014 - 40th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC)*, Venice Lido, Italy: IEEE, sept. 2014, p. 23-29. doi: 10.1109/ESSCIRC.2014.6942016.
- [22] G. Macher, A. Höller, H. Sporer, E. Armengaud, et C. Kreiner, « A Combined Safety-Hazards and Security-Threat Analysis Method for Automotive Systems », in *Computer Safety, Reliability, and Security*, vol. 9338, F. Koornneef et C. van Gulijk, Éd., in *Lecture Notes in Computer Science*, vol. 9338. , Cham: Springer International Publishing, 2015, p. 237-250. doi: 10.1007/978-3-319-24249-1_21.
- [23] M. Gleissner, « Design and Control of Fault-Tolerant Nonisolated Multiphase Multilevel DC–DC Converters for Automotive Power Systems », *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 52, n° 2, p. 11, 2016.
- [24] S. Achyuthan et N. K. Prakash, « Modelling of a steer-by-wire system with force feedback and active steering », in *2017 International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS)*, Madurai: IEEE, juin 2017, p. 676-680. doi: 10.1109/ICCONS.2017.8250548.
- [25] D. Schwarzer, F. Avçilar, A. Giedymin, C. Dinca, et U. Schafer, « Foldable Motor Integrated Low Voltage Inverter for an Electrical Power Steering Application », p. 10.

- [26] M. Gleissner, J. Haring, W. Wondrak, et M.-M. Bakran, « Reconfiguration of fault-tolerant inverters with reduced maximum output voltage or current in combination with permanent magnet synchronous machines », in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Genova, Italy: IEEE, sept. 2019, p. P.1-P.10. doi: 10.23919/EPE.2019.8914957.
- [27] Y. Li, J. He, Y. Nan, Q. Feng, Y. Zhang, et J. Fan, « A Dual-motor Electric Power Steering System for Commercial Vehicle », *th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, p. 6, 2019.
- [28] M. A. Sakka *et al.*, « Reliability and Cost Assessment of Fault-Tolerant Inverter Topologies for Multi- Motor Drive Systems », p. 10.
- [29] R. R. Sorial, M. H. Soliman, H. M. Hasanien, et H. E. A. Talaat, « A Vector Controlled Drive System for Electrically Power Assisted Steering Using Hall-Effect Sensors », *IEEE Access*, vol. 9, p. 116485-116499, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3105609.
- [30] Y. Noh, W. Kim, et J. Lee, « The Optimal Current Ratio Control of Redundant Electric Drive Systems and Diagnostic Strategies for Disagreement », *IEEE Access*, vol. 9, p. 32115-32130, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3060017.
- [31] A. E. Cetin, M. A. Adli, D. E. Barkana, et H. Kucuk, « Compliant control of steer-by-wire systems », in *2009 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, Singapore: IEEE, juill. 2009, p. 636-643. doi: 10.1109/AIM.2009.5229939.
- [32] W. El Messoussi, O. Pages, et A. El Hajjaji, « Four-Wheel Steering Vehicle Control using Takagi-Sugeno Fuzzy Models », in *2007 IEEE International Fuzzy Systems Conference*, London: IEEE, juin 2007, p. 1-6. doi: 10.1109/FUZZY.2007.4295650.
- [33] J. D. Setiawan, M. Safarudin, et A. Singh, « Modeling, simulation and validation of 14 DOF full vehicle model », in *International Conference on Instrumentation, Communication, Information Technology, and Biomedical Engineering 2009*, Bandung, Indonesia: IEEE, nov. 2009, p. 1-6. doi: 10.1109/ICICI-BME.2009.5417285.
- [34] S. Haggag, D. Alstrom, S. Cetinkunt, et A. Egelja, « Modeling, Control, and Validation of an Electro-Hydraulic Steer-by-Wire System for Articulated Vehicle Applications », *IEEE/ASME Trans. Mechatron.*, vol. 10, n° 6, p. 688-692, déc. 2005, doi: 10.1109/TMECH.2005.859838.
- [35] A. W. Burton, « How control analysis and systems thinking support new product development. », *IEEE Control Systems Magazine*, p. 10, 2003.
- [36] S. Amberkar, F. Bolourchi, J. Demerly, et S. Millsap, « A Control System Methodology for Steer by Wire Systems », *2004 SAE Word Congress*, p. 8, 2004.
- [37] V. Ewald et U. Konigorski, « Model-Matching-Control of a Redundantly Actuated Steer-by-Wire-System », in *2020 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA)*, Montreal, QC, Canada: IEEE, août 2020, p. 194-200. doi: 10.1109/CCTA41146.2020.9206283.
- [38] J. Stricker, C. Kain, J. Kirscher, A. Buzo, L. Maurer, et G. Pelz, « Semiconductor Component Fault Assessment and Probability Impact Estimation on Application

- Level », in *2018 IEEE Nordic Circuits and Systems Conference (NORCAS): NORCHIP and International Symposium of System-on-Chip (SoC)*, Tallinn, Estonia: IEEE, oct. 2018, p. 1-4. doi: 10.1109/NORCHIP.2018.8573501.
- [39] C. Huang et D. Ma, « Actuator and sensor fault tolerant control for Steer-by-Wire systems: Recent Advances », in *2022 China Automation Congress (CAC)*, Xiamen, China: IEEE, nov. 2022, p. 1606-1610. doi: 10.1109/CAC57257.2022.10055044.
- [40] K. Gorelik, A. Kilic, et R. Obermaisser, « Range prediction and extension for automated electric vehicles with fail-operational powertrain: Optimal and safety based torque distribution for multiple traction motors », in *2018 Annual IEEE International Systems Conference (SysCon)*, Vancouver, BC: IEEE, avr. 2018, p. 1-7. doi: 10.1109/SYSCON.2018.8369519.
- [41] A. Krautstrunk et P. Mutschler, « Fault Tolerant Force Feedback Actuator for Steer-by-Wire », *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 33, n° 26, p. 45-50, sept. 2000, doi: 10.1016/S1474-6670(17)39119-X.
- [42] R. Menon, S. S. Williamson, N. A. Azeez, et A. H. Kadam, « A Fault Tolerant Modulation Strategy for Dual Inverter Traction Drives », in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, MD, USA: IEEE, sept. 2019, p. 5856-5861. doi: 10.1109/ECCE.2019.8911866.
- [43] J. Mayer, D. Huger, et D. Gerling, « Enhancing post-fault operation performance of multiphase PMSM-machines using transient thermal modeling and optimization », in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference*, Istanbul, Turkey: IEEE, sept. 2011, p. 703-708. doi: 10.1109/ACEMP.2011.6490686.
- [44] B. Basler, T. Greiner, et P. Heidrich, « Fault-tolerant strategies for double three-phase PMSM used in Electronic Power Steering systems », in *2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Dearborn, MI, USA: IEEE, juin 2015, p. 1-6. doi: 10.1109/ITEC.2015.7165756.
- [45] A. A. Al-Jaf, B. C. Mecrow, et D. Moule, « Winding arrangement and design development for fault tolerant EPS systems », *J. eng.*, vol. 2019, n° 17, p. 3884-3889, juin 2019, doi: 10.1049/joe.2018.8109.
- [46] M. Barcaro, N. Bianchi, et F. Magnussen, « Faulty Operations of a PM Fractional-Slot Machine With a Dual Three-Phase Winding », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 9, p. 3825-3832, sept. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2087300.
- [47] N. Bianchi, J. Park, A. Tortella, et R. Zavagnin, « Experimental Tests of Dual Three-Phase Synchronous Reluctance Motor Under Half-Control Mode », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 57, n° 6, p. 5887-5893, nov. 2021, doi: 10.1109/TIA.2021.3108745.
- [48] S. Huber, M. Koch, R. Krovvidi, et M. Fock, « Steering Actuator for Safety-critical Systems », *ATZ worldwide*, janvier 2021.
- [49] D. C. White et H. H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*. in John Wiley & Sons. John Wiley & Sons, 1959.

- [50] E. Klingshirn et H. Jordan, « Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources », *IEEE Trans. on Power Apparatus and Syst.*, vol. PAS-87, n° 3, p. 624-631, mars 1968, doi: 10.1109/TPAS.1968.292172.
- [51] E. A. Klingshirn, « Harmonic Filters for Six-Phase and Other Multiphase Motors on Voltage Source Inverters », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. IA-21, n° 3, p. 588-594, mai 1985, doi: 10.1109/TIA.1985.349714.
- [52] E. Semail, « Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés. Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace », Lille 1, 2000.
- [53] J. Figueroa, J. Cros, et P. Viarouge, « Generalized transformations for polyphase phase-Modulation motors », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, n° 2, p. 332-341, juin 2006, doi: 10.1109/TEC.2005.859965.
- [54] A. A. Rockhill et T. A. Lipo, « A generalized transformation methodology for polyphase electric machines and networks », in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Coeur d'Alene, ID: IEEE, mai 2015, p. 27-34. doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409032.
- [55] X. Kestelyn et E. Semail, « Vectorial Modeling and Control of Multiphase Machines with Non-salient Poles Supplied by an Inverter », p. 161-206, févr. 2013, doi: 10.1002/9781118603208.ch5.
- [56] X. Kestelyn et E. Semail, « Multiphase Voltage Source Inverters », p. 203-242, mars 2011.
- [57] E. A. Klingshirn, « High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations », *IEEE Trans. on Power Apparatus and Syst.*, vol. PAS-102, n° 1, p. 47-53, janv. 1983, doi: 10.1109/TPAS.1983.317996.
- [58] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, et J. C. White, « Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. II. Motor design and performance », *IEEE Trans. On energy Conversion*, vol. 6, n° 4, p. 684-692, déc. 1991, doi: 10.1109/60.103642.
- [59] H. A. Toliyat, L. Xu, et T. A. Lipo, « A five-phase reluctance motor with high specific torque », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, n° 3, p. 659-667, mai 1992, doi: 10.1109/28.137454.
- [60] Jen-Ren Fu et T. A. Lipo, « Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 30, n° 5, p. 1267-1274, oct. 1994, doi: 10.1109/28.315238.
- [61] T. M. Jahns et B. Sarlioglu, « The Incredible Shrinking Motor Drive: Accelerating the Transition to Integrated Motor Drives », *IEEE Power Electron. Mag.*, vol. 7, n° 3, p. 18-27, sept. 2020, doi: 10.1109/MPEL.2020.3011275.
- [62] E. Levi, « Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 5, p. 1893-1909, mai 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.
- [63] A. Iqbal, E. Levi, M. Jones, et S. N. Vukosavic, « Generalised Sinusoidal PWM with Harmonic Injection for Multi-Phase VSIs », in *37th IEEE Power Electronics*

- Specialists Conference*, Jeju, Korea: IEEE, 2006, p. 1-7. doi: 10.1109/PESC.2006.1712206.
- [64] M. J. Duran, E. Levi, et M. Jones, « Independent vector control of asymmetrical nine-phase machines by means of series connection », in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, San Antonio, TX, USA: IEEE, 2005, p. 167-173. doi: 10.1109/IEMDC.2005.195719.
- [65] M. J. Duran, F. J. Barrero, S. L. Toral, et E. Levi, « Multi-Dimensional Space Vector Pulse Width Modulation Scheme for Five-Phase Series-Connected Two-Motor Drives », in *2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference*, mai 2007, p. 1208-1214. doi: 10.1109/IEMDC.2007.383602.
- [66] M. J. Duran et F. Barrero, « Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines—Part II », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 1, p. 459-468, janv. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2448211.
- [67] A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy, F. Baneira, D. Perez-Estevéz, et O. Lopez, « Current Harmonic Compensation for n -Phase Machines With Asymmetrical Winding Arrangement and Different Neutral Configurations », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 53, n° 6, p. 5426-5439, nov. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2722426.
- [68] A. G. Yepes *et al.*, « Selection Criteria of Multiphase Induction Machines for Speed-Sensorless Drives Based on Rotor Slot Harmonics », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 8, p. 4663-4673, août 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2548979.
- [69] A. Tani, M. Mengoni, L. Zarri, G. Serra, et D. Casadei, « Control of Multiphase Induction Motors With an Odd Number of Phases Under Open-Circuit Phase Faults », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 2, p. 565-577, févr. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2140334.
- [70] M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, L. Parsa, G. Serra, et D. Casadei, « High-Torque-Density Control of Multiphase Induction Motor Drives Operating Over a Wide Speed Range », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 2, p. 814-825, févr. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2334662.
- [71] R. Bojoi, S. Rubino, A. Tenconi, et S. Vaschetto, « Multiphase electrical machines and drives: A viable solution for energy generation and transportation electrification », in *2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, oct. 2016, p. 632-639. doi: 10.1109/ICEPE.2016.7781416.
- [72] S. Rubino, R. Bojoi, M. Mengoni, et L. Zarri, « Optimal flux selection for multi three-phase machines in normal and fault conditions », in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, mai 2017, p. 1-8. doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002313.
- [73] S. Rubino, O. Dordevic, E. Armando, I. R. Bojoi, et E. Levi, « A Novel Matrix Transformation for Decoupled Control of Modular Multiphase PMSM Drives », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, n° 7, p. 8088-8101, juill. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3043083.
- [74] A. S. Abdel-Khalik, S. Ahmed, et A. M. Massoud, « Low Space Harmonics Cancellation in Double-Layer Fractional Slot Winding Using Dual Multiphase

- Winding », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, n° 5, p. 1-10, mai 2015, doi: 10.1109/TMAG.2014.2364988.
- [75] A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud, et S. Ahmed, « An Improved Torque Density Pseudo Six-Phase Induction Machine Using a Quadruple Three-Phase Stator Winding », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, n° 3, p. 1855-1866, mars 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2901574.
- [76] M. Y. Metwly, A. S. Abdel-Khalik, M. S. Hamad, S. Ahmed, et N. A. Elmalhy, « Multiphase Stator Winding: New Perspectives, Advanced Topologies, and Futuristic Applications », *IEEE Access*, vol. 10, p. 103241-103263, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3209372.
- [77] N. Bianchi, S. Bolognani, et M. Dai Pre, « Strategies for the Fault-Tolerant Current Control of a Five-Phase Permanent-Magnet Motor », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 43, n° 4, p. 960-970, 2007, doi: 10.1109/TIA.2007.900445.
- [78] E. Fornasiero, N. Bianchi, et S. Bolognani, « Slot Harmonic Impact on Rotor Losses in Fractional-Slot Permanent-Magnet Machines », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 6, p. 2557-2564, juin 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2168794.
- [79] J. Kammermann, I. Bolvashenkov, et H.-G. Herzog, « Approach for comparative analysis of electric traction machines », in *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, Aachen, Germany: IEEE, mars 2015, p. 1-5. doi: 10.1109/ESARS.2015.7101459.
- [80] I. Bolvashenkov, J. Kammermann, et H.-G. Herzog, « Methodology for selecting electric traction motors and its application to vehicle propulsion systems », in *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Capri, Italy: IEEE, juin 2016, p. 1214-1219. doi: 10.1109/SPEEDAM.2016.7525853.
- [81] J. Kammermann, I. Bolvashenkov, et H.-G. Herzog, « Improvement of Reliability and Fault Tolerance of Traction Drives by Means of Multiphase Actuators », 2017.
- [82] J. Kammermann, I. Bolvashenkov, J. L. Ugalde, et H.-G. Herzog, « Choice of Phase Number for a Multiphase Traction Motor to Meet Requirements on Fault Tolerance », in *2019 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS)*, Ufa, Russia: IEEE, oct. 2019, p. 1-6. doi: 10.1109/ICOECS46375.2019.8949960.
- [83] Y. Miyama, M. Ishizuka, H. Kometani, et K. Akatsu, « Vibration Reduction by Applying Carrier Phase-Shift PWM on Dual Three-Phase Winding Permanent Magnet Synchronous Motor », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, n° 6, p. 5998-6004, nov. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2862392.
- [84] S. Wang, K. Imai, et S. Doki, « A Novel Decoupling Control Scheme for Dual Three Phase Motors », in *2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Hamamatsu, Japan: IEEE, nov. 2020, p. 1225-1229. doi: 10.23919/ICEMS50442.2020.9290999.
- [85] K. Akatsu et K. Fukuda, « Advanced Control Method of 5-Phase Dual Concentrated Winding PMSM for Inverter Integrated In-Wheel Motor », *WEVJ*, vol. 12, n° 2, p. 61, avr. 2021, doi: 10.3390/wevj12020061.

- [86] M.-A. Shamsi-Nejad, « Architectures d’Alimentation et de Commande d’Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante », Thèse préparée à l’Institut National Polytechnique de Lorraine, 2007.
- [87] E. D. KENMOE FANKEM, « Etude De Differentes Structures D’actionneurs De Positionnement Pour L’aeronautique », Thèse préparée à l’Université de Lorraine, 2012.
- [88] F. Scuiller, E. Semail, J.- Charpentier, et P. Letellier, « Multi-criteria-based design approach of multi-phase permanent magnet low-speed synchronous machines », *IET Electric Power Applications*, vol. 3, n° 2, p. 102-110, mars 2009, doi: 10.1049/iet-epa:20080003.
- [89] F. Scuiller, J.-F. Charpentier, et E. Semail, « Multi-star multi-phase winding for a high power naval propulsion machine with low ripple torques and high fault tolerant ability », in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Lille, France: IEEE, sept. 2010, p. 1-5. doi: 10.1109/VPPC.2010.5729185.
- [90] C. Olmi, F. Scuiller, et J.-F. Charpentier, « Reliability assessment of an autonomous underwater vehicle propulsion by using electrical multi-phase drive », in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama: IEEE, nov. 2015, p. 000965-000970. doi: 10.1109/IECON.2015.7392224.
- [91] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, et G.-A. Capolino, « Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 5, p. 1966-1977, mai 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918479.
- [92] J. Mavier, « Convertisseurs génériques à tolérance de panne. Applications pour le domaine aéronautique », Thèse préparée à l’Institut National Polytechnique De Toulouse, 2007.
- [93] H. T. L. Luong, « Optimal Design of Modular High Performance Brushless Wound Rotor Synchronous Machine for embedded systems », Thèse préparée à l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 2018.
- [94] E. B. Sedrine, J. Ojeda, M. Gabsi, et I. Slama-Belkhodja, « Fault-Tolerant Control Using the GA Optimization Considering the Reluctance Torque of a Five-Phase Flux Switching Machine », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, n° 3, p. 927-938, sept. 2015, doi: 10.1109/TEC.2015.2402234.
- [95] A. Cizeron, J. Ojeda, E. Monmasson, et O. Bethoux, « Control of a Segmented Three-Phase Synchronous Motor With Highly Coupled Subwindings », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, n° 5, p. 4405-4415, mai 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3183342.
- [96] I. Assoun, L. Idkhajine, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, et N. Pacault, « Wide-Speed Range Sensorless Control of Five-Phase PMSM Drive under Healthy and Open Phase Fault Conditions for Aerospace Applications », *Energies*, vol. 16, n° 1, p. 279, déc. 2022, doi: 10.3390/en16010279.

- [97] X. Kestelyn, « Modélisation Vectorielle Multimachines pour la Commande des Ensembles Convertisseurs-Machines Polyphasés », Thèse préparée à l'Université de Lille 1, 2003.
- [98] F. Scuiller, « Développement D'outils De Conception De Machines Polyphasées À Aimants Utilisant L'approche Multimachine », Thèse préparée à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2008.
- [99] A. Bruyere, « Modelisation Et Commande D'un Alterno-demarreur Heptaphase Pour Application Automobile Micro-hybride », Thèse préparée l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2009.
- [100] Y. Crévits, « Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation », Thèse préparée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2010.
- [101] A. Mekahlia, « Contribution à la Conception de Machines Asynchrones à Cage Multipolarité à Effet Boîte de Vitesse Continue pour Application Automobile », Thèse préparée à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2020.
- [102] F. Locment, « Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé », Thèse préparée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006.
- [103] B. Aslan, « Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse », Lille, 2014.
- [104] P. Sandulescu, « Modélisation et commande d'un système à trois phases indépendantes à double fonctionnalité : Traction Électrique et Chargeur Forte Puissance pour application automobile », Thèse préparée à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2013.
- [105] H. Zahr, « Machine Pentaphasée A Double Polarité Pour Electrification Du Domaine Des Transports Par Effet Boite De Vitesse Electromagnétique », Thèse préparée à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2016.
- [106] T. J. dos Santos Moraes, « Conception d'entraînement multimachines multi-convertisseurs à haut niveau de fiabilité fonctionnelle », Thèse préparée à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers (Lille), 2017.
- [107] O. Fall, « Contribution à l'étude de Machines Electriques Polyphasées à Aimants Permanents en vue d'une Meilleure Gestion de la Commande en Modes Dégradés pour des Applications liées aux Energies Renouvelables Marines », Thèse préparée l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers (Lille), 2017.
- [108] L. Lu *et al.*, « Computation of optimal current references for flux-weakening of multi-phase synchronous machines », in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, Canada: IEEE, oct. 2012, p. 3610-3615. doi: 10.1109/IECON.2012.6389318.
- [109] M. B. Guzman, « Nouvelles techniques de commande pour les entraînements électriques polyphasés: commande en mode instantané (DTC et MPC) dans des situations limites », Thèse préparée l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2019.

- [110]D. T. Vu, « Fault-tolerant control of non-sinusoidal multiphase permanent magnet synchronous machine drives under constraints on current and voltage for automotive applications », Thèse préparée à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers (Lille), 2020.
- [111]S. Amberkar, J. G. D'Ambrosio, B. T. Murray, J. Wysocki, et B. J. Czerny, « A System-Safety Process For By-Wire Automotive Systems », présenté à SAE 2000 World Congress, mars 2000, p. 2000-01-1056. doi: 10.4271/2000-01-1056.
- [112]H. Schwab, « Stratégies de commande d'actionneurs synchrones à aimants permanents intégrant la sûreté de fonctionnement », 2004.
- [113]N. Navet, « Contributions to the Engineering of Safety Critical Automotive Systems », 2006.
- [114]J. Burns et S. Chengalva, « Integrated Motor Drive Unit A Mechatronics Packaging Concept for Automotive Electronics », présenté à SAE 2000 World Congress, mars 2000, p. 2000-01-0132. doi: 10.4271/2000-01-0132.
- [115]S. Radabaugh, « An OEM's Perspective on the Direction of EPS Technology », IQPC Steering Conference 2014, 2014.
- [116]P. Els, « Electric Power Steering for the future », Automotive IQ.
- [117]A. Köhler et B. Bertsche, « An Approach of Fail Operational Power Supply for Next Generation Vehicle Powernet Architectures », in *Proceedings of the 30th European Safety and Reliability Conference and 15th Probabilistic Safety Assessment and Management Conference*, Research Publishing Services, 2020, p. 60-67. doi: 10.3850/978-981-14-8593-0_5731-cd.
- [118]A. Köhler et M. Weber, « Future Electrical Board Net Architectures For Cost Optimal Steering Gears », Steering Systems Europe 2021, 2020.
- [119]A. G. Mihalache, « Modélisation et évaluation de la fiabilité des systèmes mécatroniques: application sur système embarqué », Thèse préparée à l'Université d'Angers, 2007.
- [120]B. Nystrom, L. Austrin, N. Ankarback, et E. Nilsson, « Fault Tree Analysis of an Aircraft Electric Power Supply System to Electrical Actuators », in *2006 International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems*, Stockholm, Sweden: IEEE, juin 2006, p. 1-7. doi: 10.1109/PMAPS.2006.360325.
- [121]C. Yuyan, W. Jian, X. Rong, et W. Xinmin, « Fault tree analysis of electro-mechanical actuators », in *2015 34th Chinese Control Conference (CCC)*, Hangzhou, China: IEEE, juill. 2015, p. 6392-6396. doi: 10.1109/ChiCC.2015.7260646.
- [122]D.-X. Gao, J.-J. Hou, K. Liang, et Q. Yang, « Fault Diagnosis System for Electric Vehicle Charging Devices Based on Fault Tree Analysis », in *2018 37th Chinese Control Conference (CCC)*, Wuhan: IEEE, juill. 2018, p. 5055-5059. doi: 10.23919/ChiCC.2018.8482691.
- [123]J. W. Bennett, B. C. Mecrow, D. J. Atkinson, et G. J. Atkinson, « Safety-critical design of electromechanical actuation systems in commercial aircraft », *IET Electr. Power Appl.*, vol. 5, n° 1, p. 37, 2011, doi: 10.1049/iet-epa.2009.0304.

- [124]G. El Murr, A. Griffo, J. Wang, Z. Q. Zhu, et B. Mecrow, « Reliability assessment of fault tolerant permanent magnet AC drives », in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama: IEEE, nov. 2015, p. 002777-002782. doi: 10.1109/IECON.2015.7392522.
- [125]R. N. Argile, B. C. Mecrow, D. J. Atkinson, A. G. Jack, et P. Sangha, « Reliability analysis of fault tolerant drive topologies », in *4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2008)*, York, UK: IEE, 2008, p. 11-15. doi: 10.1049/cp:20080474.
- [126]J. A. Swanke et T. M. Jahns, « Reliability Analysis of a Fault-Tolerant Integrated Modular Motor Drive for an Urban Air Mobility Aircraft Using Markov Chains », *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, vol. 8, n° 4, p. 4523-4533, déc. 2022, doi: 10.1109/TTE.2022.3183933.
- [127]J. Xu, H. Guo, X. Kuang, et T. Zhou, « Reliability Analysis Approach to Fault Tolerant Permanent Magnet Synchronous Motor System », in *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Hangzhou, China: IEEE, oct. 2016, p. 1-5. doi: 10.1109/VPPC.2016.7791761.
- [128]O. V. Thorsen et M. Dalva, « A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 31, n° 5, p. 1186-1196, oct. 1995, doi: 10.1109/28.464536.
- [129]U. Weinrich, G. Baumann, H.-C. Reuss, et S. Walz, « Holistic View of the Reliability Prediction Using the Example of Steering Electronics », *ATZ Worldw.*, vol. 120, n° 3, p. 68-71, mars 2018, doi: 10.1007/s38311-017-0187-9.
- [130]Department of Defense Washington DC, « Military Handbook Reliability Prediction of Electronic Equipment ». 1991.
- [131]FIDES, « Guide FIDES 2009: Méthodologie de fiabilité pour les systèmes électroniques ». 2009.
- [132]P. Kafka, « The Automotive Standard ISO 26262, the Innovative Driver for Enhanced Safety Assessment & Technology for Motor Cars », *Procedia Engineering*, vol. 45, p. 2-10, 2012, doi: 10.1016/j.proeng.2012.08.112.
- [133]J. Schumann et K. Goseva-Popstojanova, « Verification and Validation Approaches for Model-Based Software Engineering », in *2019 ACM/IEEE 22nd International Conference on Model Driven Engineering Languages and Systems Companion (MODELS-C)*, Munich, Germany: IEEE, sept. 2019, p. 514-518. doi: 10.1109/MODELS-C.2019.00080.
- [134]M. Quamara, G. Pedroza, et B. Hamid, « Multi-layered Model-based Design Approach towards System Safety and Security Co-engineering », in *2021 ACM/IEEE International Conference on Model Driven Engineering Languages and Systems Companion (MODELS-C)*, Fukuoka, Japan: IEEE, oct. 2021, p. 274-283. doi: 10.1109/MODELS-C53483.2021.00048.
- [135]F. Lin, K. T. Chau, C. C. Chan, et C. Liu, « Fault Diagnosis of Power Components in Electric Vehicles », *JAEV*, vol. 11, n° 2, p. 1659-1666, 2013, doi: 10.4130/jaev.11.1659.

- [136]Wenping Cao, B. C. Mecrow, G. J. Atkinson, J. W. Bennett, et D. J. Atkinson, « Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA) », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 9, p. 3523-3531, sept. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2165453.
- [137]N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, G. Clerc, et F. Meibody-Tabar, « Real-Time Detection of Interturn Faults in PM Drives Using Back-EMF Estimation and Residual Analysis », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 47, n° 6, p. 2402-2412, nov. 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2168929.
- [138]Zhigang Sun, Jiabin Wang, D. Howe, et G. Jewell, « Analytical Prediction of the Short-Circuit Current in Fault-Tolerant Permanent-Magnet Machines », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 12, p. 4210-4217, déc. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.2005019.
- [139]B. C. Mecrow *et al.*, « Design and Testing of a Four-Phase Fault-Tolerant Permanent-Magnet Machine for an Engine Fuel Pump », *IEEE Trans. On Energy Conversion*, vol. 19, n° 4, p. 671-678, déc. 2004, doi: 10.1109/TEC.2004.832074.
- [140]M. Dai Prè, « Analysis and design of Fault-Tolerant drives », Thèse préparée à University of Padova, Department of Electrical Engineering Electric Drives Laboratory, 2008.
- [141]F. Baudart, B. Dehez, E. Matagne, D. Telteu-Nedelcu, P. Alexandre, et F. Labrique, « Torque Control Strategy of Polyphase Permanent-Magnet Synchronous Machines With Minimal Controller Reconfiguration Under Open-Circuit Fault of One Phase », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 6, p. 2632-2644, juin 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2170393.
- [142]F. Baudart, « Design and control of fault-tolerant permanent magnet drives », Thèse préparée à l'Université Catholique de Louvain (UCL), Ecole Polytechnique de Louvain (EPL), 2012. [En ligne]. Disponible sur: <https://dial.uclouvain.be/pr/boreal/object/boreal:113931>
- [143]H. Guo, J. Xu, et Y.-H. Chen, « Robust Control of Fault-Tolerant Permanent-Magnet Synchronous Motor for Aerospace Application With Guaranteed Fault Switch Process », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 12, p. 7309-7321, déc. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2453935.
- [144]R. Zheng, K. Wang, J. Li, G. Zhang, et J. Kong, « Permanent Magnet Machine with Stator Tooth Offset to Improve Fault-Tolerant Capability », in *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, Nanjing, China: IEEE, nov. 2020, p. 1957-1961. doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9367925.
- [145]S. Bolognani, M. Zigliotto, et M. Zordan, « Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive », in *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)*, Aachen, Germany: IEEE, 1998, p. 492-497. doi: 10.1109/IECON.1998.724292.
- [146]V. Shirokov, « FAULT-TOLERANT ELECTRICAL DRIVE », US 10,978,975 B2, 2021
- [147]B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, et S. E. Schulz, « Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and

- Limitations », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, n° 4, p. 1108-1116, juill. 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.830074.
- [148]I. Assoun, « Commande Sans Capteur Mécanique, Tolérante aux Défauts d'une MSAP Pentaphasée pour Applications Spatiales », Thèse préparée à l'Université de Lorraine, 2022.
- [149]P. Arumugam, T. Hamiti, et C. Gerada, « Modeling of Different Winding Configurations for Fault-Tolerant Permanent Magnet Machines to Restrain Interturn Short-Circuit Current », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, n° 2, p. 351-361, juin 2012, doi: 10.1109/TEC.2012.2188138.
- [150]F. Wu, P. Zheng, Y. Sui, B. Yu, et P. Wang, « Design and Experimental Verification of a Short-Circuit Proof Six-Phase Permanent Magnet Machine for Safety Critical Applications », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, n° 11, p. 1-4, nov. 2014, doi: 10.1109/TMAG.2014.2320902.
- [151]F. Wu, P. Zheng, et T. M. Jahns, « Analytical modeling of inter-turn short circuit for multiphase fault-tolerant PM machines with fractional-slot concentrated windings », in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, Canada: IEEE, sept. 2015, p. 6970-6977. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310636.
- [152]A. Daniar et M. C. Gardner, « Investigation of a Multiphase Winding Arrangement for Mitigating Short-Circuit Fault Currents », in *2021 IEEE 13th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, Dallas, TX, USA: IEEE, août 2021, p. 113-118. doi: 10.1109/SDEMPED51010.2021.9605543.
- [153]K.-T. Kim, J.-K. Park, J. Hur, et B.-W. Kim, « Comparison of the Fault Characteristics of IPM-Type and SPM-Type BLDC Motors Under Inter-Turn Fault Conditions Using Winding Function Theory », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 50, n° 2, p. 986-994, mars 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2272911.
- [154]N. Bianchi *et al.*, « Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for More-Electric Aircraft », in *2022 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Sorrento, Italy: IEEE, juin 2022, p. 871-876. doi: 10.1109/SPEEDAM53979.2022.9842284.
- [155]R. Riter, « Modeling and testing a critical fault-tolerant multi-process system », in *Twenty-Fifth International Symposium on Fault-Tolerant Computing. Digest of Papers*, Pasadena, CA, USA: IEEE Comput. Soc. Press, 1995, p. 516-521. doi: 10.1109/FTCS.1995.466946.
- [156]G. R. Drozeski, B. Saha, et G. J. Vachtsevanos, « A Fault Detection and Reconfigurable Control Architecture for Unmanned Aerial Vehicles », in *2005 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA: IEEE*, 2005, p. 1-9. doi: 10.1109/AERO.2005.1559597.
- [157]R. Reichel, « Advanced Integrated Avionics Platform », *Steering Systems Europe 2021*, 2021.
- [158]X. Jiang, W. Huang, R. Cao, Z. Hao, J. Li, et W. Jiang, « Analysis of a Dual-Winding Fault-Tolerant Permanent Magnet Machine Drive for Aerospace Applications », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, n° 11, p. 1-4, nov. 2015, doi: 10.1109/TMAG.2015.2457775.

- [159]C. Olmi, F. Scuiller, et J.-F. Charpentier, « Impact of a multi-star winding on the reliability of a permanent magnet generator for marine current turbine », *International Journal of Marine Energy*, vol. 19, p. 319-331, sept. 2017, doi: 10.1016/j.ijome.2017.09.006.
- [160]G. Feng, C. Lai, W. Peng, et N. C. Kar, « Decoupled Design of Fault-Tolerant Control for Dual-Three-Phase IPMSM With Improved Memory Efficiency and Reduced Current RMS », *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, vol. 8, n° 1, p. 1144-1154, mars 2022, doi: 10.1109/TTE.2021.3091468.
- [161]G. Feng, Y. Lu, C. Lai, B. Ding, et N. C. Kar, « Fault Tolerant Maximum Torque Per Ampere (FT-MTPA) Control for Dual Three-Phase Interior PMSMs Under Open-Phase Fault », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, n° 12, p. 12030-12041, déc. 2022, doi: 10.1109/TIE.2022.3142404.
- [162]H. M. Eldeeb, A. S. Abdel-Khalik, et C. M. Hackl, « Postfault Full Torque–Speed Exploitation of Dual Three-Phase IPMSM Drives », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, n° 9, p. 6746-6756, sept. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2880698.
- [163]K. Polmans, « A Holistic Integrated Chassis Safety Concept for Steer-by-Wire Systems », *Steering Systems Europe 2021*, 2021.
- [164]I. Bolvashenkov et H.-G. Herzog, « Degree of fault tolerance of the multi-phase traction electric motors: Methodology and application », in *2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, Florence, Italy: IEEE, juin 2016, p. 1-6. doi: 10.1109/EEEIC.2016.7555635.
- [165]Yifan Zhao et T. A. Lipo, « Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 31, n° 5, p. 1100-1109, oct. 1995, doi: 10.1109/28.464525.
- [166]E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, et S. Williamson, « Multiphase induction motor drives – a technology status review », *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, n° 4, p. 489, 2007, doi: 10.1049/iet-epa:20060342.
- [167]Emil Levi, « Multiphase AC Machines », in *The Industrial Electronics Handbook*, CRC Press, 2011. doi: 10.1201/b10643-6.
- [168]B. M. Wilamowski et J. D. Irwin, « FOC: Field-Oriented Control », in *The Industrial Electronics Handbook - Five Volume Set*, 2011.
- [169]M. J. Duran, E. Levi, et F. Barrero, « Multiphase Electric Drives. Introduction. », in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, 1st éd., 2017.
- [170]Y. Demir et M. Aydin, « A Novel Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor With Asymmetric Stator Winding », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, n° 7, p. 1-5, juill. 2016, doi: 10.1109/TMAG.2016.2524027.
- [171]H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, et N. Abd. Rahim, « Current Control Methods for an Asymmetrical Six-Phase Induction Motor Drive », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 1, p. 407-417, janv. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2248170.
- [172]J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, et O. Pyrhonen, « Decoupled Vector Control Scheme for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous

- Machines », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 5, p. 2185-2196, mai 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2270219.
- [173]Y. Hu, Z. Q. Zhu, et M. Odavic, « Comparison of Two-Individual Current Control and Vector Space Decomposition Control for Dual Three-Phase PMSM », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 53, n° 5, p. 4483-4492, sept. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2703682.
- [174]C. Bianchini, A. Torreggiani, M. Davoli, A. Bellini, L. Ortombina, et N. Bianchi, « PWM Torque Ripple Compensation for a Dual Three-Phase Synchronous Machine », in *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Vancouver, BC, Canada: IEEE, oct. 2021, p. 3976-3981. doi: 10.1109/ECCE47101.2021.9595675.
- [175]L. Jin, Y. Mao, X. Wang, P. Shi, L. Lu, et Z. Wang, « Optimization-Based Maximum-Torque Fault-Tolerant Control of Dual Three-Phase PMSM Drives Under Open-Phase Fault », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, n° 3, p. 3653-3663, mars 2023, doi: 10.1109/TPEL.2022.3222224.
- [176]M. Slunjski, « Symmetrical/Asymmetrical Winding Reconfiguration in Multiphase Machines », *IEEE Access*, p. 10, 2017.
- [177]H. S. Che, M. Duran, E. Levi, M. Jones, W. P. Hew, et N. A. Rahim, « Post-fault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points », in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, USA: IEEE, sept. 2013, p. 1131-1138. doi: 10.1109/ECCE.2013.6646832.
- [178]Z. Liu, L. Peng, Y. Li, et Z. Zheng, « Vector control of fixed joint double fifteen-phase induction motors system with propeller load », in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France: IEEE, sept. 2013, p. 1-9. doi: 10.1109/EPE.2013.6634314.
- [179]Z. Kuang, T. Zhao, B. Du, et S. Cui, « Asymmetric Operation of Fifteen Phase Permanent Magnet Synchronous Motor and Torque Ripple Suppression of Stator Windings Switching », in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Bangkok, Thailand: IEEE, juin 2018, p. 1-5. doi: 10.1109/ITEC-AP.2018.8433289.
- [180]D. L. Sobczuk et M. Rolak, « Modeling and Control of PWM Fed 6-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine », p. 4, 2015.
- [181]F. Scuiller, « Predicting the Space Harmonics Generated by Symmetrical Multi-Phase Windings », p. 8.
- [182]Y. Luo et C. Liu, « Pre- and Post-Fault Tolerant Operation of a Six-Phase PMSM Motor Using FCS-MPC Without Controller Reconfiguration », *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, n° 1, p. 254-263, janv. 2019, doi: 10.1109/TVT.2018.2883665.
- [183]F. Scuiller, « Modélisation des machines à bobinage asymétrique par réduction d'une configuration symétrique », présenté à SGE2023, 2023.
- [184]T. Bringezu et J. Biela, « Comparison of optimized motor-inverter systems using a Stacked Polyphase Bridge Converter combined with a 3-, 6-, 9-, or 12-phase PMSM », in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and*

Applications (EPE'20 ECCE Europe), Lyon, France: IEEE, sept. 2020, p. P.1-P.11.
doi: 10.23919/EPE20ECCEEurope43536.2020.9215873.

- [185] A. Bouscayrol, P. Delarue, E. Semail, J.-P. Hautier, et J.-N. Verhille, « Application de la représentation énergétique macroscopique à un système de traction multimachine. Représentation SMM du VAL 206 », *Revue internationale de génie électrique*, vol. 5, n° 3-4, p. 431-453, déc. 2002, doi: 10.3166/rige.5.431-453.
- [186] W. Lhomme, P. Delarue, A. Bouscayrol, et P. Barrade, « La REM, formalisme multiphysique de commande de systèmes énergétiques », *Techniques de l'ingénieur - outils d'analyse en électronique de puissance et métrologie*, 1 mars 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://doi.org/10.51257/a-v1-d3066>
- [187] A. P. Wu et P. L. Chapman, « Simple Expressions for Optimal Current Waveforms for Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives », *IEEE Trans. On Energy Conversion*, vol. 20, n° 1, p. 151-157, mars 2005, doi: 10.1109/TEC.2004.837299.
- [188] S. Dwari et L. Parsa, « An Optimal Control Technique for Multiphase PM Machines Under Open-Circuit Faults », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 5, p. 1988-1995, mai 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.920643.
- [189] X. Kestelyn et E. Semail, « A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current References for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous Machines in Real Time », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 11, p. 5057-5065, nov. 2011, doi: 10.1109/TIE.2011.2119454.
- [190] N. K. Nguyen, D. Flieller, X. Kestelyn, T. J. dos Santos Moraes, et E. Semail, « Analytical optimal currents for multiphase PMSMs under fault conditions and saturation », in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, TX, USA: IEEE, oct. 2014, p. 3197-3203. doi: 10.1109/IECON.2014.7048968.
- [191] Huangsheng Xu, H. A. Toliyat, et L. J. Petersen, « Resilient current control of five-phase induction motor under asymmetrical fault conditions », in *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, Dallas, TX, USA: IEEE, 2002, p. 64-71. doi: 10.1109/APEC.2002.989228.
- [192] B. Aslan, E. Semail, et J. Legranger, « General Analytical Model of Magnet Average Eddy-Current Volume Losses for Comparison of Multiphase PM Machines With Concentrated Winding », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, n° 1, p. 72-83, mars 2014, doi: 10.1109/TEC.2013.2292797.
- [193] F. Sculler, « Développement D'outils De Conception De Machines Polyphasées À Aimants Utilisant L'approche Multimachine », Thèse préparée à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2008.
- [194] T. J. Dos Santos Moraes, M. Trabelsi, H. Zahr, et E. Semail, « Homopolar Current's Copper Losses Analysis for Different Modulations in Open-End Winding Five-Phase Drives », in *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Alexandroupoli: IEEE, sept. 2018, p. 1538-1544. doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8506704.
- [195] J. P. Martin, E. Semail, S. Pierfederici, A. Bouscayrol, F. Meibody-Tabar, et B. Davat, « Space Vector Control of 5-phase PMSM supplied by 5 H-bridge VSIs »,

présenté à ELECTRIMACS 2002 7th international conference on modeling and simulation of electric machines, converters and systems, Montreal, QC, Canada, 2002. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.worldcat.org/fr/title/electrimacs-2002-7th-international-conference-on-modeling-and-simulation-of-electric-machines-converters-and-systems-proceedings-montreal-august-18-21-2002/oclc/496500990>

- [196]E. Semail, « New method to calculate the conduction durations of the switches in a n-leg 2-level Voltage Source », in *2001 European Power Electronics Congress*, 2001.
- [197]J.-P. Martin, « Contribution A L'alimentation En Tension De Machines Synchrones A Aimants Permanents A Nombre De Phases Eleve », Thèse préparée à l'Institut national polytechnique de Lorraine, 2003. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.theses.fr/2003INPL043N>
- [198]D. Dujic, G. Grandi, M. Jones, et E. Levi, « A Space Vector PWM Scheme for Multifrequency Output Voltage Generation With Multiphase Voltage-Source Inverters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 5, p. 1943-1955, mai 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918468.
- [199]O. Lopez, D. Dujic, M. Jones, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, et E. Levi, « Multidimensional Two-Level Multiphase Space Vector PWM Algorithm and Its Comparison With Multifrequency Space Vector PWM Method », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 2, p. 465-475, févr. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2047826.
- [200]E. Levi, « Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines », *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 63, n° 1, p. 16, 2016.
- [201]A. G. Yepes et J. Doval-Gandoy, « Simple Carrier-Based PWM for Prolonged High DC-Link Utilization for Symmetrical and Asymmetrical n-Phase AC Drives », *IEEE Trans. Power Electron.*, p. 1-1, 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3057692.
- [202]M. Bermudez, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, H. Guzman, X. Kestelyn, et M. J. Duran, « An Experimental Assessment of Open-Phase Fault-Tolerant Virtual-Vector-Based Direct Torque Control in Five-Phase Induction Motor Drives », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 3, p. 2774-2784, mars 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2711531.
- [203]P. Gonçalves, S. Cruz, et A. Mendes, « Finite Control Set Model Predictive Control of Six-Phase Asymmetrical Machines—An Overview », *Energies*, vol. 12, n° 24, p. 42, 2019, doi: <https://doi.org/10.3390/en12244693>.
- [204]A. Gonzalez-Prieto, I. Gonzalez-Prieto, A. G. Yepes, M. J. Duran, et J. Doval-Gandoy, « On the Advantages of Symmetrical Over Asymmetrical Multiphase AC Drives With Even Phase Number Using Direct Controllers », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, n° 8, p. 7639-7650, août 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3104588.
- [205]I. Zoric, M. Jones, et E. Levi, « Arbitrary Power Sharing Among Three-Phase Winding Sets of Multiphase Machines », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, n° 2, p. 1128-1139, févr. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2733468.
- [206]G. Sala, M. Mengoni, G. Rizzoli, L. Zarri, et A. Tani, « Decoupled $d - q$ Axes Current-Sharing Control of Multi-Three-Phase Induction Machines », *IEEE Trans.*

Ind. Electron., vol. 67, n° 9, p. 7124-7134, sept. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2941127.

- [207] S. Rubino, R. Bojoi, D. Cittanti, et L. Zarri, « Decoupled and Modular Torque Control of Multi-Three-Phase Induction Motor Drives », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, p. 1-1, 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.2991122.
- [208] D. T. Vu, N. K. Nguyen, E. Semail, et T. J. Santos Moraes, « Control strategies for non-sinusoidal multiphase PMSM drives in faulty modes under constraints on copper losses and peak phase voltage », *IET Electric Power Applications*, vol. 13, n° 11, p. 1743-1752, nov. 2019, doi: 10.1049/iet-epa.2019.0056.
- [209] B. Aslan, E. Semail, J. Korecki, et J. Legranger, « Slot/pole combinations choice for concentrated multiphase machines dedicated to mild-hybrid applications », in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, Vic, Australia: IEEE, nov. 2011, p. 3698-3703. doi: 10.1109/IECON.2011.6119910.
- [210] R. Lewis, H. Walilay, M. Whitley, et D. Baker, « Fault Tolerant Actuation for Steer-by-Wire Applications », *2007 3rd Institution of Engineering and Technology Conference on Automotive Electronics*, p. 8, 2007.
- [211] L. Hao, M. Pandi, C. Mavuru, C. Namuduri, A. Omekanda, et T. Nehl, « Design and analysis of a low cost and high power density PM-assisted synchronous reluctance machine for automotive electric power management », in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH: IEEE, oct. 2017, p. 3583-3590. doi: 10.1109/ECCE.2017.8096637.
- [212] E. Carraro, N. Bianchi, S. Zhang, et M. Koch, « Design and Performance Comparison of Fractional Slot Concentrated Winding Spoke Type Synchronous Motors With Different Slot-Pole Combinations », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 54, n° 3, p. 2276-2284, mai 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2807382.
- [213] M. M. J. Al-Ani, G. Vakil, et C. Gerada, « Electrical Machine Rotor Shielding for Low Cost Electrical Drive », in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Long Beach, CA, USA: IEEE, juin 2018, p. 38-43. doi: 10.1109/ITEC.2018.8450226.
- [214] V. Debusschere, « Contributions méthodologiques à l'éco-conception des convertisseurs électromagnétiques d'énergie », Thèse préparée à l'Ecole nationale supérieure de Cachan, 2009.
- [215] C. Goument *et al.*, « Eco-conception de dispositifs plastroniques 3D : Electronique Structurale Surmoulée sur Acide PolyLActique », présenté à Symposium de Génie Electrique 2023, 2023.
- [216] T. T. Romano *et al.*, « Évaluation de la démontabilité des convertisseurs électroniques de puissance pour une circularité améliorée », présenté à Symposium de Génie Electrique 2023, 2023.
- [217] B. Allard *et al.*, « État de l'art de la recherche vers une électronique de puissance soutenable », présenté à Symposium de Génie Electrique 2023, 2023.
- [218] ADEME (Agence De l'Environnement et de la Maitrise de l'Energie), « [Base Carbone] Documentation générale v11.5 ». 2 mars 2016.

- [219] T. J. dos Santos Moraes, « Comparaison de différentes architectures tolérantes aux pannes pour l'onduleur d'un système steer-by-wire. », Stage Master Mobilité et Véhicule Electrique, 2013.
- [220] N. Rouhana, E. Semail, et J.-F. Duguey, « Impact of PWM Strategies on RMS Current of the DC-Link Voltage Capacitor of a Dual-Three Phase Drive », in *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Coimbra, Portugal: IEEE, oct. 2014, p. 1-7. doi: 10.1109/VPPC.2014.7007085.
- [221] A. Rambetius, « Thermal model for online temperature estimation of DC-link capacitor and DC-busbars considering variable switching frequency, variable modulation method and variable coolant flow rate », in *2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, Anaheim, CA, USA: IEEE, juin 2022, p. 813-818. doi: 10.1109/ITEC53557.2022.9814014.
- [222] A. G. Yepes, O. Lopez, I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, et J. Doval-Gandoy, « A Comprehensive Survey on Fault Tolerance in Multiphase AC Drives, Part 1: General Overview Considering Multiple Fault Types », *Machines*, vol. 10, n° 3, p. 208, mars 2022, doi: 10.3390/machines10030208.
- [223] 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 Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 1, p. 595-605, janv. 2016, doi: 10.1109/TIE.2014.2386299.
- [224] N. K. Nguyen, E. Semail, F. Meinguet, P. Sandulescu, X. Kestelyn, et B. Aslan, « Different virtual stator winding configurations of open-end winding five-phase PM machines for wide speed range without flux weakening operation », in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France: IEEE, sept. 2013, p. 1-8. doi: 10.1109/EPE.2013.6634346.
- [225] D. C. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, 2nd edition. The Writers' Collective, 2003. [En ligne]. Disponible sur: https://digitalcommons.library.umaine.edu/fac_monographs/231/
- [226] P. Letellier, « Les machines à aimants permanents de grande puissance dans les systèmes de propulsion électrique », *Techniques de l'ingénieur*, vol. Le navire tout électrique, 2000.
- [227] F. Terrien, « Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion », in *Second IEE International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Edinburgh, UK: IEE, 2004, p. v2-556-v2-556. doi: 10.1049/cp:20040348.
- [228] S. Kohno, T. Isobe, et T. Mannen, « Current Control for Multi-phase Machine Under Multiple Open-Faults Condition Using Gram-Schmidt Orthonormalization », in *2022 IEEE 7th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Nadi, Fiji: IEEE, déc. 2022, p. 1-6. doi: 10.1109/SPEC55080.2022.10058319.
- [229] Hyung-Min Ryu, Ji-Woong Kim, et S.-K. Sul, « Synchronous-frame current control of multiphase synchronous motor under asymmetric fault condition due to open phases », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 42, n° 4, p. 1062-1070, juill. 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.876074.

- [230]A. Seck, L. Moreau, M.-F. Benkhoris, et M. Machmoum, « Automatic generation of optimal phase currents for five-phase PMSG control under open phase condition », in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing: IEEE, oct. 2017, p. 3847-3852. doi: 10.1109/IECON.2017.8216657.
- [231]B. Tian, G. Mirzaeva, Q. An, L. Sun, et D. Semenov, « Fault-Tolerant Control of a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor for Industry Applications », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, n° 4, p. 3943-3952, juill. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2820060.
- [232]L. Cheng, Y. Sui, P. Zheng, P. Wang, et F. Wu, « Implementation of Postfault Decoupling Vector Control and Mitigation of Current Ripple for Five-Phase Fault-Tolerant PM Machine Under Single-Phase Open-Circuit Fault », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 10, p. 8623-8636, oct. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2782011.
- [233]D. T. Vu, N. K. Nguyen, et E. Semail, « Fault-Tolerant Control for Nonsinusoidal Multiphase Drives With Minimum Torque Ripple », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, n° 6, p. 6290-6304, juin 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3133793.
- [234]G. Feng, C. Lai, W. Li, J. Tjong, et N. C. Kar, « Open-Phase Fault Modeling and Optimized Fault-Tolerant Control of Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n° 11, p. 11116-11127, nov. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2900599.
- [235]A. G. Yepes, A. Shawier, W. E. Abdel-Azim, A. S. Abdel-Khalik, S. Ahmed, et J. Doval-Gandoy, « General Online Current-Harmonic Generation for Increased Torque Capability With Minimum Stator Copper Loss in Fault-Tolerant Multiphase Induction Motor Drives », *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, p. 1-1, 2023, doi: 10.1109/TTE.2023.3244742.
- [236]A. G. Yepes, A. S. Abdel-Khalik, et S. Ahmed, « Open-Phase-Tolerant Online Current References for Maximum Torque Range and Minimum Loss With Current and Torque-Ripple Limits for n-phase Nonsalient PMSMs With Nonsinusoidal Back-EMF ».
- [237]H. Zhang *et al.*, « Torque Optimization of a Seven-Phase Bi-harmonic PMSM in Healthy and Degraded Mode », in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Harbin, China: IEEE, août 2019, p. 1-6. doi: 10.1109/ICEMS.2019.8921839.
- [238]T. J. dos Santos Moraes, H. Wu, E. Semail, N. K. Nguyen, et D. T. Vu, « Optimal torque/speed characteristics of a Five-Phase Synchronous Machine under Peak or RMS current control strategies », in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, Lyon, France: IEEE, sept. 2020, p. P.1-P.7. doi: 10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215824.
- [239]Hanju Cha, Trung-Kien Vu, et Jae-Eon Kim, « Design and control of Proportional-Resonant controller based Photovoltaic power conditioning system », in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA: IEEE, sept. 2009, p. 2198-2205. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316374.
- [240]M. Hu, W. Hua, G. Ma, S. Xu, et W. Zeng, « Improved Current Dynamics of Proportional-Integral-Resonant Controller for a Dual Three-Phase FSPM

- Machine », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, n° 12, p. 11719-11730, déc. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3047009.
- [241] Yashan Hu, Zi-Qiang Zhu, et Kan Liu, « Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics », *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 2, n° 2, p. 272-284, juin 2014, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2299240.
- [242] A. G. Yepes, J. Malvar, A. Vidal, O. Lopez, et J. Doval-Gandoy, « Current Harmonics Compensation Based on Multiresonant Control in Synchronous Frames for Symmetrical n -Phase Machines », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 5, p. 2708-2720, mai 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2365155.
- [243] Z. Li, L. Wu, Z. Chen, Y. Shi, L. Qiu, et Y. Fang, « Single- and Two-Phase Open-Circuit Fault Tolerant Control for Dual Three-Phase PM Motor Without Phase Shifting », *IEEE Access*, vol. 8, p. 171945-171955, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3024736.
- [244] W. Kong, M. Kang, D. Li, R. Qu, D. Jiang, et C. Gan, « Investigation of Spatial Harmonic Magnetic Field Coupling Effect on Torque Ripple for Multiphase Induction Motor Under Open Fault Condition », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 7, p. 6060-6071, juill. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2737027.
- [245] F. Savi, D. Barater, G. Buticchi, P. Wheeler, et C. Gerada, « Multiphase fault tolerant distributed control techniques for integrated drives based on resonant regulators », in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Singapore, Singapore: IEEE, oct. 2020, p. 2702-2707. doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254985.
- [246] C. Xiong, H. Xu, T. Guan, et P. Zhou, « Fault-tolerant FOC for five-phase SPMSM with non-sinusoidal back EMF », *IET Electric Power Applications*, vol. 13, n° 11, p. 1734-1742, nov. 2019, doi: 10.1049/iet-epa.2019.0055.
- [247] Y. Li, Y. Hu, et Z. Q. Zhu, « Current Harmonics and Unbalance Suppression of Dual Three-Phase PMSM Based on Adaptive Linear Neuron Controller », *IEEE Trans. Energy Convers.*, p. 1-11, 2023, doi: 10.1109/TEC.2023.3281424.
- [248] D. Flieller, N. K. Nguyen, P. Wira, G. Sturtzer, D. O. Abdeslam, et J. Merckle, « A Self-Learning Solution for Torque Ripple Reduction for Nonsinusoidal Permanent-Magnet Motor Drives Based on Artificial Neural Networks », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 2, p. 655-666, févr. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2257136.
- [249] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, et A. Miraoui, « Current Harmonic Compensation by a Single-Phase Shunt Active Power Filter Controlled by Adaptive Neural Filtering », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n° 8, p. 3128-3143, août 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2022070.
- [250] N. K. Nguyen, « Approche neuromimétique pour l'identification et la commande des systèmes électriques : application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones », Thèse préparée à l'Université de Haute-Alsace, 2010.

Annexe A Calcul des trois métriques hardware de l'ISO26262

Nous associons généralement à un système sécuritaire une exigence de niveau d'ASIL. En fonction du niveau considéré, le système doit garantir un certain niveau de métrique *hardware* associé. Ces métriques doivent être calculés pour chacun des *Safety Goal* (SG) définis. Nous détaillons ci-dessous leur calcul pour un système donné (hors ensemble de systèmes).

Le SPFM (Single Point Fault Metric) est donné par la formule suivante :

$$SPFM = 1 - \frac{\sum(\lambda_{SPF} + \lambda_{RF})}{\sum \lambda} \quad \text{(Annexe A-1)}$$

Où λ_{SPF} , λ_{RF} et λ représentent respectivement les taux de défaillance des pannes simples, des pannes résiduelles et des pannes (au global).

Le taux λ est défini comme le taux de défaillance global d'un composant, c'est-à-dire que l'on somme les taux de chaque mode de défaillance du composant (e.g. circuit ouvert et circuit fermé).

Les taux λ_{SPF} et λ_{RF} ne se calculent qu'à partir des taux des modes de défaillance du composant qui enfreignent le *Safety Goal* considéré (e.g. que le circuit ouvert mais pas le circuit fermé). Ensuite, ils dépendent également de la couverture de la panne considéré par un *Safety Mechanism* (SM) qui permet a minima de détecter ce défaut. Chaque SM a un taux de couverture diagnostic associé DC (*Diagnostic Coverage*), qui correspond à la probabilité de détection du défaut. L'ISO26262 fournit une multitude d'exemples avec des niveaux de DC associés, allant de high (99%) à low (60%). Ce peut être par exemple la mesure d'une tension, un signal de *watchdog* ou d'un point de vue système la mesure que l'actionneur ne fonctionne plus à travers un capteur externe. Si la panne n'est pas couverte par un SM, alors on parle de fautes simples (*single point fault*). La somme des fautes simples (toujours pour les modes de défaillance qui enfreignent le SG) correspond au λ_{SPF} . Si la panne est couverte par un SM, alors les pannes résiduelles correspondent au pourcentage du taux de défaillance qui ne sont pas couvertes, soit :

$$\lambda_{RF} = \lambda_{mode, \text{défaillance}} \times (1 - DC_{SPF}) \quad \text{(Annexe A-2)}$$

Le LFM (*Latent Fault Metric*) est donné par la formule suivante :

$$LFM = 1 - \frac{\sum(\lambda_{MPF,latent})}{\sum(\lambda - \lambda_{SPF} - \lambda_{RF})} \quad \text{(Annexe A-3)}$$

Où $\lambda_{MPF,latent}$ correspond au taux de défaillance de panne multiple latente, c'est-à-dire non couverte par un SM contre les fautes latentes (i.e. SM de surveillance des SM). Ce terme est calculé de la manière suivante :

$$\lambda_{MPF,latent} = (\lambda_{mode,défaillance} - \lambda_{RF}) \times (1 - DC_{MPF}) \quad \text{(Annexe A-4)}$$

Enfin, l'ISO26262 donne un moyen d'estimer le PMHF (*Probabilistic Metric for Hardware Failure*) de la manière suivante :

$$PMHF_{est} = \lambda_{SPF} + \lambda_{RF} + \lambda_{MPF_det} \times \lambda_{MPF_latent} \times T_{vie} \quad \text{(Annexe A-5)}$$

Où λ_{MPF_det} correspond au taux de défaillance des pannes multiples détectées et T_{vie} correspond à la durée de vie du produit (exprimée en heures). En général, lorsque l'on parle du nombre de FIT à respecter relatif à l'ISO26262, c'est à la valeur du *PMHF* que l'on se réfère et non à la valeur des FIT globaux λ . Il peut exister une différence très importante entre ces deux chiffres. Le PMHF dépend grandement de la couverture diagnostic mise en place.

Dans le cadre l'ISO26262, parler de FIT n'a de sens que d'un point de vue système, à l'échelle de l'application et pour un SG donné. Un même produit/système peut avoir des métriques *hardware* respectant un niveau ASIL D sur un SG, mais ne pas respecter ceux d'un autre SG qui pourrait être seulement ASIL B.

Annexe B Exemple de l'influence de la température sur le taux de défaillance

Cette annexe donne quelques précisions sur l'étude de fiabilité qualitative menée au § Etude de fiabilité d'entraînements triphasé, double-triphasé « classique » et pentaphasé 2.4.3 sur les entraînements 3-ph, 2x3-ph et 5-ph et plus particulièrement sur le cas « S ». Dans ce cas-là, les taux de défaillance des transistors sont donnés par rapport à la puissance vue par le composant. Le recueil de fiabilité FIDES donne une expression générique des taux de défaillance des composants qui dépend de différents paramètres et qui est la somme de plusieurs contributions, comme expliqué au Chapitre 2 :. Une des contributions est relative à l'élévation thermique du composant en fonction du profil de vie. Elle est donnée dans le guide FIDES et correspond à la loi d'Arrhenius. Elle est rappelée ci-dessous :

$$\lambda_{TH} = \lambda_{0TH} \times \Pi_{TH} \quad (\text{Annexe B.1})$$

$$\Pi_{TH} = e^{11604 \times 0.7 \times \left(\frac{1}{293} - \frac{1}{T_{amb} + \Delta T + 273} \right)} \quad (\text{Annexe B.2})$$

Où λ_{TH} est le taux de défaillance liée à la thermique, λ_{0TH} le taux de défaillance thermique liée à un type de composant (donné dans le recueil) et Π_{TH} le facteur thermique. Nous pouvons constater que ce facteur dépend principalement de la température ambiante T_{amb} définie dans le profil de vie et de l'élévation de température liée au fonctionnement ΔT , entre la température ambiante et la température de jonction du composant.

Nous faisons l'hypothèse que cette élévation de température dépend majoritairement des pertes par effet Joule. Pour prendre en compte le stress thermique liée à une augmentation du courant, nous allons donc majorer l'élévation de température fixée initialement à 30°C par le ratio de puissance par phase. De manière générale, si la puissance vue par un transistor, dans un cas B, est k fois plus importante que celle dans un cas A. Alors dans le calcul du taux de défaillance du transistor et plus précisément dans le facteur Π_{TH} , nous allons multiplier par k l'élévation de température ΔT .

Le but est donc de déterminer ce ratio k pour chacun des cas considérés et en fonction des états (sain ou dégradé). Il faut tout d'abord déterminer le courant correspond à chacun des cas, pour chacun des entraînements. Par simplification, nous considérons des courants purement sinusoïdaux (de même pour les fcems). Une fois les courants déterminés, nous pouvons déduire la puissance vue par un transistor et donc le ratio k . Pour se faire, nous prenons l'entraînement 2x3-ph comme référence. En mode sain, nous nous plaçons dans le cas où les deux entraînements 2x3-ph et 5-ph fournissent le même couple, pour les mêmes pertes Joule. Nous considérons que les résistances de phase de la machine sont identiques. Nous pouvons donc écrire :

$$T_{em}^{5ph} = T_{em}^{2 \times 3ph} \quad (\text{Annexe B.3})$$

$$\frac{5}{2} \epsilon_{fcm,1}^{5ph} I^{5ph} = \frac{6}{2} \epsilon_{fcm,1}^{2 \times 3ph} I^{2 \times 3ph}$$

$$I^{5ph} = \frac{6 \epsilon_{fcm,1}^{6ph} I^{2 \times 3ph}}{5 \epsilon_{fcm,1}^{5ph}}$$

$$P_J^{5ph} = P_J^{2 \times 3ph}$$

$$5R(I^{5ph})^2 = 6R(I^{2 \times 3ph})^2$$

(Annexe
B.4)

$$I^{5ph} = \sqrt{\frac{6}{5}} I^{2 \times 3ph}$$

Et donc nous trouvons comme relations finales :

$$\epsilon_{fcm,1}^{5ph} = \sqrt{\frac{6}{5}} \epsilon_{fcm,1}^{2 \times 3ph} \quad \& \quad I^{5ph} = \sqrt{\frac{6}{5}} I^{2 \times 3ph}$$

(Annexe
B.5)

A partir du ratio entre les courants des entraînements 2x3-ph et 5-ph, nous pouvons en déduire le ratio k . Comme nous prenons l'entraînement 2x3-ph comme référence, nous avons $k = 1$ et pour l'entraînement 5-ph nous avons $k = \left(\sqrt{\frac{6}{5}}\right)^2 = 1.2$.

En mode de défaut, pour le cas 2x3-ph nous ne fonctionnons plus que sur un entraînement triphasé. Sans modification de l'amplitude des courants, le couple total est divisé par deux. Si nous voulons garantir le même couple, il faut doubler les courants restants et donc quadrupler la puissance vue par les transistors, soit $k = 4$. Pour le cas 5-ph, après défaut nous modifions les quatre courant restants (toujours sinusoïdaux) de sorte à garantir un couple constant. Il s'agit de la méthode Lipo présentée au Chapitre 4. En conservant les mêmes courants, nous avons une perte de couple (72% du nominal). Si nous souhaitons garantir le même niveau de couple, cela signifie une augmentation de l'amplitude des courants de $1.38 \times \sqrt{6/5}$ par rapport au cas sain 2x3-ph, et donc un ratio $k \simeq 2.29$. Courants et couple sont donnés pour chaque entraînement et dans les différents cas à la Figure Annexe B.1.

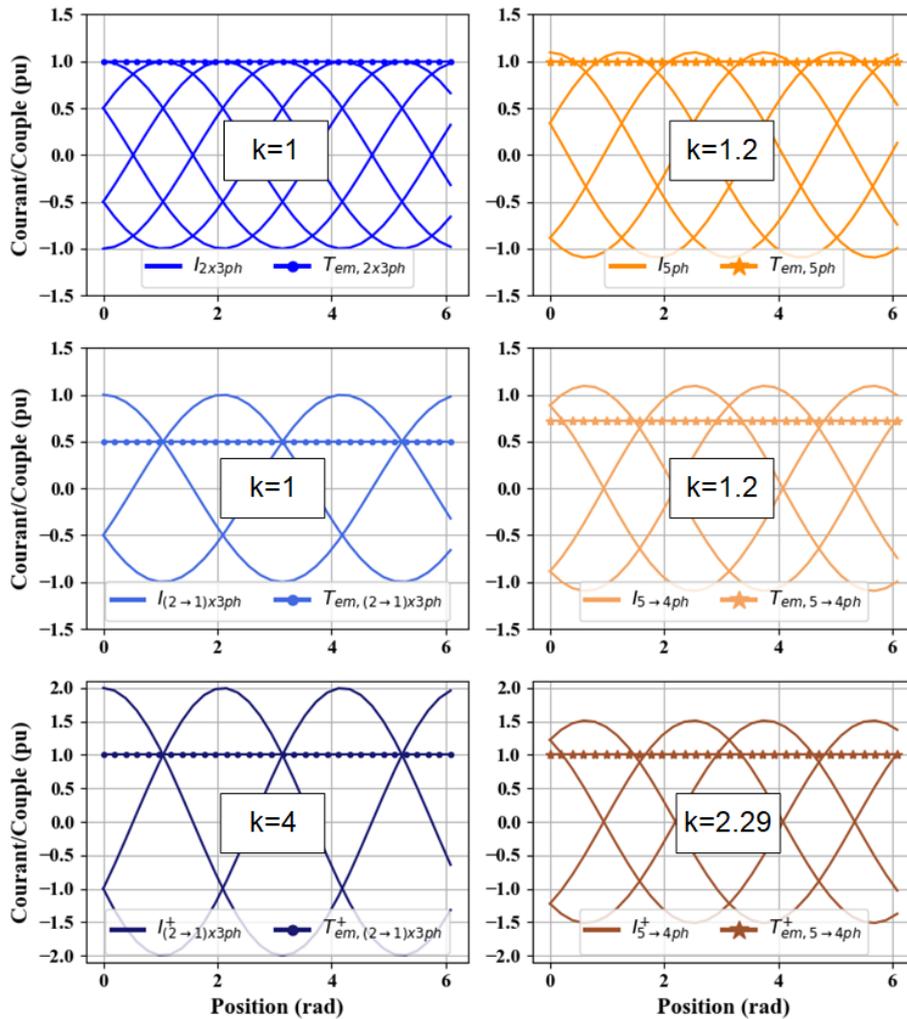


Figure Annexe B.1 : Courants pour chaque entraînement (gauche : 2x3-ph / droite : 5-ph), dans le cas sain (haut), le cas dégradé sans sur-courant (milieu) et dégradé avec sur-courants (bas)

Une fois ces ratios obtenus, nous les utilisons pour multiplier l'élévation de température ΔT dans le calcul de Π_{TH} . Les taux de défaillance sont ensuite calculés selon le profil de vie (voir Chapitre 2), en fonction des différents cas. A noter que le cas $k = 4$ n'est pas réaliste puisqu'il suppose une élévation de température de 120°C. En fonction des températures ambiantes du profil de vie, la température de jonction peut dépasser les 175°C qui est la température limite physiquement atteignable. La dépasser signifie une destruction du composant. Néanmoins, cela permet de se rendre compte de l'influence du paramètre température sur le calcul du taux de défaillance. Le Tableau Annexe B.1 donne les résultats obtenus dans les différents cas, tandis que la Figure Annexe B.2 représente l'évolution du taux de défaillance (toujours selon le profil de vie utilisé au Chapitre 2) en fonction de l'élévation de température. Une élévation de 90°C représente le maximum admissible pour rester en dessous d'une température de jonction de 175°C.

Ratio de puissance k	Élévation de température ΔT	Taux de défaillance d'un transistor λ_{MOS}
1.00	30°C	40.98 FIT
1.20	35.7°C	57.45 FIT
2.29	68.7°C	345.80 FIT
4.00	120°C	3484.86 FIT

Tableau Annexe B.1 : Élévation de température considérée et taux de défaillance de transistor associé

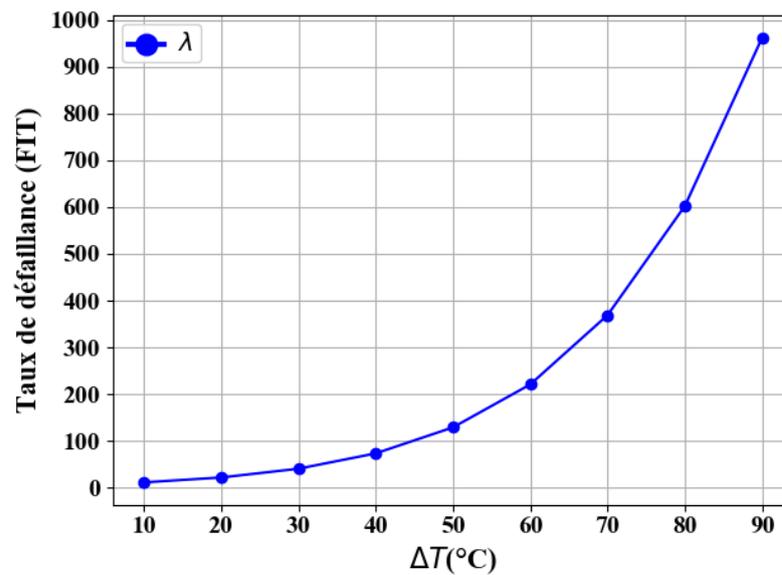


Figure Annexe B.2 : Taux de défaillance d'un transistor en fonction de l'élévation de température, pour un profil de vie donné

Annexe C Projection des harmoniques pairs dans le cas d'une machine 6-ph asymétrique

Nous rappelons qu'une machine 6-ph asymétrique est une machine à deux enroulements triphasés, qui sont électriquement séparés de 30° électrique. La machine 6-ph asymétrique est parfois assimilée à une « semi » machine 12-ph, car leurs axes magnétiques sont similaires comme l'illustre la figure ci-dessous :

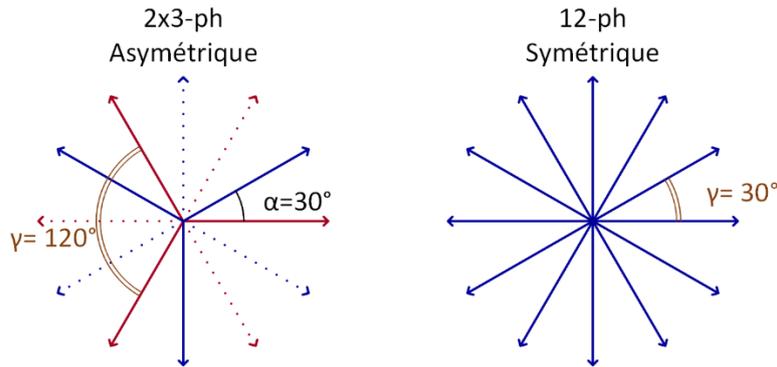


Figure Annexe C.1 : Représentation d'une machine 6-ph (2x3-ph) asymétrique et 12-ph symétrique

La matrice de Clarke associée à la machine 6-ph asymétrique est rappelé ci-dessous :

$$[T]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{6}} \begin{pmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(\gamma) & \cos(\alpha + \gamma) & \cos(2\gamma) & \cos(\alpha + 2\gamma) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(\gamma) & \sin(\alpha + \gamma) & \sin(2\gamma) & \sin(\alpha + 2\gamma) \\ 1 & \cos(5 \times \alpha) & \cos(5 \times \gamma) & \cos(5 \times (\alpha + \gamma)) & \cos(5 \times (2\gamma)) & \cos(5 \times (\alpha + 2\gamma)) \\ 0 & \sin(5 \times \alpha) & \sin(5 \times \gamma) & \sin(5 \times (\alpha + \gamma)) & \sin(5 \times (2\gamma)) & \sin(5 \times (\alpha + 2\gamma)) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{Annexe C-1})$$

Avec $\gamma = \frac{2\pi}{3}$ et $\alpha = \frac{\pi}{6}$

Afin d'illustrer comment se projettent les différents harmoniques, en particulier pairs, dans les machines fictives associées à cette transformation, prenons le vecteur quelconque \underline{X}_{abc} (courant, tension fcm) possédant des harmoniques de rang 1 à 25. L'amplitude des harmoniques de rang 2 à 25 sont fixés arbitrairement à 10% de la valeur du fondamental. La Figure Annexe C. représente les composantes du vecteur $\underline{X}_{\alpha\beta}$ obtenue via (3-19) en fonction de la position électrique, tandis que la Figure Annexe C. en donne la FFT. Contrairement à la machine 12-ph symétrique, la machine 6-ph asymétrique ne possède pas de machine fictive dans laquelle seuls les harmoniques pairs se projettent. Ces harmoniques pairs, lorsqu'ils existent, se projettent alors exclusivement dans la machine fictive secondaire (sauf les multiples de 6).

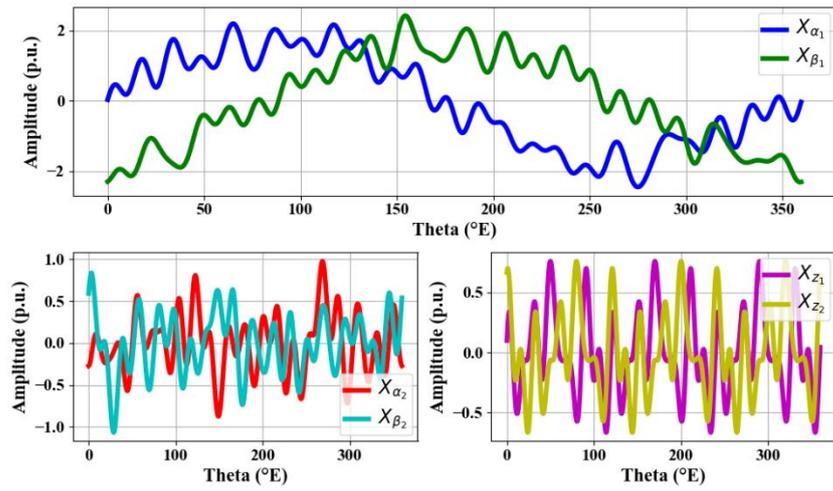


Figure Annexe C.2 : Visualisation des composantes dans la base $\alpha - \beta$, avec la présence d'harmoniques pairs et impairs

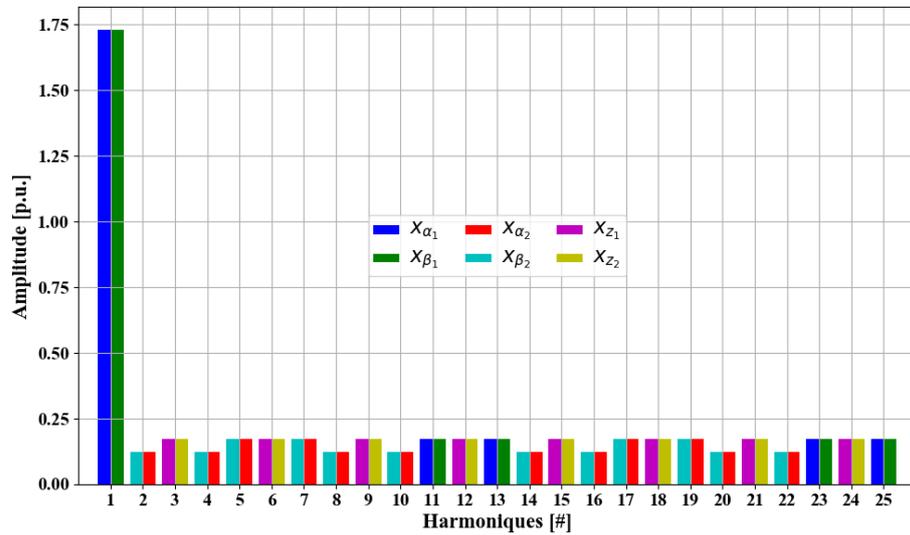


Figure Annexe C.3 : FFT des composantes dans la base $\alpha - \beta$, avec la présence d'harmoniques pairs et impairs

Annexe D Détermination des matrices des inductances par éléments finis

Nous redonnons ci-dessous une vue en coupe de la machine avec la dénomination des phases :

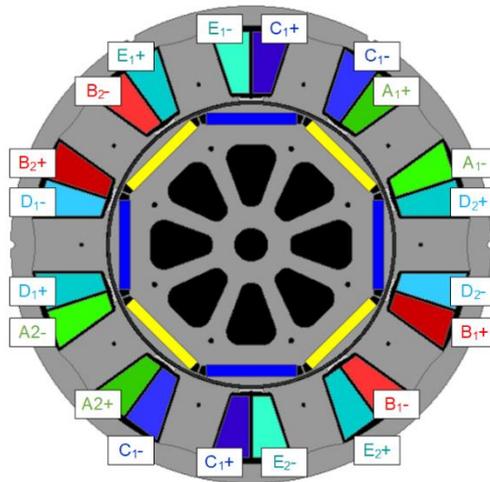


Figure Annexe D.1 : Dénomination des extrémités de bobine

Le câblage des bobines change en fonction des trois configurations considérées : 5-ph série, 5-ph parallèle et 10-ph. Dans la configuration 5-ph série, les bobines X_1 et X_2 ($X = A, B, C, D$ ou E) sont mises en série en connectant simplement l'extrémité X_{2+} à X_{1-} . X_{2-} est connecté au neutre et X_{1+} est connecté à l'onduleur. Dans la configuration 5-ph parallèle, les bobines X_1 et X_2 sont mises en parallèle, avec X_{1+} et X_{2+} connectés au convertisseur et X_{1-} et X_{2-} connecté au neutre. Pour la configuration 10-ph, il est nécessaire « d'inverser » le sens de connexion d'un set de bobines, afin de pouvoir générer des signaux qui soient décalés de $2\pi/10$ entre deux phases adjacentes. Ainsi, les bobines X_1 constituent la première étoile, X_{1+} est connecté au convertisseur, X_{1-} au premier neutre ; les bobines X_2 constituent la seconde étoile, X_{2-} est connecté au convertisseur, X_{2+} au second neutre. L'ordre conventionnel des phases en 10ph (i.e. pour qu'il y ait un angle électrique de $2\pi/10$ entre deux phases consécutives) est alors : $A_1-D_2-B_1-E_2-C_1-A_2-D_1-B_2-E_1-C_2$.

Nous l'avons évoqué au Chapitre 3, il est difficile d'avoir accès à la matrice $[L]_{abc}$ par la mesure et nous privilégions donc la détermination par éléments finis. Nous calculons alors les termes L_{XY} de la matrice inductance, correspondant à l'inductance mutuelle (ou propre si $X=Y$) entre la phase X et la phase Y selon la formule suivante (Annexe A-1)(Annexe A-1) :

$$L_{XY} = \frac{\Phi_{X|I_Y \neq 0} - \Phi_{X|I_Y = 0}}{I_Y} \quad (\text{Annexe D-1})$$

Avec $\Phi_{X|I_Y \neq 0}$ le flux capté par la phase X quand un courant I_Y constant circule dans la phase Y et $\Phi_{X|I_Y = 0}$ qui correspond au flux capté par la phase X sans aucun courant, c'est-à-dire le flux des aimants.

Sous logiciel éléments finis, nous réalisons d'abord une première simulation sur une période électrique, sans courant, pour évaluer le flux généré par les aimants seuls $\Phi_{X|I_{Y \neq 0}}$. Ensuite, des simulations successives sont réalisées en imposant tour à tour un courant constant dans chaque phase, pour déterminer le flux capté par chaque bobine $\Phi_{X|I_{Y \neq 0}}$ lorsqu'un courant traverse une des phases. Une fois les flux déterminés, il suffit de les post-traiter pour obtenir la matrice inductance complète, sur une période électrique, selon (Annexe D-1).

Les matrices inductances sont alors représentées en fonction de l'angle électrique à la Figure Annexe D.2 (5-ph série), Figure Annexe D.3 (5-ph parallèle) et Figure Annexe D.4 (10-ph). La valeur représentée en plus correspond à la valeur moyenne de l'inductance. Comme le nombre de spires n'est pas changé d'une configuration à l'autre, nous devrions avoir la relation suivante entre les inductances : $L_{XX}^{Serie} \simeq 2L_{XX}^{10ph} \simeq 4L_{XX}^{Para}$. Cette relation est globalement respectée en valeur moyenne pour les inductances propres (et l'est également pour les mutuelles dans les configurations 5-ph). A noter cependant que les variations d'inductance en fonction de la position sont importantes dans la base naturelle. Ainsi l'amplitude pic-pic des inductances propres représente environ 75% de leur valeur moyenne, dans les trois cas. Ces variations sont également importantes pour les inductances mutuelles, puisqu'elles représentent plus de 110% de leur valeur moyenne.

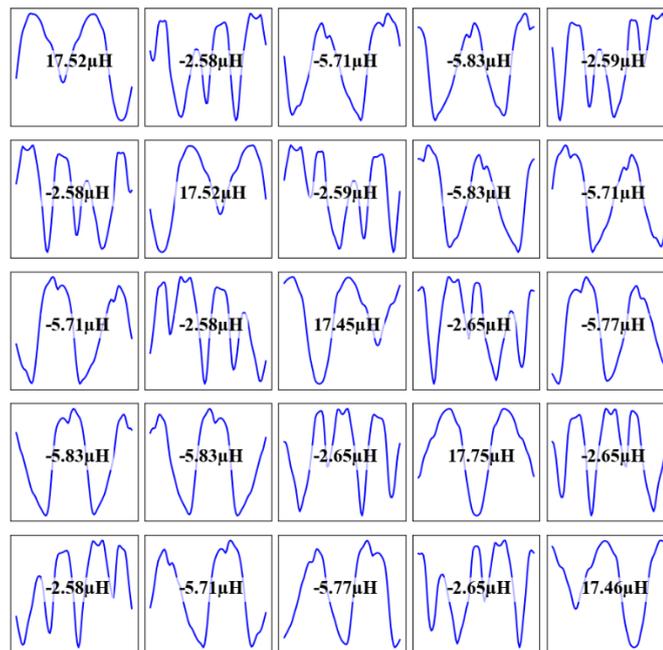


Figure Annexe D.2 : Matrice inductance dans la base naturelle sur une période électrique, configuration 5-ph série

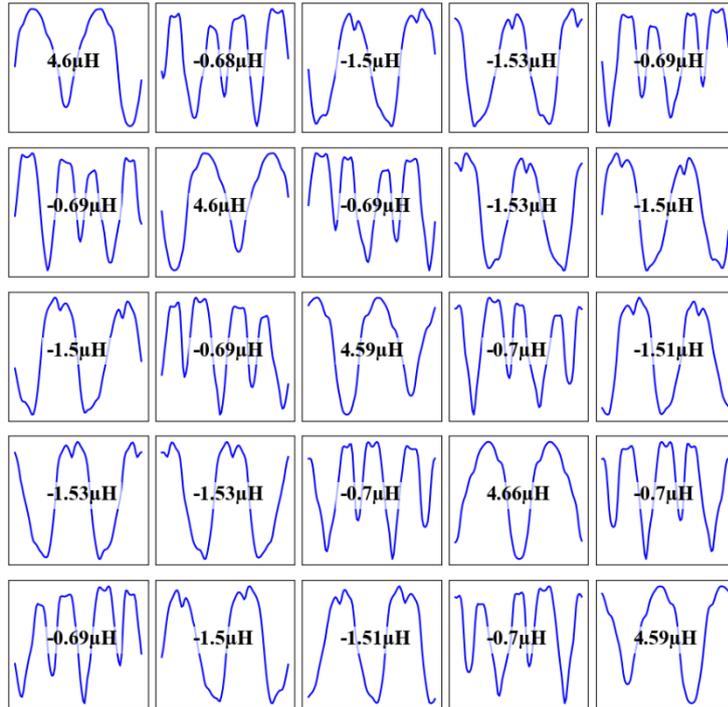


Figure Annexe D.3 : Matrice inductance dans la base naturelle sur une période électrique, configuration 5-ph parallèle

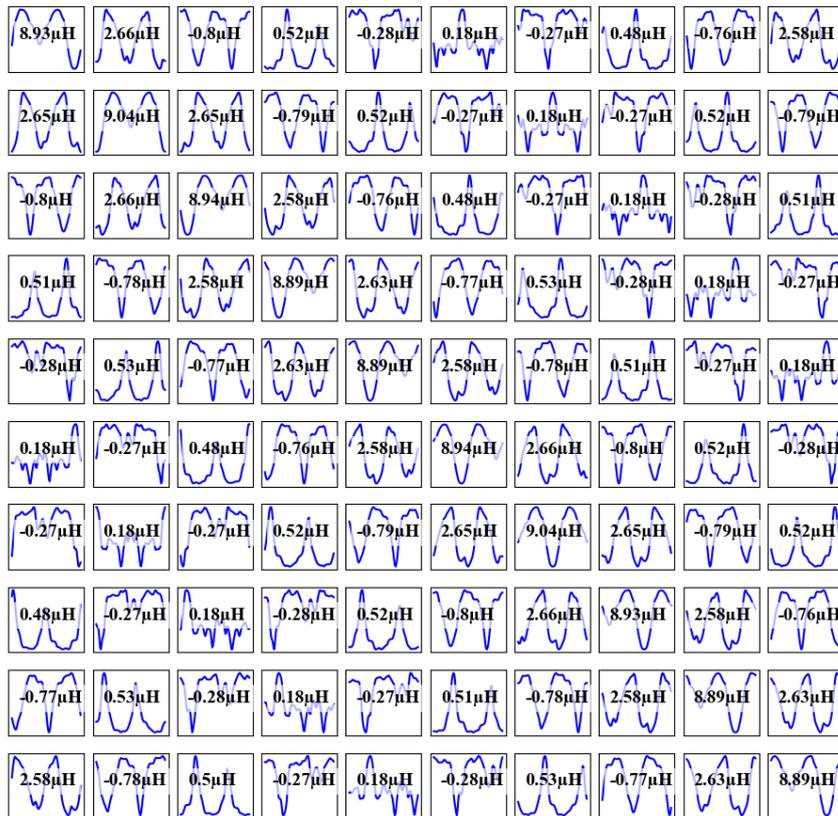


Figure Annexe D.4 : Matrice inductance dans la base naturelle sur une période électrique, configuration 10-ph (ordre des phases : A₁-D₂-B₁-E₂-C₁-A₂-D₁-B₂-E₁-C₂)

A la Figure Annexe D.5, Figure Annexe D.6 et Figure Annexe D.7, la matrice inductance est représentée dans le repère de Park pour chacune des trois configurations. La matrice est obtenue en appliquant la matrice de Clarke généralisée puis la matrice de Park. Les inductances sont représentées sur une période électrique. Comme précédemment la valeur rajoutée correspond à la valeur moyenne de l'inductance. Les inductances sur la diagonale représentent celles des machines fictives, symbolisés par des pointillés. La constante de temps a été donnée pour chacune des machines fictives en ne considérant que la résistance de la machine⁹⁸. Les inductances qui ne sont pas sur la diagonale représentent des termes de couplage et ont été grisés pour faciliter la lecture. On peut d'ailleurs voir qu'ils ne sont pas tous négligeables au regard des inductances des plans $d_x - q_x$. Concernant l'hypothèse de saillance, une fois dans la base $d - q$, on peut constater que le ratio des valeurs moyennes entre les inductances d'axe d et d'axe q ne sont pas si importants. Cette différence n'est que de 15% dans la machine principale et de l'ordre de 1% pour les autres machines fictives. Si l'on s'intéresse aux variations des inductances L_{d_x} et L_{q_x} en fonction de la position électrique, on remarque qu'elles sont liées principalement aux harmoniques de rang 5 et de rang 10. De plus, ces variations sont bien plus faibles que dans la base naturelle. Pour la machine fictive principale, elles représentent 8% de la valeur moyenne pour les configurations 5-ph et ne représente plus que 4% pour la configuration 10-ph. Ces faibles variations et des valeurs moyennes proches entre les inductances L_{d_x} et L_{q_x} peuvent permettre de considérer que les effets induits par la saillance seront modérés (voir négligeables). Ceci est cohérent avec la structure du rotor utilisé, qui comporte des aimants enterrés, mais proches de la surface (faibles variations d'entrefer).

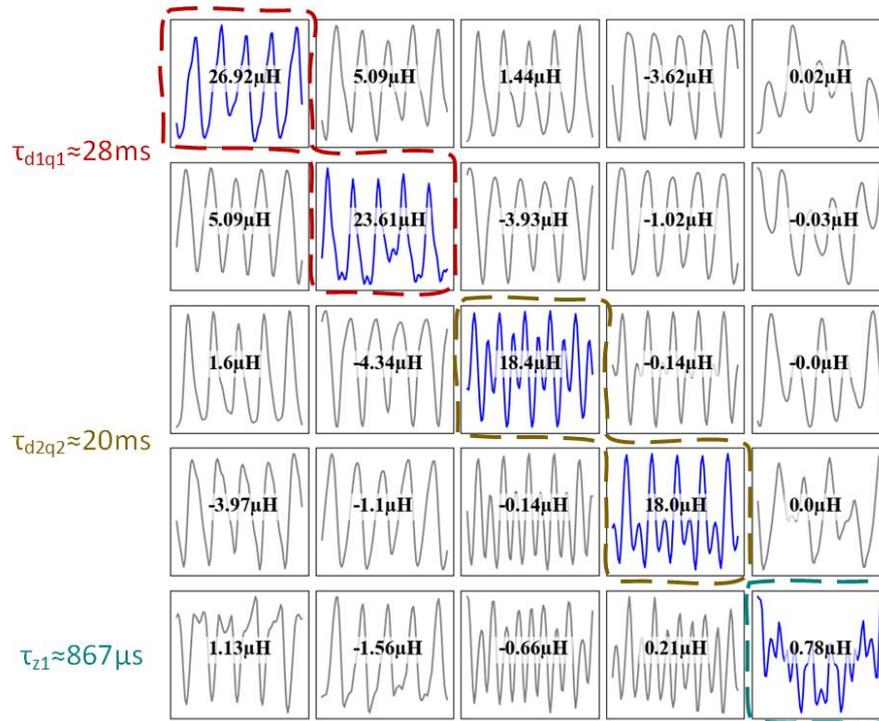


Figure Annexe D.5 : Matrice inductance dans la base de découplage $d - q$ sur une période électrique, configuration 5-ph série

⁹⁸ $\tau_{d_x q_x} = \frac{0.5(L_{d_x} + L_{q_x})}{R_x}$, avec $R_x^{5phSerie} = 900\mu\Omega$, $R_x^{5phPara} = 225\mu\Omega$ et $R_x^{10ph} = 450\mu\Omega$

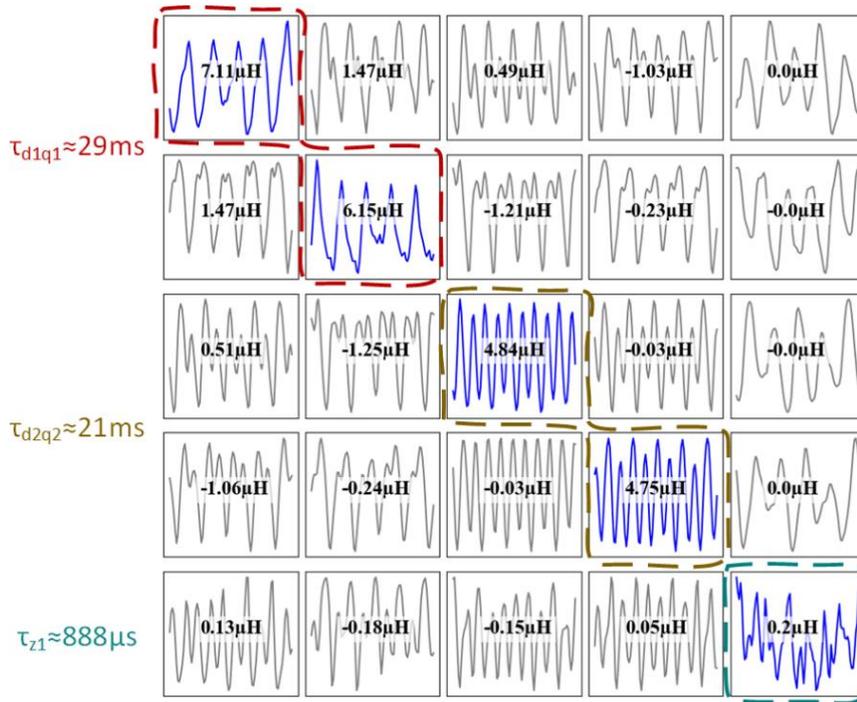


Figure Annexe D.6 : Matrice inductance dans la base de découplage $d - q$ sur une période électrique, configuration 5-ph parallèle



Figure Annexe D.7 : Matrice inductance dans la base de découplage $d - q$ sur une période électrique, configuration 10ph obtenue à partir des matrices Clarke et Park généralisées 10x10

Annexe E Matrice d'ordre réduit

Après un défaut 1OPF, la phase en défaut n'interagit plus avec les autres phases via les mutuelles, ni ne peut produire de couple. C'est pourquoi nous rappelons ci-dessous la nouvelle équation qui régit le système, où l'exposant « F » renvoie aux variables et aux matrices d'ordres réduites (dont on a enlevé la contribution de la phase en défaut).

$$\underline{v}_{abc}^F = [R]^F \underline{i}_{abc}^F + [L]^F_{abc} \frac{d(\underline{i}_{abc}^F)}{dt} + \underline{e}_{abc}^F \quad (\text{Annexe E-1})$$

Après un défaut, il est donc nécessaire de trouver une nouvelle matrice de transformation de Clarke généralisée. Pour rappel, nous donnons ci-dessous la matrice classique :

$$[T_5]^{-1} = \sqrt{\frac{5}{2}} \begin{pmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \cos(3\gamma) & \cos(4\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \sin(3\gamma) & \sin(4\gamma) \\ 1 & \cos(2\gamma) & \cos(4\gamma) & \cos(6\gamma) & \cos(8\gamma) \\ 0 & \sin(2\gamma) & \sin(4\gamma) & \sin(6\gamma) & \sin(8\gamma) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{Annexe E-2})$$

$$\gamma = 2\pi/5$$

Après l'apparition d'un défaut, il paraît naturel de supprimer la colonne correspondant à la phase en défaut de la matrice de Clarke généralisée $[T]^{-1}$, mais il est également nécessaire de supprimer une ligne pour avoir une matrice carrée. C'est dans ce choix et dans l'adaptation de cette nouvelle matrice (propriété d'orthogonalité) que plusieurs options sont présentes dans la littérature.

A titre d'exemple, nous considérerons que le défaut est situé sur la phase A. La première colonne est alors supprimée de la matrice. Ensuite, nous souhaitons assurer une trajectoire circulaire dans la machine principale⁹⁹, c'est-à-dire que nous voulons que les deux composantes correspondantes soient de la forme $x_{\alpha_1}^F = k \cos(\theta)$ et $x_{\beta_1}^F = k \sin(\theta)$. C'est pourquoi on ajoute le facteur « -1 » à la première ligne. Ensuite, il est nécessaire de supprimer une ligne et d'assurer l'orthogonalité entre les vecteurs générés. Pour cela, la 3^{ème} ligne, celle correspondant à x_{α_2} est supprimée, car cela permet de conserver la 4^{ème} ligne qui permet de garantir naturellement l'orthogonalité entre la 1^{ère} et la 2^{ème} ligne (on a supprimé un « 0 » avec la colonne correspondant à la phase « A »). La matrice obtenue est présentée ci-dessous :

$$[T_5^F]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{pmatrix} \cos(\gamma) - 1 & \cos(2\gamma) - 1 & \cos(3\gamma) - 1 & \cos(4\gamma) - 1 \\ \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \sin(3\gamma) & \sin(4\gamma) \\ \sin(2\gamma) & \sin(4\gamma) & \sin(6\gamma) & \sin(8\gamma) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{Annexe E-3})$$

$$\gamma = 2\pi/5$$

⁹⁹ En général, seul le fondamental est considéré

Cette matrice conserve de bonnes propriétés pour les deux premiers vecteurs, ceux correspondant à la machine M1 et qui serviront à générer du couple. En revanche, nous pouvons constater que la base générée n'est pas orthonormale, notamment à cause de la composante homopolaire. Afin de générer une base orthonormale, il est possible d'appliquer l'algorithme de Gram-Schmidt.

La matrice (Annexe E-3) est appliquée au vecteur $\underline{\epsilon}_{abc}^F$ correspond au prototype et les trajectoires des courants sont illustrées à la Figure Annexe E.1, tandis que la FFT des composantes du vecteur est donnée à la Figure Annexe E.2. Comme la matrice l'imposait, nous retrouvons la même trajectoire qu'en mode sain dans la machine principale. La machine secondaire ne comporte plus qu'une seule composante. La répartition des harmoniques permet de voir que les machines fictives sont de nouveau découplées : les harmoniques de rang 1,9 et 11 sont projetés uniquement sur les composantes α_1^F et β_1^F , tandis que ceux de rang 3,7 et 13 ne sont projetés que sur la composante β_2^F . En revanche, on peut tout de même voir que tous les harmoniques continuent à se projeter sur la droite homopolaire. Ce point peut être délicat si cette dernière doit être régulée (cas du convertisseur à pont en H).

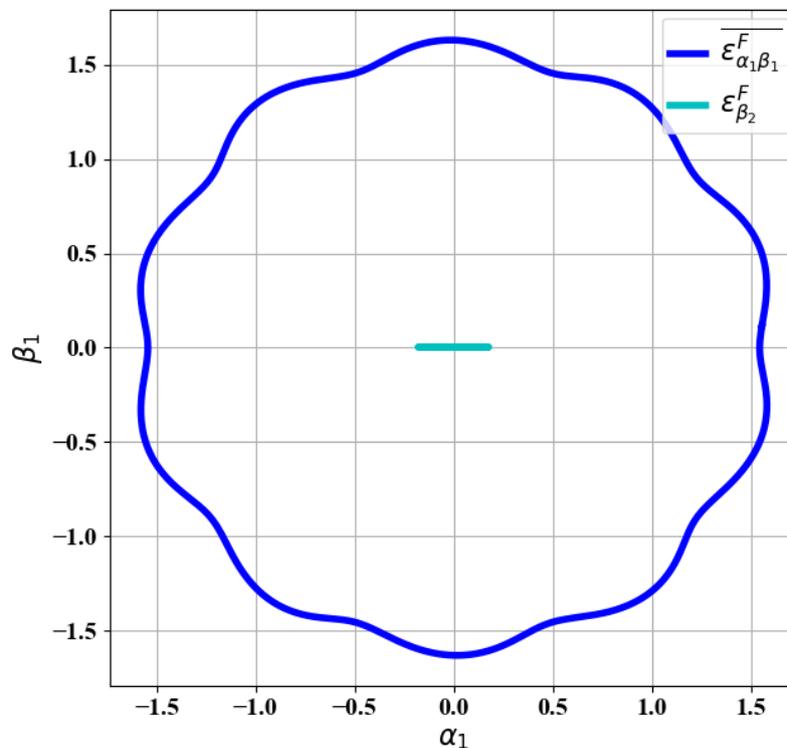


Figure Annexe E.1 : Trajectoire du vecteur fcem en défaut $\underline{\epsilon}_{\alpha\beta}^F$ (phase A à zéro) en utilisant la matrice d'ordre réduit $[\mathbf{T}_5^F]^{-1}$

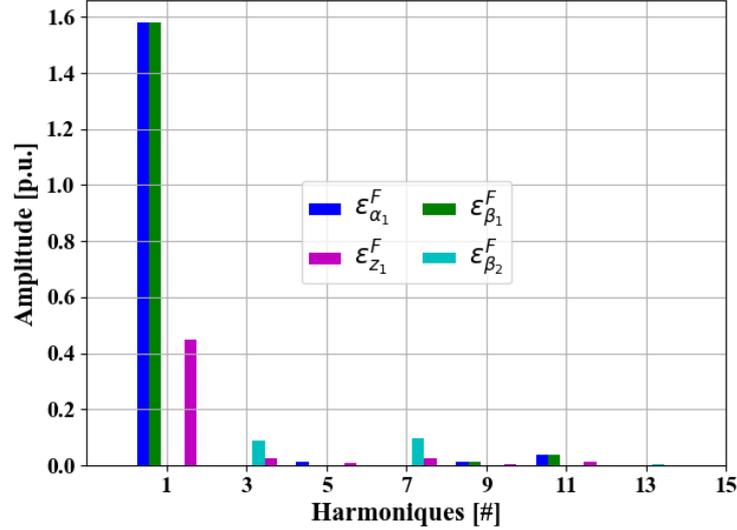


Figure Annexe E.2 : FFT des différentes composantes du vecteur $\underline{\epsilon}^F_{\alpha\beta}$ en utilisant la matrice d'ordre réduit $[T_5^F]^{-1}$

Une fois la nouvelle base de découplage $\alpha^F - \beta^F$ définie à partir de la matrice de Clarke généralisée en défaut $[T^F]^{-1}$, il est également possible d'adapter la matrice de Park généralisée (noté alors $[P^F]^{-1}(\theta)$). Bien souvent dans la littérature seule la rotation d'angle θ (machine fictive principale) est conservée. La principale raison provient du fait que si dans une machine fictive il ne reste plus qu'une seule composante, comme pour les machines homopolaires, il n'est pas utile d'effectuer de rotation. La matrice correspondante est donnée ci-dessous :

$$[P^F]^{-1}(\theta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \begin{array}{l} \text{(Annexe} \\ \text{E-4)} \end{array}$$

Cette méthode de changement de base a pour principal intérêt de permettre la conversation des références de courants dans la machine principale. Ainsi, si nous avons $i_{q_1}^{F-ref} = i_{q_1}^{ref}$ constant (seulement le fondamental), cela donne les références dans la base naturelle abc illustrées à la Figure Annexe E.3, où les courants obtenus classiquement en mode sain sont également représentés. Il peut ensuite être intéressant de regarder ce que donnerait ces références de courant dans la base $d - q$ « saine », plutôt que la base $d^F - q^F$. C'est ce qui est fait à la Figure Annexe E.4, où l'on peut constater que dans la machine principale les références sont effectivement conservées, avec en particulier $i_{q_1}^{F,ref} = i_{q_1}^{ref}$. En revanche, les références dans M2 ne sont plus constantes et c'est cela qui va créer des oscillations de couple supplémentaires si les fcems ont également un contenu harmonique projeté dans M2. Afin de d'illustrer cela, la FFT des courants de référence ainsi que des fcems sont donnés à la Figure Annexe E.5. Nous rappelons que le couple s'obtient par le produit scalaire des courant et des fcems. La présence d'harmonique de rang 2 et 4 dans les courants de M2, va donc entraîner des oscillations de couple de même rang, mais également de rang 6, 8, 10 et 12 avec l'interaction de l'harmonique de rang 10 de la fcem¹⁰⁰. C'est ce qui permet d'expliquer

¹⁰⁰ Pour rappel : $\cos(h_1\theta) \cos(h_2\theta) = 0.5 \times (\cos((h_1 + h_2)\theta) + \cos((h_1 - h_2)\theta))$

les oscillations de couple additionnelles de rang pair observées à la Figure Annexe E.6, de rang 2 à 8 puis 12 et 14.

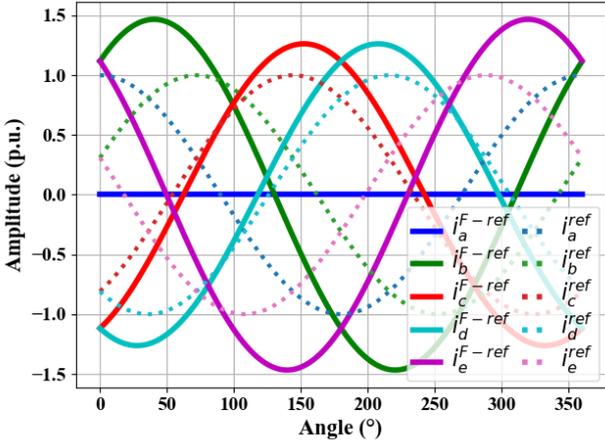


Figure Annexe E.3 : Références des courants dans la base naturelle pour i_{q1}^{ref} constant après un défaut 1OPF + changement de matrice (traits pleins) et sain (pointillés)

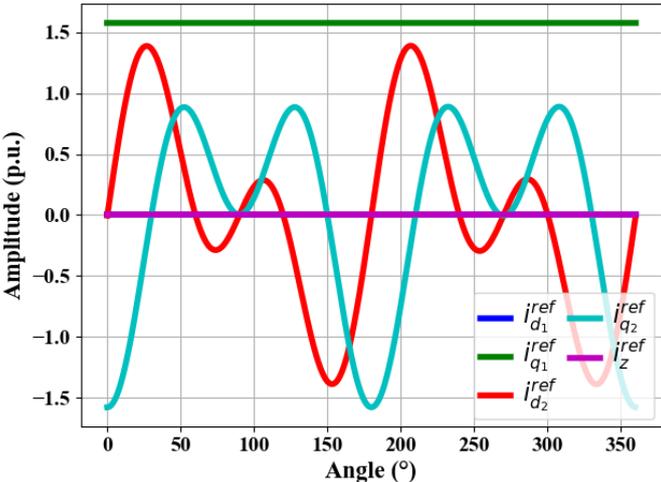


Figure Annexe E.4 : Références des courants obtenus dans la base $d - q$ initiale, après utilisation de la matrice d'ordre réduit

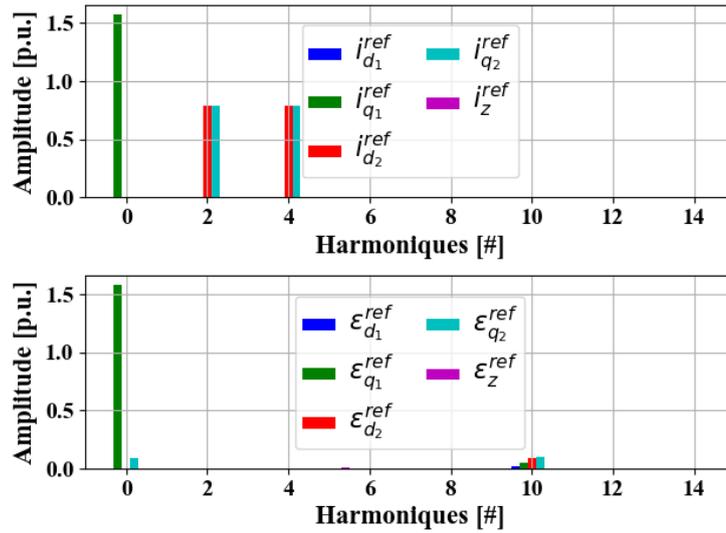


Figure Annexe E.5 : FFT dans la base $d - q$ initiale, pour les références de courant (haut) et les fcems (bas)

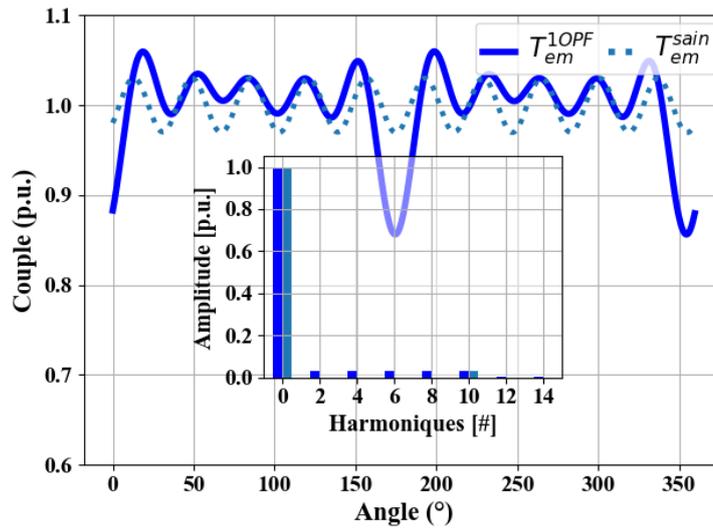


Figure Annexe E.6 : Couple obtenue avec i_{q1}^{ref} constant après défaut 1OPF et changement de matrice (traits pleins) et sain (pointillés) et FFT des signaux associés

Contribution Scientifique

Articles présentés en congrès internationaux :

- A. Ribière, N. -K. Nguyen, E. Semail and C. Espanet, "Comparison of five-phase, six-phase and seven-phase fault tolerant electric drives," 2022 *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Sorrento, Italy, 2022, pp. 651-656, doi: 10.1109/SPEEDAM53979.2022.9842098.
- A. Ribière, N. -K. Nguyen, E. Semail and C. Espanet, "An approach to compare multiphase drives for automotive safety applications," 2022 *IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, Anaheim, CA, USA, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/ITEC53557.2022.9813812.

Article présenté en congrès national :

- A. Ribière, N. -K. Nguyen, E. Semail and C. Espanet, " Conception et réalisation d'un entraînement électrique polyphasé tolérant aux défauts compatible avec la production en grande série", *Symposium de Génie électrique (SGE 2023)*, 05 - 07 Juillet 2023, Lille, France.

Abstract

Climate change is a reality and the most pollutant industries must adapt, such as the mobility sector. Vehicle electrification appears as one the lever to reduce emissions in this field. This evolution towards electric vehicles allow new architectures and the development of more autonomous functions. Relatively new applications appear such as steer or brake by wire, without any mechanical link between the driver and the actuation. Since these applications are directly linked to people safety, it requires a high level of reliability. If a fault occurs, electric drives must provide a minimum of functionality to enable the driver to park the vehicle safely. In case of fully autonomous vehicles applications such as truck platooning or autonomous vehicle fleets, it is interesting to keep functioning after one fault or more. However, standard three phase electric drives cannot fulfil these requirements. On the contrary, multiphase drives have already been investigated for naval or aeronautic applications, where reliability standards are high but volumes relatively low. That is why this thesis aims to develop a multiphase drive and its control to address automotive safety applications, considering industrialization and cost constraints.

First of all, reliability tools have been studied and applied in order to verify the reliability gains offered by multiphase drives. Despite an increase of the number of components, the existence of degraded modes, for which part of the function is kept, allows to improve the functional reliability. Multiphase drives control differs from three phase one, but could be seen as an extension of traditional $d - q$ frame control, with additional considerations to keep in mind. An approach to compare different multiphase drives topologies, including both cost criteria and behaviors in degraded mode, has been proposed. At the end of the study a dual-five phase machine has been prototyped. This machine allowed to test various fault-tolerant control algorithms on a test bench. Thanks to a change on current references and the addition of an adaptive linear neural network in parallel of standard PI controllers, significant improvements have been achieved on the performances of drive after a fault occurrence. This thesis has highlighted the numerous constraints while designing a fault-tolerant drive and the importance of considering both motor and inverter. In particular, it is necessary to consider the whole drive limitations, both in healthy mode and in degraded mode, to maximize the level of functionality while minimizing the overall oversizing.

Keywords

- Multiphase machine
- Fault-tolerant control
- Reliability
- Fault-tolerant drive
- Adaptive linear neuron
- Permanent Magnet synchronous motor
- Vector Space Decomposition

Résumé

Le changement climatique est une réalité et les industries les plus polluantes, comme le secteur de la mobilité, doivent s'adapter. L'électrification des véhicules apparaît alors comme un des leviers à actionner pour réduire les émissions dans ce secteur. Cette évolution vers des véhicules plus électriques permet de nouvelles architectures et l'autonomisation de plus en plus de fonctions. De relativement nouvelles applications apparaissent, telles que le *steer by wire* ou le *brake by wire*, dans lesquelles il n'existe plus de lien mécanique entre le conducteur et les organes d'actionnement. Ces applications touchent directement à la sécurité des personnes et c'est pourquoi elles doivent avoir un haut niveau de fiabilité. Si un défaut apparaît, l'entraînement électrique doit pouvoir assurer un minimum de fonctionnement afin de permettre au conducteur de se garer en toute sécurité. Dans le cas de véhicules totalement autonomes, comme les convois de camions ou les flottes partagées, garder le même niveau de fonctionnement après l'apparition d'un ou plusieurs défauts est également intéressant. Néanmoins, les entraînements triphasés traditionnels ne permettent pas de répondre à ces exigences. A contrario, les entraînements polyphasés ont déjà été investigués pour des applications navales ou aéronautiques pour lesquels les exigences de fiabilité sont hautes, mais où les volumes sont relativement faibles. C'est pourquoi cette thèse vise à concevoir un entraînement polyphasé et son contrôle pour des applications automobiles sécuritaires, tout en prenant en compte des contraintes de coût et d'industrialisation.

Des outils d'évaluation de la fiabilité ont tout d'abord été étudiés et appliqués afin de vérifier le gain offert par les entraînements polyphasés. Malgré une augmentation du nombre de composants, la fiabilité fonctionnelle est améliorée à travers les modes dégradés qui permettent de conserver une partie de la fonctionnalité. Le contrôle d'un entraînement polyphasé diffère d'un contrôle triphasé, mais peut être vu comme l'extension du contrôle classique dans la base $d-q$, avec des éléments supplémentaires à considérer. Une approche de comparaison de différents entraînements polyphasés a été proposée, en incluant des critères relatifs au coût et au fonctionnement en mode dégradé. A l'issue de cette étude, une machine double pentaphasée a été prototypée et a permis de tester les différents algorithmes de commande après défaut. Les changements des références de courant et l'ajout de réseaux de neurones simple couche en parallèle des régulateurs PI, ont permis un gain significatif sur les performances de l'entraînement après défaut. Cette thèse a mis en évidence les nombreuses contraintes lors du dimensionnement d'un entraînement tolérant aux défauts, avec la nécessité de prendre en compte tant le moteur que son convertisseur. En particulier, il est nécessaire de prendre en considération les limites de l'entraînement complet, aussi bien en mode sain qu'en mode dégradé, afin de maximiser le niveau de fonctionnalité tout en minimisant le surdimensionnement.

Mots-clés

- Machine polyphasée
- Contrôle tolérant aux défauts
- Fiabilité
- Entraînements tolérants aux défauts
- Réseaux de neurones ADALINE
- Moteurs synchrones à aimants permanents
- Contrôle vectoriel