



## AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : [ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr](mailto:ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr)

## LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

[http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg\\_droi.php](http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php)

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

## Thèse

présentée en vue de l'obtention du diplôme de

### Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy I

Spécialité Génie Electrique

par

**Rijaniaina Njakasoa ANDRIAMALALA**

DEA Génie Électrique INPL-Nancy

DESS SUMASET UHP-Nancy I

## **MODÉLISATION DU DÉFAUT D'EXCENTRATION DANS UNE MACHINE ASYNCHRONE. APPLICATION AU DIAGNOSTIC ET A LA COMMANDE DE DEUX MACHINES SPÉCIFIQUES.**

Soutenance publique le 02 Juillet 2009 devant le jury composé de :

Président:	M. Jean-Paul LOUIS	Professeur à École Normale Supérieure de Cachan
Rapporteurs:	M. Guy CLERC	Professeur à l'Université Claude Bernard Lyon I
	M. Claude MARCHAND	Professeur à l'Université Paris-Sud
Examineurs:	M. Maurice FADEL	Professeur à ENSEEIHT, INP-Toulouse
	M. François-Michel SARGOS	Professeur à l'ENSEM, INP-Lorraine
	M. Hubert RAZIK	Professeur à l'Université Claude Bernard Lyon I



# Table des matières

<b>AVANT PROPOS</b>	v
<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	ix
<b>I MODÉLISATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASÉE EXCENTRÉE.</b>	1
I.1. Introduction . . . . .	1
I.2. Bobinage de la machine asynchrone . . . . .	3
I.2.1. Fonction de bobinage de l'enroulement statorique . . . . .	3
I.2.2. Fonction de bobinage de l'enroulement rotorique . . . . .	5
I.2.3. Fonction d'ampère-tours des enroulements statoriques . . . . .	6
I.2.4. Fonction d'ampère-tours des enroulements rotoriques . . . . .	7
I.3. Inductances d'une machine asynchrone . . . . .	7
I.3.1. Hypothèses de calcul d'inductances . . . . .	7
I.3.2. Inductances d'une machine saine . . . . .	7
I.3.2.1. Expression générale du champ magnétique d'une machine symétrique	8
I.3.2.2. Inductances statoriques . . . . .	9
I.3.2.3. Inductances mutuelles entre le stator et le rotor . . . . .	10
I.3.2.4. Inductances rotoriques . . . . .	11
I.3.2.5. Analyse par simulation . . . . .	12
I.3.3. Inductances d'une machine excentrée non encochée . . . . .	14
I.3.3.1. Description introductive d'une excentration du rotor . . . . .	14
I.3.3.2. Expression générale du champ magnétique en cas d'excentration . . .	16
I.3.3.3. Formes générales des inductances d'une machine excentrée . . . . .	18
I.3.3.4. Remarque . . . . .	19
I.3.3.5. Excentration statique . . . . .	20
I.3.3.6. Excentration dynamique . . . . .	28
I.3.3.7. Excentration mixte . . . . .	33
I.4. Prise en compte des effets d'encoches dans les inductances d'une machine excentrée . .	52

I.4.1.	Préliminaires . . . . .	52
I.4.2.	Variation de la fonction d'entrefer due aux encoches statoriques . . . . .	53
I.4.3.	Variation de la fonction d'entrefer due aux encoches rotoriques . . . . .	55
I.4.4.	Expression de la fonction d'entrefer . . . . .	56
I.4.5.	Fonction perméance . . . . .	56
I.4.6.	Inductances statoriques . . . . .	58
I.4.7.	Inductances mutuelles entre le stator et le rotor . . . . .	60
I.4.8.	Inductances rotoriques . . . . .	61
I.4.9.	Caractérisation du deuxième groupe de signatures de défaut dans le courant statorique . . . . .	62
I.4.10.	Caractérisation du deuxième groupe de signatures de défaut dans le courant rotorique . . . . .	63
I.4.11.	Remarques . . . . .	63
I.4.12.	Analyse par simulation . . . . .	64
I.5.	Conclusion . . . . .	69
<b>II</b>	<b>DIAGNOSTIC ET COMMANDE D'UNE MACHINE DOUBLE-ÉTOILE PRÉSENTANT UN DÉFAUT D'ALIMENTATION OU D'EXCENTRATION.</b>	<b>71</b>
II.1.	Introduction . . . . .	71
II.1.0.1.	Premier modèle . . . . .	72
II.1.0.2.	Deuxième modèle . . . . .	81
II.1.0.3.	Rappel du principe de la commande vectorielle . . . . .	85
II.1.1.	Commande par orientation indirecte du flux rotorique . . . . .	86
II.1.1.1.	Premier algorithme de commande : utilisation de la transformation de Park hexaphasée . . . . .	86
II.1.1.2.	Deuxième algorithme de commande : utilisation de la transformation de Park triphasée . . . . .	90
II.2.	Etude de quelques stratégies de commande d'une machine double-étoile en cas de défaut d'alimentation . . . . .	93
II.2.1.	Stratégie de détection de défaut . . . . .	94
II.2.2.	Isolement du bras défaillant . . . . .	96
II.2.3.	Première structure de convertisseur-commande tolérant le défaut . . . . .	97
II.2.3.1.	Reconfiguration de la commande et du circuit de puissance . . . . .	98
II.2.3.2.	Détection et élimination d'un défaut de court-circuit . . . . .	100
II.2.3.3.	Détection et élimination d'un défaut d'ouverture de circuit . . . . .	102
II.2.4.	Deuxième structure de convertisseur-commande tolérant le défaut . . . . .	104

II.2.4.1.	Première possibilité . . . . .	104
II.2.4.2.	Deuxième possibilité . . . . .	106
II.2.4.3.	Troisième possibilité . . . . .	108
II.2.5.	Troisième structure de convertisseur-commande tolérant le défaut . . . . .	111
II.3.	Diagnostic d'une machine double-étoile alimentée par un onduleur et présentant un défaut d'excentration . . . . .	112
II.3.1.	Diagnostic d'une machine double-étoile alimentée en commande scalaire . . . . .	113
II.3.2.	Diagnostic d'excentration pour une machine double-étoile alimentée en commande vectorielle . . . . .	116
II.3.2.1.	Analyse du courant statorique . . . . .	116
II.3.2.2.	Analyse des courants de Park . . . . .	119
II.3.2.3.	Analyse des tensions de référence . . . . .	123
II.4.	Conclusion . . . . .	124
<b>III</b>	<b>COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES EN SERIE. APPLICATION A LA DETECTION DE DEFAUT</b>	<b>125</b>
III.1.	Introduction . . . . .	125
III.2.	Connectivité des machines . . . . .	127
III.2.1.	Cas d'un nombre de phases impair . . . . .	127
III.2.2.	Cas d'un nombre de phases pair . . . . .	128
III.3.	Modèles de Park découplés de deux machines en série . . . . .	129
III.4.	Commande par orientation indirecte des flux rotoriques . . . . .	137
III.5.	Simulation . . . . .	140
III.5.1.	Utilisation des régulateurs IP et PI . . . . .	140
III.5.2.	Utilisation du régulateur RST . . . . .	143
III.5.2.1.	Régulateur de courant . . . . .	144
III.5.2.2.	Régulateur de vitesse . . . . .	145
III.6.	Diagnostic et compensation d'un défaut d'alimentation . . . . .	149
III.6.1.	Court-circuit d'un interrupteur . . . . .	149
III.6.2.	Défaut d'ouverture de circuit . . . . .	153
III.7.	Conclusion . . . . .	155
<b>IV</b>	<b>EXPÉRIMENTATIONS</b>	<b>157</b>
IV.1.	Introduction . . . . .	157
IV.2.	Étude du contenu spectral du courant statorique d'une machine excentrée pour une alimentation par le réseau . . . . .	158

IV.2.1. Procédure d'excentration du rotor . . . . .	158
IV.2.2. Alimentation par le réseau . . . . .	159
IV.3. Commande vectorielle de la machine double-étoile . . . . .	162
IV.3.1. Application du premier algorithme de commande . . . . .	164
IV.3.2. Application du deuxième algorithme de commande . . . . .	166
IV.4. Commande vectorielle de la machine double-étoile en régime dégradé de l'onduleur . . . . .	169
IV.4.1. Application du premier algorithme de commande . . . . .	170
IV.4.2. Application du deuxième algorithme de commande . . . . .	172
IV.5. Analyse de la détection d'un problème d'excentration dans une machine double-étoile alimentée par un onduleur . . . . .	174
IV.5.1. Cas d'une alimentation en boucle ouverte . . . . .	174
IV.5.2. Cas d'une alimentation en contrôle vectoriel . . . . .	177
IV.5.2.1. Analyse du courant statorique . . . . .	177
IV.5.2.2. Analyse des courants de Park . . . . .	179
IV.5.2.3. Analyse des tensions de référence . . . . .	183
IV.6. Commande de deux machines en série . . . . .	184
IV.6.1. Utilisation des régulateurs PI et IP . . . . .	185
IV.6.2. Utilisation du régulateur RST . . . . .	189
IV.7. Conclusion . . . . .	191
<b>V CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVE</b>	<b>195</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>201</b>
<b>Annexes</b>	<b>209</b>
<b>Listes des symboles</b>	<b>211</b>

## **AVANT PROPOS**

*Au terme de cette thèse qui s'est déroulée au laboratoire GREEN de Nancy depuis Octobre 2005, je suis très heureux de remercier les personnes que je tiens à citer brièvement ci-dessous.*

*Tout d'abord, je tiens à adresser ma profonde gratitude à Monsieur Jean-Paul LOUIS, Professeur à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan pour m'avoir fait l'honneur de présider le Jury et pour avoir examiné mon travail.*

*Je remercie vivement Monsieur Claude MARCHAND, Professeur à l'Université Paris Sud, et Monsieur Guy CLERC, Professeur à l'Université Lyon I, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant d'en être les rapporteurs.*

*Mon sincère remerciement s'adresse également à Monsieur Maurice FADEL, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, pour avoir accepté de participer à ma soutenance en tant qu'examineur.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur François-Michel SARGOS, Professeur à l'ENSEM, mon Directeur de thèse, de m'avoir choisi pour ce projet de thèse. Je le remercie également pour ses conseils scientifiques très avisés, du temps qu'il a su me consacrer, de la confiance qu'il m'a accordée durant ces années de thèse.*

*Je remercie sincèrement Monsieur Hubert RAZIK, avant, Maître des conférences à l'IUFM de Lorraine, actuellement, Professeur à l'Université Claude Bernard Lyon I, mon Co-directeur de thèse pour ces remarques très pertinentes et pour nos discussions scientifiques fructueuses, pour la liberté qu'il m'a accordée durant ces années de thèse. Je le remercie également pour m'avoir accordé une participation au projet de coopération franco-brésilienne COFECUB.*

*Je tiens à exprimer aussi ma profonde reconnaissance envers Monsieur Lotfi BAGHLI, Maître des conférences à l'IUFM de Lorraine, de m'avoir aidé sur la préparation du banc expérimental, de m'avoir généreusement appris l'implantation sur dSPACE de la commande en temps réel de machine. Ces aides m'ont permis d'acquérir une autonomie de travail. Sa contribution est énorme même s'il ne fait pas partie des encadrants officiels.*

*Je tiens à remercier Monsieur Abderezzak REZZOUG, Professeur à l'Université Henri Poincaré - Nancy I, Directeur sortant du laboratoire GREEN, pour m'avoir accueilli cordialement dans son laboratoire. Je lui exprime ma profonde gratitude pour le financement du banc expérimental, en particulier, l'achat d'une carte dSPACE.*

*Je suis également très reconnaissant envers Monsieur Shahrokh SAADATE, Professeur à l'Université Henri Poincaré-Nancy I, le nouveau Directeur du laboratoire GREEN, pour m'avoir accueilli cordialement dans son laboratoire dans le cadre d'un poste d'ATER 2009-2010 qui est une nouvelle fois une occasion d'enrichir mes expériences en enseignement supérieur.*

*Je tiens aussi à exprimer mon vif remerciement envers la COFECUB pour m'avoir financé une mission de recherche au Brésil. Ce fut une expérience inoubliable et très enrichissante.*

*Je profite de cette occasion pour exprimer ma profonde gratitude envers Madame Nathalie CADARIO, secrétaire du GREEN-UHP, pour ces très aimables aides sur le plan administratif durant la thèse.*

*Merci également à Monsieur Francis WEINACHTER pour ces aides face à des problèmes matériels et informatiques.*

*Merci aussi à tous les collègues qui m'ont montré leurs sympathies, en particulier, Monsieur Jean LÉVÊQUE, Professeur à l'Université Henri Poincaré-Nancy I, Monsieur Smail MEZANI, Maître des conférences à l'Université Henri Poincaré-Nancy I, Monsieur Thierry LUBIN Maître des conférences à l'IUFM de Lorraine, Monsieur Gaëtan DIDIER, Maître des conférences à l'IUT de Longwy.*

*J'ai sincèrement apprécié durant ces années la chaleureuse ambiance entretenue par tous les doctorants du GREEN-UHP que je remercie vivement.*

*Merci à Tahar HAMITI, à Sofiane BENDALI, à Mamianja Andriamaharavo RAKOTOZAFY et à Mohamed Muftah ABDUSALAM pour leurs aides lors de la préparation de la soutenance.*

*Merci également à Tsarafidy RAMINOSOA ancien thésard du GREEN pour ses aides et ses guides lors de ma venue en France en 2003.*

*Ma profonde gratitude s'adresse également à Monsieur le Professeur Edison Roberto Cabral DA SILVA, Directeur du laboratoire LEIAM de Campina Grande pour m'avoir accueilli cordialement au sein de son équipe durant mon séjour au Brésil.*

*Je tiens à remercier Monsieur Cursino Brandão JACOBINA, Professeur à l'Université de Campina Grande, pour m'avoir généreusement appris la commande en régime dégradé d'alimentation des machines asynchrones.*

*Merci à Clayton Ricarte DA SILVA pour son aimable accueil lors de mon séjours au Brésil.*

*Merci à Talvanes Meneses OLIVEIRA et à Maurício Beltrão de Rossiter CORREA pour nos discussions scientifiques lors de leurs séjours en France.*

*Je tiens à remercier vivement Monsieur le Professeur Abdellatif MIRAOUI, Directeur du Département GESC de l'Université de Technologie Belfort - Montbéliard, pour m'avoir accueilli cordialement au sein de son équipe dans le cadre d'un poste d'ATER 2008-2009 qui m'a permis de m'initier aux activités de l'enseignement supérieur mais aussi de financer ma dernière année thèse.*

*Je n'oublie pas d'exprimer mes vifs remerciements à Messieurs Emile RANDRIANARISOA et Jean Nirinason RAZAFINJAKA, Enseignants-Chercheurs à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antsiranana-Madagascar, et à Monsieur Andriamanantena RAKOTOJAONA, Enseignant-Chercheur à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo - Madagascar, pour m'avoir accordé leurs confiances en me recommandant à des études post-graduations.*

*Je ne saurais jamais oublier d'être reconnaissant envers mon Père, Normand RANDRIAMALALA, qui n'a jamais cessé de souhaiter mon bonheur. Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude pour ses efforts et pour les sacrifices qu'il m'a offerts depuis mon jeune âge pour mon éducation.*

*Je remercie vivement mon oncle, Michel-Auguste RAKOTONDRAZAKA, pour sa gentillesse et pour son soutien indéfectible.*

*Je remercie également mon frère Tsito, mes sœurs Tsiry et Hoby, mon beau-frère Dorien, ma belle-sœur Hasina pour leurs amours indéfectibles et de leurs prières pour moi.*

***A mon Père,***

***A mes neveux et à mes nièces : Mickael, Finaritra, Kezia, Johanna, Bryan.***



# INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone s'est imposée depuis des années dans les applications industrielles grâce à sa robustesse, à sa simplicité et à son prix raisonnable.

Avant les années 70, on ne pouvait pas concrétiser l'entraînement réglé avec ce type de machine parce que les microprocesseurs n'existaient pas. On devait se contenter d'une simple alimentation directe par le réseau.

Dans les années 70, Blasche a introduit la théorie de la commande vectorielle [14]. Ce principe est basé sur le modèle de Park établi dès 1927. Le handicap majeur était l'implantation pratique puisque, à cette époque, le développement des microprocesseurs et des composants électroniques de puissances ne faisaient que commencer. Dans les années 80, ces problèmes ont été progressivement surmontés grâce à des avancées majeures dans les domaines de l'Electronique de puissance et de la micro-informatique. Parallèlement, grâce à des avancées dans les calculs de champ, de nombreux laboratoires industriels de recherches comme ALSTOM, ABB, LEROY SOMER,... ont développé des machines à courant alternatif ultra-robustes et optimisées.

L'entraînement en vitesse variable par machine asynchrone triphasée s'est alors standardisé dans bien des applications. Cependant, ce mode d'entraînement s'avère moins pratique dans le domaine des fortes puissances à cause des limitations en tension, courant et fréquence de commutation au niveau des interrupteurs de puissance. L'énergie que l'on veut convertir est, dans certains cas, tellement importante qu'il est préférable de la subdiviser. La segmentation de puissance est ainsi une solution communément retenue. La traction électrique et la propulsion navale en sont des exemples.

La première voie de segmentation est d'alimenter la machine triphasée au moyen d'un onduleur multiniveau dont il existe actuellement quatre topologies [3].

Une autre alternative de segmentation d'énergie est l'utilisation d'une machine multiphasée. L'augmentation du nombre de phases permet également d'améliorer la qualité de l'énergie, de réduire les ondulations du couple, de réaliser des structures tolérant les défauts tels que la perte d'une ou des phases et le court-circuit. La machine à double étoile en est le cas le plus simple. Dans cette machine, on dis-

pose de deux étoiles triphasés, entre lesquelles l'angle électrique peut valoir  $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$ , et où les neutres peuvent être isolés l'un de l'autre [41], [42].

Néanmoins, en dépit de la robustesse et de la tolérance aux défauts, la machine asynchrone à double étoiles n'est jamais à l'abri de défaillances, parmi lesquelles les barres cassées, les court-circuits interspires entre phases mais également les problèmes de roulements à billes, de désalignement et d'excentration du rotor [1], [9–13], [29] [32–36], [44], [45], [65]. En outre, le problème ne se limite pas seulement au niveau de la machine, le défaut peut également survenir au niveau de l'alimentation en raison d'un court-circuit ou d'une ouverture permanente d'un IGBT. Ces défauts peuvent dériver d'un problème au niveau d'un IGBT mais aussi d'une défaillance au niveau du circuit de commande rapprochée.

Dans les machines à forte puissance, il y a de fortes contraintes mécaniques entre les différents éléments de la machine, notamment l'axe du rotor, les roulements à billes et les flasques. Ces contraintes mécaniques favorisent l'excentration du rotor et des problèmes de roulements à billes. Le défaut de roulement à billes est même parfois étroitement lié à une excentration du rotor ; en effet, l'usure du roulement provoque un jeu de contact entre les billes et les anneaux, ce qui induit une excentration dynamique. De plus, le vieillissement des roulements n'est plus uniforme ; ce qui implique aussi une excentration statique. Le cas le plus réaliste et le plus couramment rencontré dans une machine réelle est l'excentration mixte. Elle résulte de la combinaison des excentrations statique et dynamique. Une excentration même insignifiante peut être cause de vibrations et peut s'intensifier assez vite en raison de ces contraintes entre les différents éléments de la machine.

Parmi les défauts, celui de l'onduleur est lui aussi fréquent. De nombreux travaux de recherches ont été menés [25], [26], [28], [47–51], [53], [70] [72]. Ces travaux sont fort pertinents mais des progrès substantiels peuvent néanmoins être apportés aux algorithmes de commande.

Le présent travail est donc consacré à la modélisation d'une machine polyphasée excentrée, à la détection d'un défaut d'alimentation ou d'excentration dans un entraînement en vitesse variable par machine asynchrone double-étoile, à la commande vectorielle découplée de deux machines connectées en série et à la commande en régime dégradé d'onduleur de deux machines en série. Nous l'avons donc organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est dédié à l'étude qualitative et quantitative d'une excentration mixte dans une machine double-étoile. Nous proposons des méthodes de calcul de la fonction d'entrefer et l'établissement de la fonction perméance. Nous finissons par conclure que la forme la plus adéquate est l'expression classique admise par de nombreux auteurs [32–36], [38], [74–78]. La connaissance de la fonction perméance permet d'évaluer analytiquement les inductances d'une machine excentrée ou non.

Dans un premier temps, nous établissons les inductances de la machine en prenant en considération les harmoniques de bobinage. A l'aide de ce modèle, nous montrons qu'il est possible de caractériser les signatures de défaut au niveau des courants statoriques et rotoriques. Nous en effectuons la validation par simulation.

Dans un deuxième temps, nous prenons en compte les effets d'encoches dans l'établissement du modèle. De ce fait, nous évaluons à nouveau la fonction d'entrefer en considérant les variations dues aux encoches statoriques et rotoriques. Pour pouvoir effectuer un développement en série de Fourier, Hesse [43] a assimilé ces variations à des fonctions rectangulaires périodiques dans le cadre d'une machine ne présentant aucun défaut. Cette démarche permettra ensuite de déduire la fonction perméance, avec d'autres approximations convenables. Dans l'évaluation des inductances, nous nous limitons aux premiers harmoniques de bobinages pour simplifier le calcul.

Nous nous sommes doté d'une machine à double-étoile dont les étoiles sont électriquement décalées d'un angle de  $60^\circ$ , de sorte que dans toutes les simulations, nous reprenons cette même valeur de l'angle de décalage.

- Dans le deuxième chapitre, nous abordons le diagnostic et la commande d'une machine double-étoile en présence d'un défaut d'alimentation ou d'une excentration, ce qui nous amène à rappeler brièvement la commande vectorielle d'une machine saine. La structure double-étoile autorise deux algorithmes différents.

Dans un entraînement réel, la phase de détection de défaut d'interrupteur est suivie d'élimination des perturbations du système par la reconfiguration du convertisseur puis de l'adaptation de l'algorithme de commande. Nous verrons que cet algorithme se déduit de ceux de la machine saine. Par conséquent, nous essayons de voir ces trois mêmes étapes dans la partie consacrée à la simulation.

Dans la troisième partie du même chapitre, nous traitons le diagnostic d'une excentration rotorique quand la machine est alimentée par un onduleur.

Dans les applications industrielles, l'entraînement peut s'effectuer par une commande scalaire ou par une commande vectorielle. Nous présentons l'analyse du diagnostic d'une excentration pour les deux types d'alimentation.

- Dans le troisième chapitre, nous abordons en première partie la commande vectorielle découplée de deux machines asynchrones en série. Il s'agit d'une connection spécifique d'une machine hexaphasée avec une machine triphasée ; cette connection permet de commander indépendamment les deux machines liées électriquement. Nous montrons la faisabilité de cette commande découplée par des expressions analytiques et par simulation. Cette technique permet une économie d'interrupteurs de puissance, parce que l'on commande les deux machines par un onduleur hexaphasé unique, et aussi une économie d'espace [52], [60–62, 64]. Les deux machines peuvent prendre

deux rôles tout à fait différents dans un système embarqué. Dans l'objectif de montrer la *flexibilité* du système, on distingue l'utilisation des régulateurs IP et PI, d'une part et RST, d'autre part.

Nous allons ensuite analyser par simulation la possibilité de détection d'un court-circuit ou d'un défaut de circuit ouvert pouvant survenir sur un interrupteur de puissance. Nous allons montrer aussi qu'il est possible de préserver la continuité de fonctionnement du système malgré l'apparition d'un tel défaut grâce à une structure du convertisseur et à la reconfiguration de l'algorithme de commande.

- Le quatrième chapitre est consacré à la validation expérimentale des études théoriques effectuées dans les trois premiers chapitres.

Dans un premier temps, on alimente la machine par un auto-transformateur. On compare les résultats pratiques avec ceux du premier chapitre dans l'objectif de valider les modèles de la machine excentrée.

Dans un deuxième temps, nous exposons les résultats pratiques de la commande vectorielle de la machine double-étoile pour les deux algorithmes possibles.

Dans un troisième temps, nous abordons la commande vectorielle de la machine double-étoile en régime dégradé présence de défaut d'onduleur. A défaut de triac et d'autres accessoires électroniques, nous exposons seulement la commande après reconfiguration du convertisseur.

Dans un quatrième temps, nous exposons les résultats sur le diagnostic d'un problème d'excentration rotorique. Comme en simulation, nous considérerons les cas d'une alimentation en commande scalaire et en contrôle vectoriel.

Dans la dernière partie du même chapitre, nous abordons les résultats de l'implantation expérimentale de la commande vectorielle découplée de deux machines en série. On distinguera une nouvelle fois la mise en oeuvre des correcteurs IP-PI et RST pour justifier l'insensibilité du découplage de commande de deux moteurs à des bruits éventuels.

Nous terminerons par l'exposé des perspectives de continuation et d'amélioration de l'ensemble de travail de recherche.

# Chapitre I

## Modélisation d'une machine asynchrone polyphasée excentrée.

### I.1. Introduction

Aujourd'hui, les machines triphasées se sont standardisées dans les applications industrielles [109]. Cependant, le concept multiphasé attire de plus en plus les chercheurs et les industriels depuis une vingtaine d'années.

Cette structure de bobinage multiphasé présente nombre d'avantages par rapport aux enroulements triphasés classiques.

- La structure multiphasée permet de réaliser la segmentation de puissance, ce qui diminue le courant maximal pour chacun des interrupteurs de puissance et permet également de travailler avec une fréquence de commutation élevée : en effet, les interrupteurs de puissance à fort courant sont limités en fréquence ;
- Elle offre une bonne qualité du couple puisque ses ondulations se trouvent fortement atténuées. On réduit aussi les pertes rotoriques ;
- Le bobinage multiphasé assure aussi le fonctionnement en cas de défaut survenu sur un ou plusieurs bras de l'onduleur, on peut ouvrir les phases associées à ces bras défectueux et continuer à faire fonctionner l'actionneur électrique en régime dégradé jusqu'à la phase de maintenance de l'onduleur ;

Hadiouche distingue deux variantes de machines polyphasées [41] :

- les machines polyphasées du *type I* dans lesquelles le nombre de phases statoriques  $q$  est multiple de trois ( $q = 3\kappa$ ). Ses machines sont également connues sous l'appellation machines multi-étoiles.

En fonctionnement normal, on dispose autant d'étoiles que de neutres isolés. On dispose alors de  $\kappa$  neutres isolés. Il s'ensuit que la machine double-étoiles est un cas particulier de la machine du *type 1*. Le concept n'en est pas réellement nouveau mais date du début du siècle dernier [113]. Les valeurs les plus fréquentes de l'angle de décalage entre les deux étoiles sont  $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  [41], [42].

- Les machines polyphasées du *type 2* sont bien entendu des moteurs dont le nombre de phases n'est pas multiple de trois.

Nous nous intéressons ici aux défauts qui peuvent survenir au niveau la machine. Les plus fréquents sont la cassure d'une ou des barres du rotor [1], [10], [11], [12], [31], [29], [84–86], [97] le court-circuit entre des spires [9], [78], [82], [104], [107], [108] le court-circuit entre deux phases [103], le défaut de roulement à billes [13], [99], [100] et le problème de l'excentration rotorique [15], [101], [102], [105], [106].

L'excentration est un problème commun à toutes les machines tournantes. Elle est étroitement liée au défaut de roulement à bille. Dans la plupart des cas, la machine polyphasée est de forte puissance : l'interaction entre les différentes contraintes mécaniques s'avère donc plus sérieuse dans ce type de machine. Il s'ensuit qu'une excentration peut s'aggraver rapidement. Ceci nécessite une détection permanente et la plus rapide possible.

Selon la norme *IEEE*, lorsque la valeur du *degré d'excentration globale* dépasse 20%, il est nécessaire de procéder à la maintenance puisque ce défaut induit des vibrations dans le moteur. Dans une machine de forte puissance, de telles vibrations aggravent très vite l'excentration et peut entraîner un contact entre le stator et le rotor, ce qui causerait un dégât énorme. L'excentration est fortement atténuée par simple remplacement des roulements à billes. Toutefois, elle peut également provenir des espacements entre les flasques et les roulements à billes ; il faut donc aussi vérifier si de tels espacements sont survenus ou non. Un autre type d'excentration peut être d'origines diverses et aléatoires ; elle peut provenir d'un problème d'ajustage des flasques lors de l'assemblage du moteur. Un choc mécanique brutal provenant de la charge mécanique accouplée au moteur peut aussi en être la cause.

La détection d'un défaut nécessite la connaissance et la maîtrise de ses *signatures*. Un des moyens possibles est la localisation des harmoniques du courant statorique associés à la défaillance. L'interaction de la défaillance avec les harmoniques d'encoches engendre aussi des harmoniques supplémentaires qui peuvent aider à la détection de défaut et à la décision dans l'opération de maintenance de la machine.

Avant d'aborder le problème d'excentration, nous passons en revue les notions des fonctions de bobinage et d'ampère-tours et nous rappelons le calcul des inductances d'une machine parfaitement symétrique.

L'objectif principal de ce chapitre est ainsi d'établir des modèles d'une machine polyphasée excentrée.

Dans un premier temps, nous établissons des modèles de la machine qui tient compte des harmoniques de bobinage sans harmoniques d'encoches. On distinguera trois cas d'excentration : statique, dynamique, puis mixte, celle-ci étant une combinaison des deux premières. D'après les travaux de recherche effectués par divers auteurs [27], [31], [32–36], [74–78], l'excentration dans une machine apparaît dans la plupart des cas sous sa forme mixte.

Dans un second temps, nous établissons un modèle d'une machine polyphasée excentrée qui tient compte des harmoniques d'encoches statoriques et rotoriques tout en nous limitant au premier harmonique de bobinage.

Les effets simultanés d'harmoniques de bobinage et d'harmoniques d'encoches peuvent être considérés comme négligeables.

En nous servant de ces modèles, nous caractérisons les fréquences liées aux harmoniques d'excentration et de leurs interactions avec les harmoniques d'encoches.

Nous montrons également qu'en partant de ces mêmes modèles, on peut caractériser les fréquences des harmoniques de défaut contenus dans les courants rotoriques. Il est évident que pour une machine à cage d'écureuil, ces harmoniques ne sont pas directement accessibles. En revanche, ces harmoniques sont directement exploitables s'il s'agit de détecter une excentration dans les machines asynchrones à double alimentation utilisées dans les générateurs éoliens.

## **I.2. Bobinage de la machine asynchrone**

Les inductances d'une machine dépendent des fonctions de bobinage et d'ampère-tours des enroulements statoriques et rotoriques. Nous les rappelons brièvement dans cette section.

### **I.2.1. Fonction de bobinage de l'enroulement statorique**

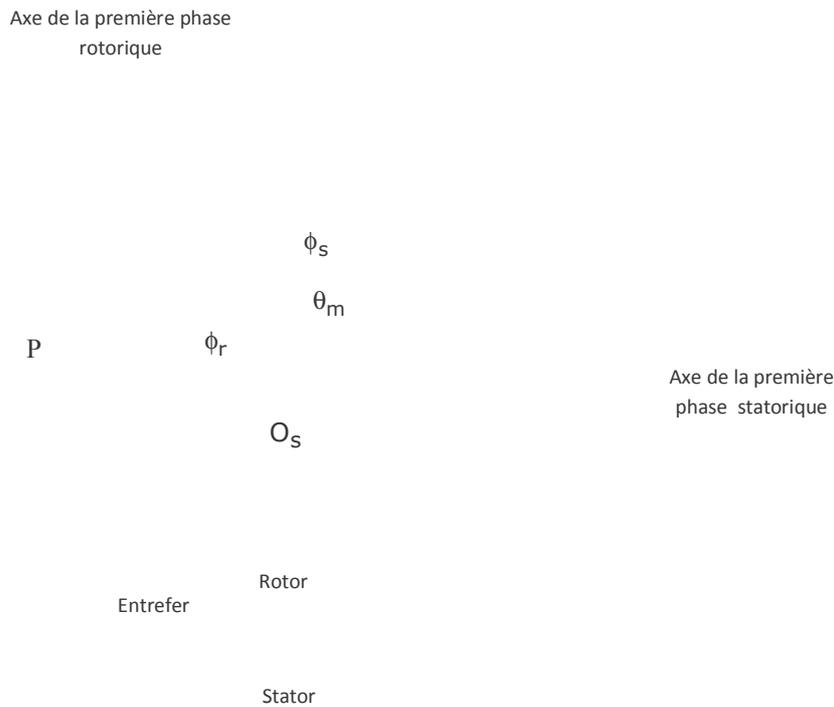
On dispose de deux catégories de bobinage de l'enroulement d'une machine à courant alternatif à savoir [24], [46], [54] :

- enroulement distribué ;
- enroulement concentrique.

La théorie des fonctions de bobinage, introduite en 1965 pour le calcul des inductances des machines tournantes, offre des solutions des équations couplées magnétiquement. Cette théorie a été utilisée en 1969 pour analyser des machines à induction diphasée, en 1979 pour l'étude du moteur linéaire [96].

L'introduction des coefficients de distribution  $k_{sd_{2k+1}}$ , ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ), permet la réduction substantielle des harmoniques de tension. En introduisant un raccourcissement sur l'ouverture de chacune des sections de la bobine, on diminue l'amplitude du fondamental de la tension induite mais surtout les amplitudes de ses harmoniques [24], [46], [54], [66], [96]. Ceci introduit des coefficients supplémentaires appelés coefficients de raccourcissement  $k_{sr_{2k+1}}$ , ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ). Alors, on aboutit aux coefficients de bobinage [59], [95] :

$$k_{sw_{2k+1}} = k_{sd_{2k+1}} k_{sr_{2k+1}} \quad k = 1, 3, 5, \dots \tag{I.1}$$



**Figure I.1.** Mise en évidence des trois angles utiles  $\phi_s$ ,  $\phi_r$ ,  $\theta_m$ .

Soient  $q$  le nombre de phases statoriques et  $p$  le nombre de paires de pôles. En généralisant les fonctions de bobinage vue dans la référence [111], [112], la fonction de bobinage d'une  $i^{\text{ème}}$  phase statorique est donnée par la relation suivante :

$$N_{s_i}(\phi_s) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{sw}}{2p} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{(-1)^k}{2k+1} k_{sw_{2k+1}} \cos[(2k+1)(p\phi_s + \varphi_{s_i})] \tag{I.2}$$

$\phi_s$  est un angle mesuré autour de la périphérie interne du stator. Pour une machine polyphasée du type 2, chaque angle de phase  $\varphi_{s_i}$  est fourni par la relation :

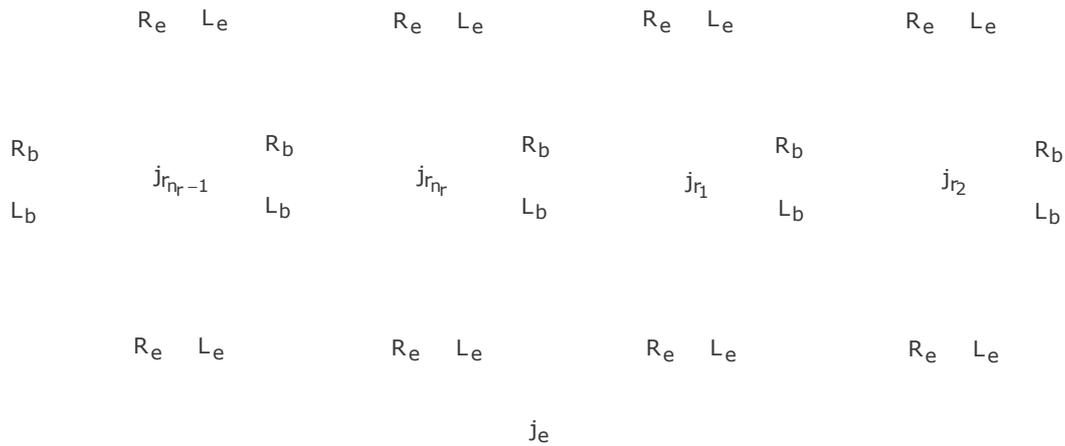
$$\varphi_{s_i} = -(i - 1) \frac{2\pi}{\mathbf{q}} \quad i \in \{1, 2, \dots, \mathbf{q}\} \quad (\text{I.3})$$

Pour une machine asynchrone double étoile :

$$\varphi_{s_i} \in \left\{ 0, -\frac{2\pi}{3}, -\frac{4\pi}{3}, -\alpha, -\alpha - \frac{2\pi}{3}, -\alpha - \frac{4\pi}{3} \right\} \quad i \in \{1, 2, \dots, 6\} \quad (\text{I.4})$$

$\alpha$  indique l'angle de décalage entre les deux étoiles.

### I.2.2. Fonction de bobinage de l'enroulement rotorique



**Figure I.2.** Vue étalée simplifiée d'un rotor à cage

On distingue deux familles de machines asynchrones selon le type de rotor. La première est à rotor bobiné.

La deuxième est la machine à rotor à cage ; elle présente plus de robustesse [10], [24], [29]. Sa structure est plus complexe à modéliser analytiquement. La figure I.2 en illustre une vue étalée. Les barres consécutives et les portions d'anneau les liant forment une boucle. Pour étudier les phénomènes électriques dans le rotor, on peut considérer directement les  $n_r$  courants de boucle ( $j_{r_1}, j_{r_2}, \dots, j_{r_{n_r}}$ ),  $n_r$  indique le nombre d'encoches logeant les barres rotoriques. Ceci s'avère obligatoire pour l'analyse de la détection de défaut de barre(s) cassée(s) et/ou d'anneau [29]. Le temps d'exécution d'une simulation est beaucoup trop élevé, ce qui justifie la recherche de méthodes plus rapides.

Alors, pour un rotor ne présentant aucune barre cassée, les électrotechniciens cherchent à définir un rotor triphasé bobiné fictif équivalent afin de simplifier la modélisation et réduire le temps de calcul. Nous admettons que cette équivalence reste valable pour un rotor excentré ou pour un éventuel défaut au niveau d'une phase statorique.

Les fonctions de bobinage des phases rotoriques résultant de cette équivalence sont donc fictives. Par commodité, on suppose que le nombre de spires  $N_{rw}$  d'une phase rotorique est égal à celui  $N_{sw}$  d'une phase statorique.

La fonction de bobinage d'une  $i^{\text{ième}}$  phase rotorique peut alors s'écrire :

$$N_{r_i}(\phi_r) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{rw}}{2p} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{(-1)^k}{2k+1} k_{rw2k+1} \cos[(2k+1)(p\phi_r + \varphi_{r_i})] \quad (\text{I.5})$$

$\phi_r$  est un angle mesuré autour de la périphérie externe du rotor. Les angles de phase  $\varphi_{r_i}$  sont donnés par la relation :

$$\varphi_{r_i} = -(i-1) \frac{2\pi}{q'} \quad i \in \{1, 2, \dots, q'\} \quad (\text{I.6})$$

En désignant par  $\theta_m$  la position angulaire instantanée du rotor et  $q'$  le nombre de phase rotorique, nous avons la relation suivante :

$$\phi_s = \phi_r + \theta_m \quad (\text{I.7})$$

### **I.2.3. Fonction d'ampère-tours des enroulements statoriques**

La fonction d'ampère-tours d'une  $i^{\text{ième}}$  phase statorique s'exprime de la manière suivante :

$$n_{s_i}(\phi_s) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{sw}}{2p} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{(-1)^k}{2k+1} k_{sw2k+1} \cos[(2k+1)(p\phi_s + \varphi_{s_i})] + \frac{1}{2} \right\} \quad (\text{I.8})$$

Nous vérifions aisément que :

$$N_{s_i}(\phi_s) = n_{s_i}(\phi_s) - \langle n_{s_i}(\phi_s) \rangle \quad (\text{I.9})$$

Ici comme dans toute la suite, le symbole  $\langle f \rangle$  désigne la valeur moyenne d'une fonction  $f$ .

#### I.2.4. Fonction d'ampère-tours des enroulements rotoriques

$$n_{r_i}(\phi_r) = \frac{4 N_{rw}}{\pi 2p} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{(-1)^k}{2k+1} k_{rw_{2k+1}} \cos[(2k+1)(p\phi_r + \varphi_{r_i})] + \frac{1}{2} \right\} \quad (\text{I.10})$$

De la même manière, notons que :

$$N_{r_i}(\phi_r) = n_{r_i}(\phi_r) - \langle n_{r_i}(\phi_r) \rangle \quad (\text{I.11})$$

### I.3. Inductances d'une machine asynchrone

Dans ce paragraphe, nous montrons d'une manière détaillée le calcul des inductances d'une machine asynchrone polyphasée symétriques et à rotor excentré en négligeant les effets d'encoches.

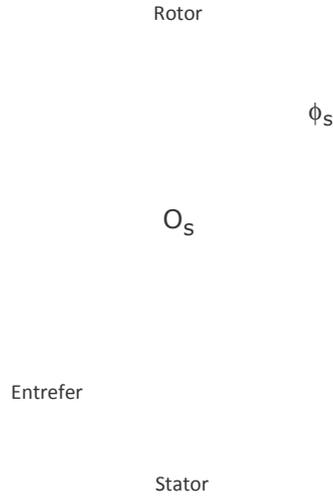
#### I.3.1. Hypothèses de calcul d'inductances

Pour mener à bien le calcul d'inductances de la machine tout au long de ce rapport, on adopte les hypothèses suivantes [5], [83], [92], [93] :

- la norme du champ magnétique est constante le long d'une ligne de champ. Cette hypothèse quoique assez forte, entraîne des erreurs relativement faibles sur le calcul de l'énergie [71] et simplifie considérablement le calcul de perméance ;
- on néglige les variations dues à la saturation ;
- la perméabilité du matériau du fer est très élevée par rapport à celle de l'air si bien que chaque ligne de champ est perpendiculaire à l'interface air-acier.

#### I.3.2. Inductances d'une machine saine

Nous commençons dans cette section par rappeler les expressions d'une machine parfaitement symétrique.

I.3.2.1. *Expression générale du champ magnétique d'une machine symétrique*

**Figure I.3.** *Contour fermé en vue de l'application du théorème d'Ampère dans une machine symétrique.*

En appliquant le théorème d'Ampère sur un contour fermé tel qu'indiqué sur la figure I.3, la circulation du champ magnétique  $\vec{H}_{s_i}(r, \phi_s)$  créé par une  $i^{\text{ème}}$  phase statorique en un point quelconque repéré par ses coordonnées cylindriques  $(r, \phi_s)$  est fournie par l'expression (rappelons que du point de vue magnétique, le système est invariant par rapport à l'axe du stator) :

$$\oint \vec{H}_{s_i}(r, \phi_s) \cdot d\vec{l} = n_{s_i}(\phi_s) i_{s_i}(t) \quad (\text{I.12})$$

$d\vec{l}$  est un vecteur déplacement élémentaire sur le contour fermé.  $i_{s_i}(t)$  représente le courant instantané de la même phase. Comme la perméabilité du fer est supposée très élevée, le champ régnant dans la partie du fer est pratiquement nul. Comme chaque ligne de champ est orthogonale à l'interface air-acier et le champ constant sur une ligne donnée, alors :

$$\oint \vec{H}_{s_i}(r, \phi_s) d\vec{l} = \oint \vec{H}_{s_i}(\phi_s) d\vec{l} = H_{s_i}(\phi_s) e_o - H_{s_i}(0) e_o \quad (\text{I.13})$$

$e_o$  représente la valeur moyenne de l'entrefer. En égalant les relations (I.12) et (I.13) :

$$H_{s_i}(\phi_s) = \frac{n_{s_i}(\phi_s) i_{s_i}(t) + H_{s_i}(0) e_o}{e_o} \quad (\text{I.14})$$

La conservation de flux permet d'écrire :

$$\iint_S B_{s_i}(\phi_s) dS_s = \iint_S \mu_o H_{s_i}(\phi_s) dS_s = 0 \quad (\text{I.15})$$

$S$  est un volume délimité par la surface intérieure du stator, la surface interne du rotor et deux plans qui leur sont perpendiculaires et dont la distance correspond à la longueur utile du stator  $l$ .  $dS_s$  désigne une surface élémentaire de la périphérie intérieure du stator valant :

$$dS_s = r l d\phi_s \quad (\text{I.16})$$

où  $r$  exprime le rayon de la périphérie intérieure du stator. Compte tenu de l'expression (I.14), la relation (I.15) devient :

$$\int_0^{2\pi} \mu_o \left[ \frac{n_{s_i}(\phi_s)}{e_o} i_{s_i}(t) + H_{s_i}(0) \right] r l d\phi_s = 0 \quad (\text{I.17})$$

Ce qui nous conduit à la relation :

$$H_{s_i}(0) = - \frac{\langle n_{s_i}(\phi_s) \rangle}{e_o} i_{s_i}(t) \quad (\text{I.18})$$

Des expressions (I.9), (I.14), (I.18), on déduit que le champ principal  $H_{s_i}(\phi_s)$  créé par la  $i^{\text{ème}}$  phase statorique vaut [29] :

$$H_{s_i}(\phi_s) = \frac{1}{e_o} N_{s_i}(\phi_s) i_{s_i}(t) \quad (\text{I.19})$$

D'une manière analogue, le champ principal  $H_{r_i}(\phi_r)$  créé par la  $i^{\text{ème}}$  phase rotorique vaut :

$$H_{r_i}(\phi_r) = \frac{1}{e_o} N_{r_i}(\phi_r) i_{r_i}(t) \quad (\text{I.20})$$

$i_{r_i}(t)$  indique le courant instantané de la même phase.

### I.3.2.2. Inductances statoriques

On sait que le flux élémentaire induit par la  $i^{\text{ème}}$  phase statorique dans une autre de rang  $j$  s'écrit :

$$d\psi_{s_{ij}} = \mu_o H_{s_i}(\phi_s) n_{s_j}(\phi_s) dS_s \quad (\text{I.21})$$

En considérant les relations (I.16), (I.19), ce flux élémentaire prend la forme suivante :

$$d\psi_{s_{ij}} = \frac{\mu_o r l}{e_o} N_{s_i}(\phi_s) n_{s_j}(\phi_s) i_{s_i}(t) d\phi_s \quad (\text{I.22})$$

Par intégration, le flux mutuel magnétique entre les  $i^{\text{ème}}$  et  $j^{\text{ème}}$  phases vaut :

$$\psi_{s_{ij}} = \frac{\mu_o r l}{e_o} i_{s_i}(t) \int_0^{2\pi} N_{s_i}(\phi_s) n_{s_j}(\phi_s) d\phi_s \quad (\text{I.23})$$

Comme l'inductance mutuelle  $L_{s_{ij}}$  entre ces deux phases est :

$$L_{s_{ij}} = \frac{\psi_{s_{ij}}}{i_{s_i}(t)} \quad (\text{I.24})$$

Alors :

$$L_{s_{ij}} = \frac{\mu_o r l}{e_o} \int_0^{2\pi} N_{s_i}(\phi_s) n_{s_j}(\phi_s) d\phi_s \quad (\text{I.25})$$

En se servant de cette relation et des expressions (I.2), (I.8) et en remarquant la propriété d'orthogonalité de la fonction cosinus, on aboutit à l'expression suivante :

$$L_{s_{ij}} = L_{s_0} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{k_{sw}^2}{(2k+1)^2} \cos[(2k+1)(\varphi_{s_i} - \varphi_{s_j})] \quad (\text{I.26})$$

où l'inductance  $L_{s_0}$  est donnée par :

$$L_{s_0} = \mu_o \frac{4}{\pi} \frac{r l}{e_o} \left( \frac{N_{sw}}{p} \right)^2 \quad (\text{I.27})$$

### I.3.2.3. *Inductances mutuelles entre le stator et le rotor*

En procédant d'une manière analogue que précédemment et en tenant compte de la relation (I.7), on démontre que l'inductance entre la  $i^{\text{ème}}$  phase statorique et la  $j^{\text{ème}}$  phase rotorique se détermine par la formule générale :

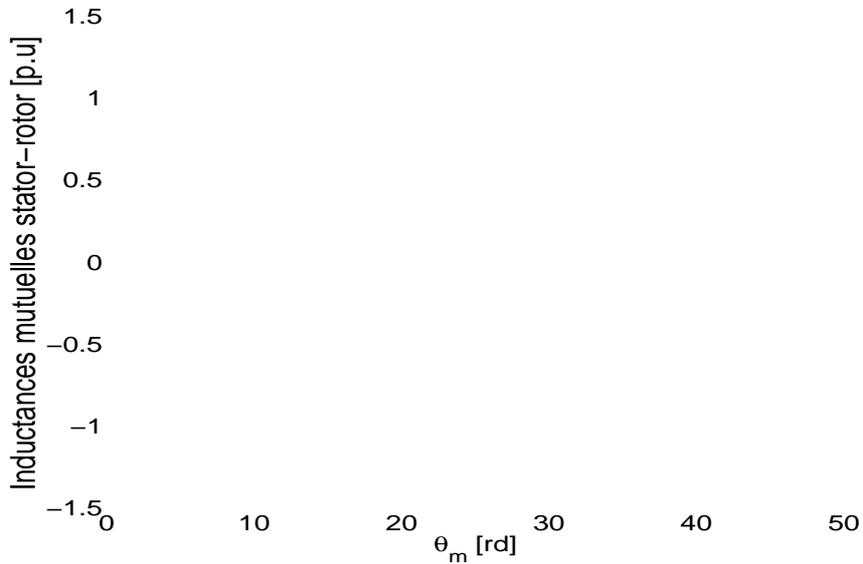
$$L_{s_i r_j} = \frac{\mu_o r l}{e_o} \int_0^{2\pi} N_{s_i}(\phi_r + \theta_m) n_{r_j}(\phi_r) d\phi_r \quad (\text{I.28})$$

En tenant compte des formules (I.2), (I.10) :

$$L_{s_i r_j} = M_{sr0} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{k_{sw_{2k+1}} k_{rw_{2k+1}}}{(2k+1)^2} \cos[(2k+1)(p\theta_m + \varphi_{s_i} - \varphi_{r_j})] \quad (\text{I.29})$$

où l'inductance  $M_{sr0}$  est donnée par :

$$M_{sr0} = \mu_o \frac{4 r l N_{sw} N_{rw}}{\pi e_o p^2} \quad (\text{I.30})$$



**Figure I.4.** Inductances mutuelles entre le stator et le rotor  $L_{s_1 r_1}$  (en rouge) et  $L_{s_1 r_2}$  (en noir) pour une machine double-étoile symétrique.

En divisant  $L_{s_i r_j}$  par la valeur maximale  $M_{sr}$  des inductances mutuelles entre le stator et le rotor obtenue par identification, on aboutit aux inductances réduites ou en *per unit* (*p.u.*). En choisissant un raccourcissement de 5/6 pour le bobinage rotorique, la figure I.4 illustre les allures de  $L_{s_1 r_1}$  et de  $L_{s_1 r_2}$ . Les harmoniques d'inductances sont très atténués par le raccourcissement.

#### I.3.2.4. Inductances rotoriques

De la même façon, l'expression générale de l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques de rangs  $i$  et  $j$  vaut :

$$L_{r_{ij}} = \frac{\mu_o r l}{e_o} \int_0^{2\pi} N_{r_i}(\phi_r) n_{r_j}(\phi_r) d\phi_r \quad (\text{I.31})$$

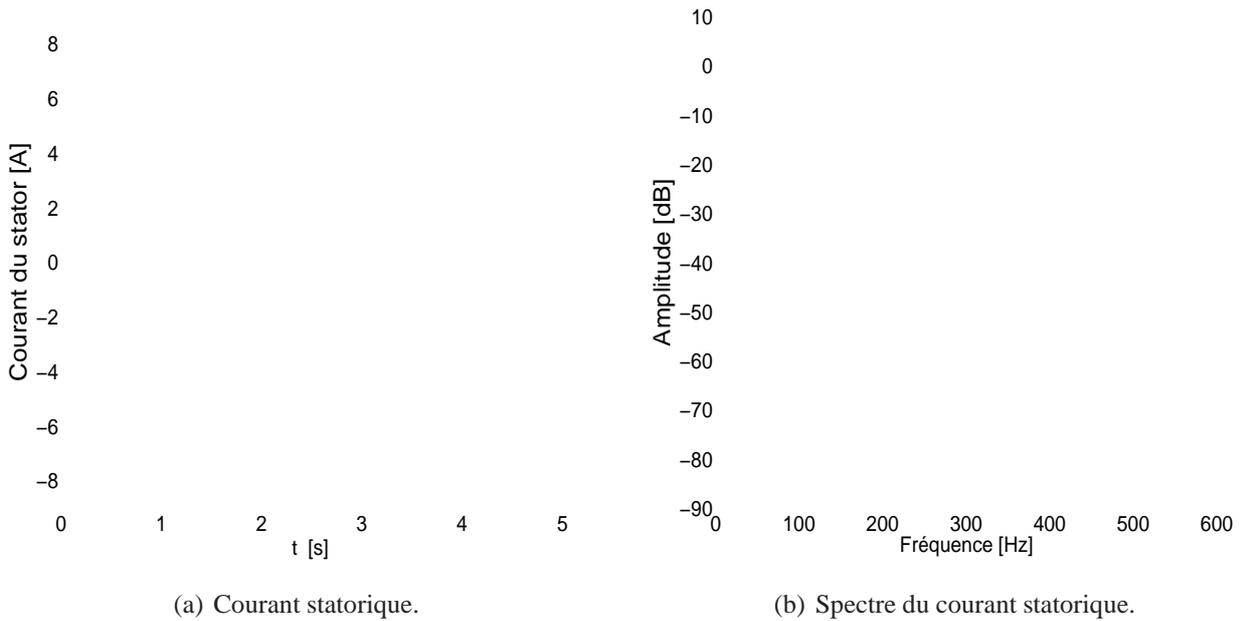
soit, de par les expressions (I.5) et (I.10) :

$$L_{r_{ij}} = L_{r_0} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{k_{rw}^{2k+1}}{(2k+1)^2} \cos[(2k+1)(\varphi_{r_i} - \varphi_{r_j})] \quad (\text{I.32})$$

où l'inductance  $L_{r_0}$  est donnée par :

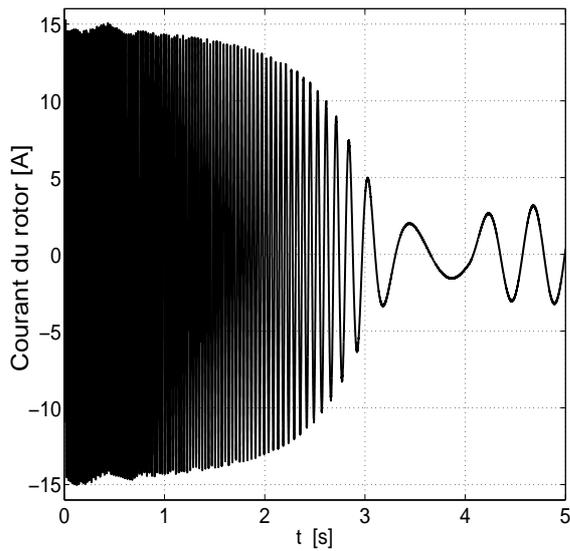
$$L_{r_0} = \mu_o \frac{4}{\pi} \frac{r l}{e_o} \left( \frac{N_{rw}}{p} \right)^2 \quad (\text{I.33})$$

### I.3.2.5. *Analyse par simulation*

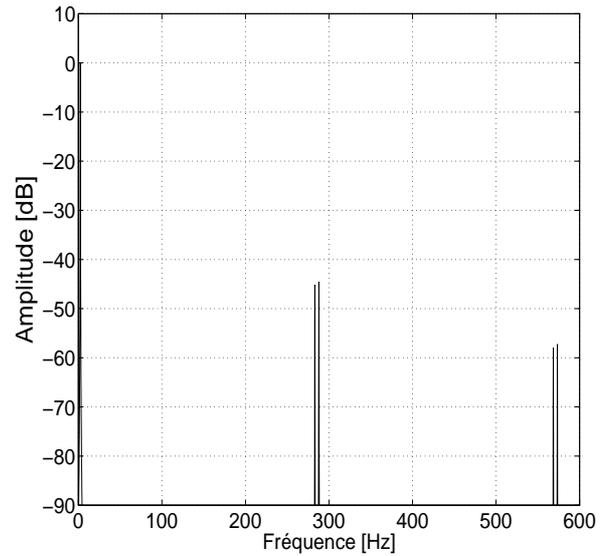


**Figure I.5.** *Courant statorique au démarrage de la machine double-étoile symétrique et son spectre en régime permanent.*

Les caractéristiques nominales et les paramètres de la machine asynchrone double-étoile utilisée dans le banc expérimental sont récapitulés dans l'annexe I. Nous nous servons de ces mêmes paramètres dans toutes les simulations qui sont écrites en C++. Le fichier d'extention *dat* ainsi obtenu est ensuite traité à l'aide de Matlab. Nous avons simulé le démarrage de la machine en imposant la tension nominale et la fréquence nominale. A  $t = 4$  s, on charge le moteur à 13% du couple nominal. Les allures du courant statorique, du courant rotorique, du couple électromagnétique, de la vitesse sont presque idéales

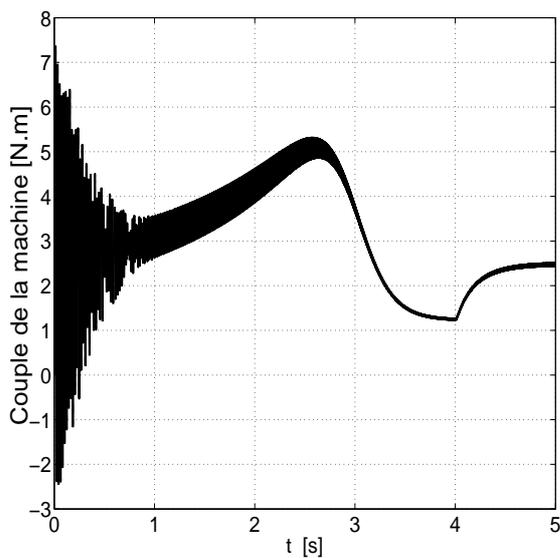


(a) Courant rotorique.

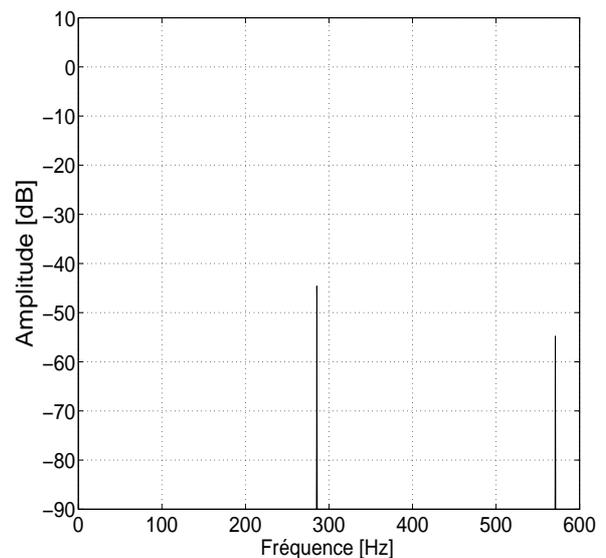


(b) Spectre du courant rotorique.

**Figure I.6.** Courant rotorique au démarrage de la machine double-étoile symétrique et son spectre en régime permanent.



(a) Couple électromagnétique.

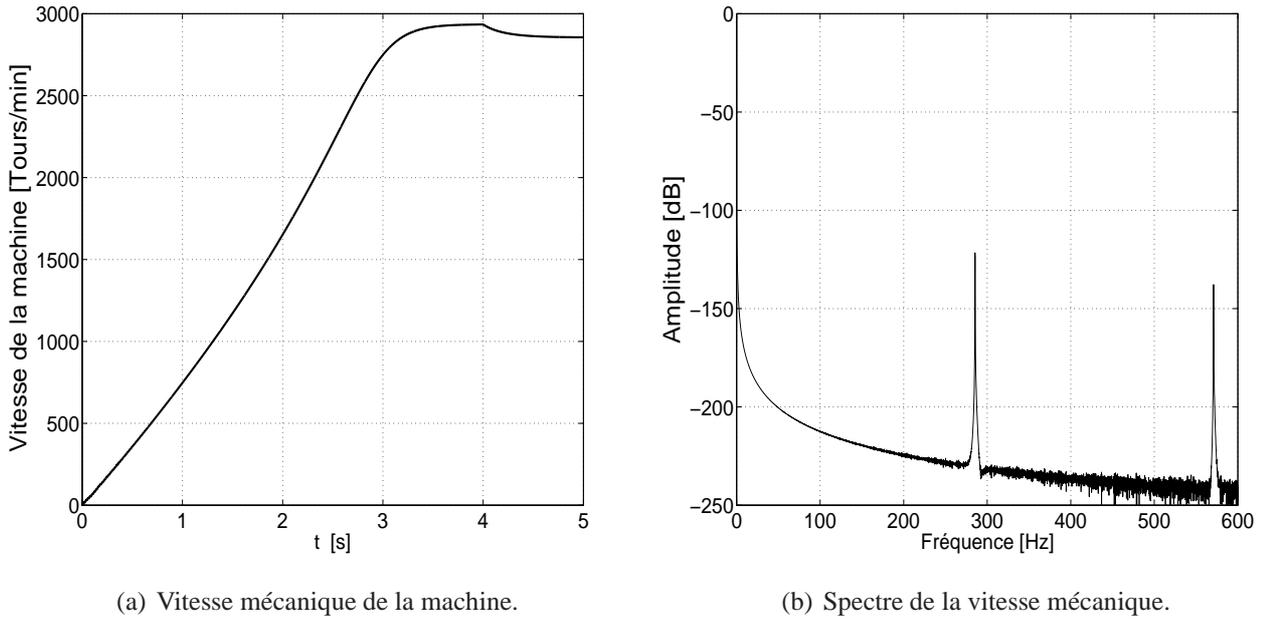


(b) Spectre du couple électromagnétique.

**Figure I.7.** Couple électromagnétique au démarrage de la machine double-étoile symétrique et son spectre en régime permanent.

(cf. figures I.5(a), I.6(a), I.7(b), I.8(b)). Cependant, les spectres respectifs de ces mêmes grandeurs indiquent qu'elles contiennent des harmoniques dont les principales origines sont les harmoniques des inductances mutuelles entre le stator et le rotor. En effet,

- la présence de ceux-ci engendre des f.é.m ;



**Figure I.8.** *Vitesse mécanique au démarrage de la machine double-étoile symétrique et son spectre en régime permanent.*

- par définition, le couple électromagnétique est la dérivée de la coénergie par rapport à la position instantanée du rotor [29], [83], il s'ensuit que ces harmoniques d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor font naître des ondulations du couple.
- l'ondulation du couple induit celle de la vitesse.

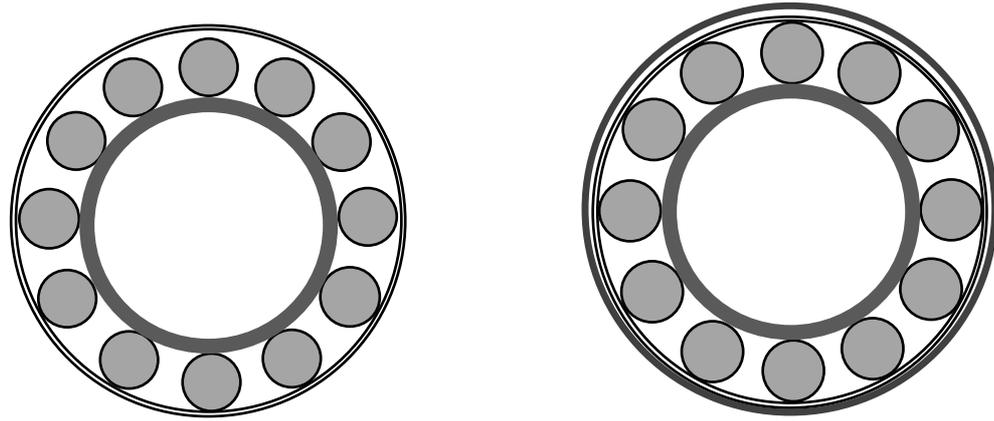
Ces harmoniques de courant, de couple et de vitesse sont très faibles.

### I.3.3. Inductances d'une machine excentrée non encochée

Ce paragraphe est consacré au calcul d'inductances d'une machine excentrée en négligeant les effets d'encoches statoriques et rotoriques.

#### I.3.3.1. Description introductive d'une excentration du rotor

L'excentration du rotor est l'un des problèmes les plus courants dans les machines tournantes. L'excentration peut être *plane* ou à *trois dimensions* ou *inclinée* [65]. Dans une excentration *plane*, l'axe de rotation est parallèle à l'axe du stator. Dans une excentration à *trois dimensions*, l'axe de rotation n'est pas parallèle à l'axe du stator.



(a) Jeux de contact entre les billes et les anneaux.

(b) Jeu de contact entre l'anneau extérieur et le flasque.

**Figure I.9.** Origines possibles d'une excentration dynamique.

En réalité, une excentration ne se limite pas à un problème plan mais plutôt à *trois dimensions*. Cependant, la plupart des chercheurs ramènent le problème à un problème plan ; dans ce cas, on peut mettre en oeuvre une méthode unique pour la détection d'une excentration qu'elle soit plane ou à trois dimensions.

Nous nous plaçons nous aussi dans l'hypothèse de l'excentration plane dont on distingue trois formes :

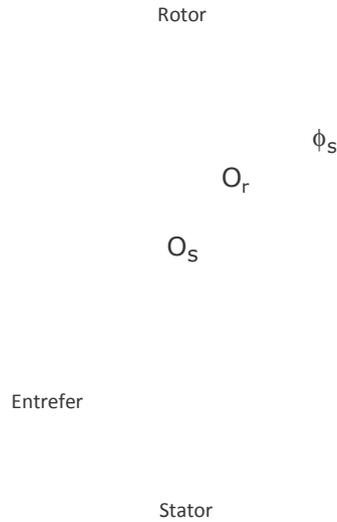
- l'excentration statique dans laquelle l'axe du rotor reste fixe. Elle peut provenir de problèmes d'assemblage ou d'une légère ovalité du stator et/ou du rotor ;
- l'excentration dynamique dans laquelle l'axe du rotor tourne autour de l'axe du stator. A cause de l'usure des roulements, des espaces se créent entre les billes et les anneaux (figure I.9(a)). Suite à des manipulations d'entretien de la machine, des jeux apparaîtraient entre les flasques et les anneaux (figure I.9(b)) ;
- l'excentration mixte dans laquelle l'axe du rotor tourne autour d'un axe différent de celui du stator. Elle est donc est la combinaison des excentrations statique et dynamique. Dans la plupart des machines tournantes, on observe cette dernière forme d'excentration.

Une excentration implique la non-uniformité de l'entrefer et par conséquent des irrégularités du flux. Il s'ensuit que toutes les grandeurs dépendant du flux sont également affectées [15] :

- il apparaît une force radiale qui tend à aggraver l'excentration ; sa direction est colinéaire de celle du rayon de l'entrefer minimal ;
- cette distribution irrégulière du flux d'entrefer et de la force induit aussi des vibrations de la machine ;

- des harmoniques particuliers apparaissent dans le courant statorique ; plus l'excentration s'aggrave, plus ces harmoniques croissent en amplitude ;
- ce défaut introduit des oscillations supplémentaires dans le couple développé par la machine.

I.3.3.2. *Expression générale du champ magnétique en cas d'excentration*



**Figure I.10.** Contour fermé en vue de l'application de la loi d'Ampère dans une machine à rotor excentré.

Plaçons-nous dans le cas d'une excentration plane, peu importe la nature. Admettons que la fonction d'entrefer est seulement fonction de l'angle  $\phi_s$  et de la position du rotor  $\theta_m$ . Alors, en appliquant la loi d'Ampère sur le contour fermé indiqué sur la figure I.10, la circulation du champ  $H_{s_i}(\phi_s)$  devient :

$$\oint \vec{H}_{s_i}(\phi_s, \theta_m) \cdot d\vec{l} = H_{s_i}(\phi_s, \theta_m) e(\phi_s, \theta_m) - H_{s_i}(0, \theta_m) \cdot e(0, \theta_m) \tag{I.34}$$

$e(\phi_s, \theta_m)$  se nomme *fonction d'entrefer*.

De la relation générale (I.12), on tire :

$$H_{s_i}(\phi_s, \theta_m) = \frac{n_{s_i}(\phi_s) i_{s_i}(t) + H_{s_i}(0) e(0)}{e(\phi_s, \theta_m)} = [n_{s_i}(\phi_s) \cdot i_{s_i}(t) + H_{s_i}(0) e(0)] \Lambda(\phi_s, \theta_m) \tag{I.35}$$

où :

$$\Lambda(\phi_s, \theta_m) = \frac{1}{e(\phi_s, \theta_m)} \quad (\text{I.36})$$

$\Lambda(\phi_s, \theta_m)$  est, à un coefficient près, la *fonction perméance*.

La relation (I.15) traduisant la conservation de flux prend la forme :

$$\int_0^{2\pi} \mu_o \left[ \frac{n_{s_i}(\phi_s)}{e(\phi_s, \theta_m)} i_{s_i}(t) + \frac{e(0)H_{s_i}(0)}{e(\phi_s, \theta_m)} \right] r l d\phi_s = 0 \quad (\text{I.37})$$

ce qui permet de déduire :

$$H_{s_i}(0)e(0) = - \frac{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{s_i}(\phi_s) \rangle}{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) \rangle} i_{s_i}(t) \quad (\text{I.38})$$

La relation (I.35) devient :

$$H_{s_i}(\phi_s, \theta_m) = \left[ n_{s_i}(\phi_s) - \frac{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{s_i}(\phi_s) \rangle}{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) \rangle} \right] \Lambda(\phi_s, \theta_m) i_{s_i}(t) \quad (\text{I.39})$$

Si l'on connaît la fonction perméance  $\Lambda(\phi_s)$ , la relation (I.38) permet d'avoir une expression analytique du champ magnétique  $H_{s_i}(\phi_s)$  [38]. Le terme  $-\frac{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{s_i}(\phi_s) \rangle}{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) \rangle} i_{s_i}(t)$  est appelé *potentiel magnétique homopolaire*. Plus l'excentration est importante, plus le potentiel magnétique homopolaire est élevé. Nous observons que le champ statorique dépend de  $\phi_s, \theta_m$ . L'intégration est donc directement accessible pour une expression donnée de la fonction perméance  $\Lambda(\phi_s)$ .

D'une manière analogue, le champ créé  $H_{r_i}(\phi_s, \phi_r, \theta_m)$  par la  $i^{\text{ème}}$  phase rotorique vaut :

$$H_{r_i}(\phi_s, \phi_r, \theta_m) = \left[ n_{r_i}(\phi_r) - \frac{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{r_i}(\phi_r) \rangle}{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) \rangle} \right] \Lambda(\phi_s, \theta_m) i_{r_i}(t) \quad (\text{I.40})$$

La relation I.40 montre que le champ rotorique dépend à la fois de  $\phi_s, \phi_r, \theta_m$ . Des études analytiques simples sont donc données plus loin dans les paragraphes I.3.3.5.1, I.3.3.6.1 et I.3.3.7.1 pour établir une relation approchée entre ces trois angles pour pouvoir achever le calcul d'inductances rotoriques dans chaque type d'excentration.

Les expressions (I.39) et (I.40) sont valables quelque soit la nature de l'excentration.

### I.3.3.3. *Formes générales des inductances d'une machine excentrée*

En raison de l'excentration du rotor, la distribution du champ magnétique dans l'entrefer change également. Il s'ensuit que les inductances du moteur ne gardent plus les mêmes valeurs données par les relations (I.25), (I.28) et (I.31). On est alors amené à redéfinir ces expressions générales.

#### I.3.3.3.1. **Inductances statoriques**

Nous reprenons les démarches du paragraphe I.3.2.2. En reportant l'expression du champ statorique définie par la relation (I.39) dans (I.21), le flux magnétique mutuel entre les phases  $i$  et  $j$  devient :

$$\psi_{s_{ij}} = \mu_o r l \cdot i_{s_i}(t) \int_0^{2\pi} \left[ n_{s_i}(\phi_s) - \frac{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{s_i}(\phi_s) \rangle}{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) \rangle} \right] \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{s_j}(\phi_s) d\phi_s \quad (\text{I.41})$$

D'après (I.24), l'inductance mutuelle  $L_{s_{ij}}$  vaut :

$$L_{s_{ij}} = \mu_o r l \int_0^{2\pi} \left[ n_{s_i}(\phi_s) - \frac{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{s_i}(\phi_s) \rangle}{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) \rangle} \right] \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{s_j}(\phi_s) d\phi_s \quad (\text{I.42})$$

#### I.3.3.3.2. **Inductances mutuelles entre le stator et le rotor**

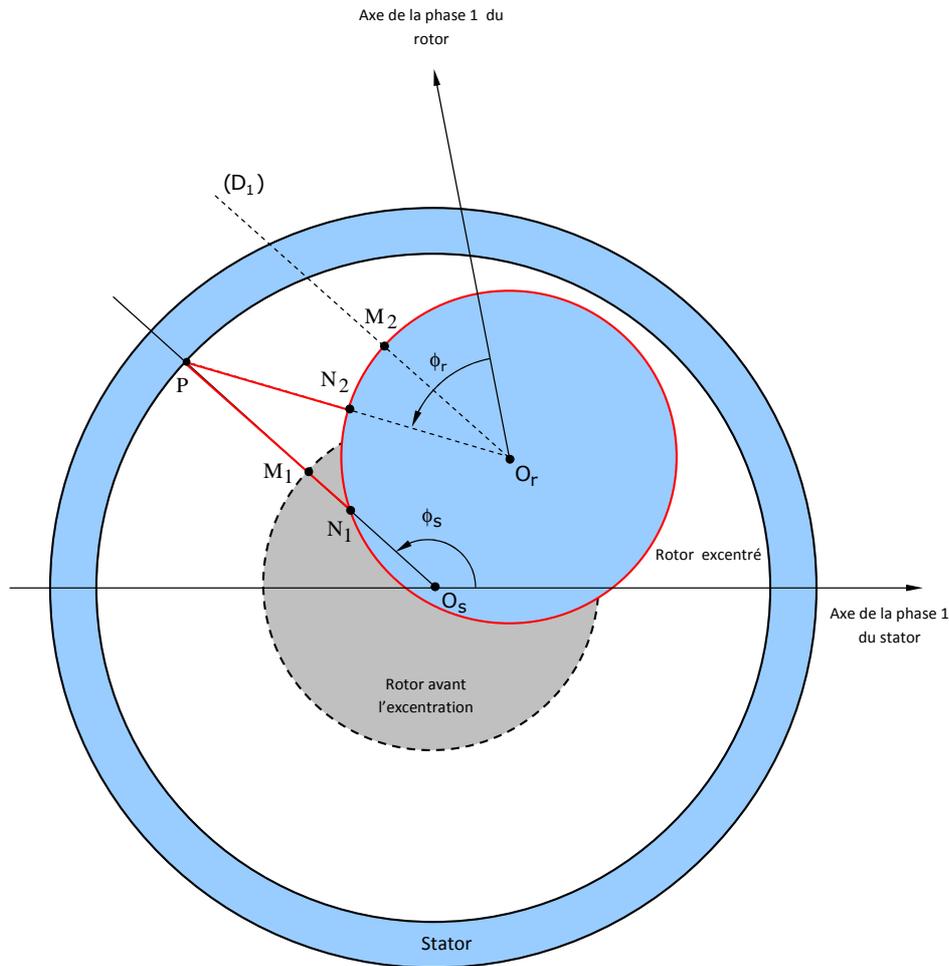
Avec la même méthode, l'inductance entre la  $i^{\text{ème}}$  phase statorique et la  $j^{\text{ème}}$  phase rotorique se détermine par la formule générale :

$$L_{s_i r_j} = \frac{\mu_o r l}{e_o} \int_0^{2\pi} \left[ n_{s_i}(\phi_s) - \frac{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{s_i}(\phi_s) \rangle}{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) \rangle} \right] \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{r_j}(\phi_r) d\phi_r \quad (\text{I.43})$$

#### I.3.3.3.3. **Inductances rotoriques**

En considérant la relation (I.39) donnant le champ principal créé par une phase rotorique, les inductances rotoriques d'une machine excentrée valent :

$$L_{r_{ij}} = \mu_o r l \int_0^{2\pi} \left[ n_{r_i}(\phi_r) - \frac{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{r_i}(\phi_r) \rangle}{\langle \Lambda(\phi_s, \theta_m) \rangle} \right] \Lambda(\phi_s, \theta_m) n_{r_j}(\phi_r) d\phi_r \quad (\text{I.44})$$

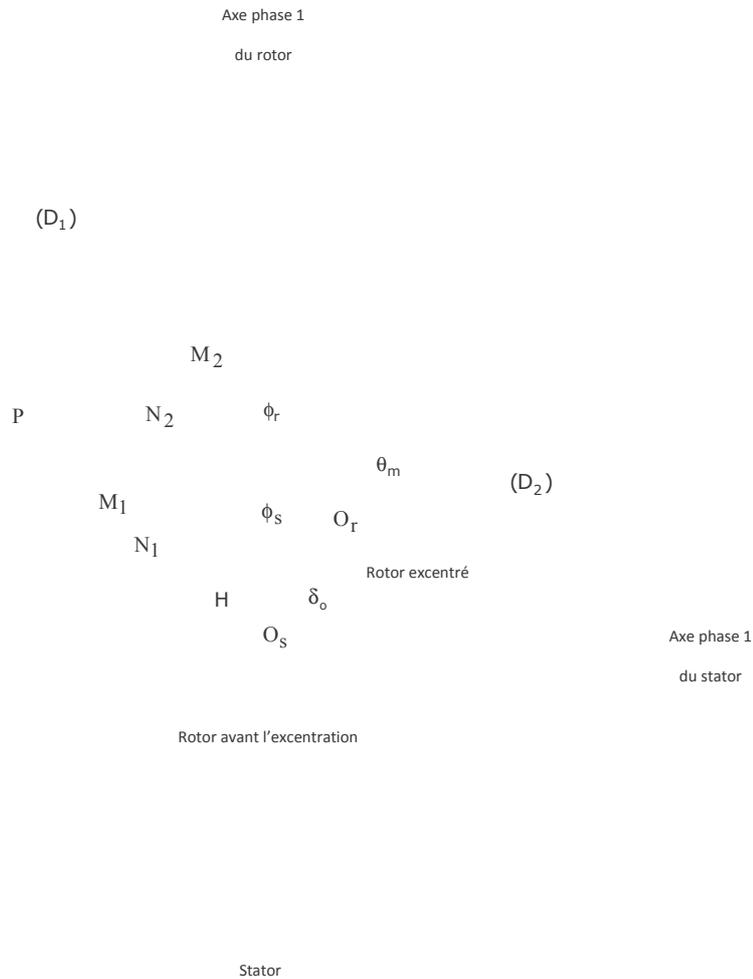
I.3.3.4. *Remarque*


**Figure I.11.** Illustration des approximations de la longueur d'entrefer pour les trois types d'excentration

Sur la figure I.11, le cercle dessiné en gris représente le rotor normal, celui dessiné en bleu indique le rotor excentré.  $M_1$  est l'intersection du rotor normal avec le rayon  $(O_sP)$ ,  $P$  étant situé de la périphérie du stator.  $N_1$  est le point où ce même rayon coupe le rotor excentré.  $(D_1)$  est la droite parallèle au rayon  $(O_sP)$  passant par le centre  $O_r$  du rotor. Elle coupe le rotor excentré par au point  $M_2$ .  $(D_2)$  est la direction parallèle à l'axe de la première phase du stator et passant par le point  $O_r$ .

Pour chacun des trois types d'excentration, la ligne de champ réel se trouve dans la zone délimitée par le triangle  $(P, N_1, N_2)$ . D'une manière rigoureuse, cette ligne de champ est une courbe dont la longueur exacte est très difficile à expliciter de sorte que l'on est amené à en prendre une approximation.  $N_1P$  et  $N_2P$  sont des approximations possibles de cette longueur d'entrefer. Cependant, si l'excentration est minime, le point  $M_2$  tend vers le point  $N_2$  si bien que la longueur du segment  $M_2P$  peut également être prise comme une approximation de la longueur d'entrefer. On verra plus loin que ce troisième cas fait usage des polynômes de Legendre.

I.3.3.5. **Excentration statique**



**Figure I.12.** *Excentration statique dans une machine asynchrone*

La trace  $O_r$  du rotor (ou axe du rotor) se trouve déplacé par rapport au centre  $O_s$  du stator (cf.figure I.12).

Par définition, le degré d'excentration statique  $\varepsilon_s$  est défini par le rapport entre  $O_sO_r$  et l'entrefer moyen de la machine  $e_o$  :

$$\varepsilon_s = \frac{O_sO_r}{e_o} \tag{I.45}$$

I.3.3.5.1. **Relation entre les positions mesurées entre le stator et le rotor**

Sur la figure I.12, le point  $H$  est la projection orthogonale du point  $O_r$  sur la droite  $(O_sP)$ . Contrairement aux hypothèses de certains auteurs, la direction  $(O_sO_r)$  n'est pas obligatoirement colinéaire de

l'axe de la première phase du stator mais se trouve décalée par rapport à ce dernier d'un angle  $\delta_o$ . La connaissance de cet angle et du degré d'excentration statique  $\varepsilon_s$  permet d'ajuster la position de l'axe du rotor lors de la maintenance, surtout pour les grosses machines.

La relation liant l'angle  $\phi_s$  mesuré sur la périphérie statorique et l'angle  $\phi_r$  mesuré sur la périphérie rotorique est :

$$\phi_s = \phi_r + \theta_m - \arcsin\left(\frac{O_r H}{O_r P}\right) \quad (\text{I.46})$$

or,

$$O_r H = \varepsilon_s e_o \sin(\phi_s - \delta_o) \quad (\text{I.47})$$

Dans la majorité des cas :

$$O_r H \ll O_r P \quad (\text{I.48})$$

Il s'ensuit que :

$$\phi_s \simeq \phi_r + \theta_m \quad (\text{I.49})$$

### I.3.3.5.2. Approximation de la fonction perméance

Physiquement, la longueur *effective* de l'entrefer est la longueur de la ligne de champ. Pour une machine excentrée, cette ligne est *a priori* une courbe dont la longueur exacte est difficile à déterminer. Ce problème nous amène à approcher la longueur des lignes de champs par des segments. Nous consacrons cette sous-section à la présentation des formes possibles de la fonction d'entrefer et de la fonction perméance associée.

#### I.3.3.5.2.1. Première approximation : utilisation des polynômes de Legendre

En se référant encore à la figure (I.12), on peut dire aussi que la longueur  $M_2 P$  est aussi une bonne approximation de la longueur d'une ligne de champ qui est un arc inclus dans le triangle  $(N_2, P, N_1)$ . Nous pouvons admettre que la longueur de cette courbe est approximativement égale à  $M_2 P$ .

Remarquons que :

$$\overrightarrow{M_1M_2} = \overrightarrow{O_sO_r} \quad \Rightarrow \quad (\overrightarrow{O_sO_r}, \overrightarrow{O_sP}) = (\overrightarrow{M_1M_2}, \overrightarrow{M_1P}) = \phi_s - \delta_o \quad (\text{I.50})$$

En conséquence :

$$e(\phi_s)^2 = \overrightarrow{M_2P}^2 = \overrightarrow{M_1P}^2 + \overrightarrow{M_1M_2}^2 - 2\overrightarrow{M_1P} \cdot \overrightarrow{M_1M_2} = e_o^2 + \varepsilon_s^2 e_o^2 - 2\varepsilon_s e_o^2 \cos(\phi_s - \delta_o) \quad (\text{I.51})$$

ce qui donne la fonction d'entrefer :

$$e(\phi_s) = e_o \sqrt{1 - 2\varepsilon_s \cos(\phi_s - \delta_o) + \varepsilon_s^2} \quad (\text{I.52})$$

dont la fonction perméance associée est :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \frac{1}{\sqrt{1 - 2\varepsilon_s \cos(\phi_s - \delta_o) + \varepsilon_s^2}} \quad (\text{I.53})$$

Considérons les polynômes de Legendre  $P_n(t)$ ,  $n \in \mathbf{N}$  :

$$P_n(t) = \sum_{k=0}^{n'} \frac{(-1)^k (2n - 2k)! t^{n-2k}}{2^n k! (n - k)! (n - 2k)!} \quad \text{avec} \quad n' = \mathbf{E} \left[ \frac{n}{2} \right] \quad (\text{I.54})$$

alors, nous savons que :

$$\frac{1}{\sqrt{1 - 2tx + x^2}} = \sum_{n=0}^{+\infty} P_n(t) x^n \quad \text{avec} \quad |t| \leq 1, \quad |x| < 1 \quad (\text{I.55})$$

De plus :

$$|P_n(t)| < 1 \quad (\text{I.56})$$

De ces constatations, nous retenons que la fonction perméance n'est autre que la fonction génératrice des polynômes de Legendre :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \sum_{n=0}^{+\infty} P_n(\cos[\phi_s - \delta_o]) \varepsilon^n \quad (\text{I.57})$$

Après une opération de linéarisation et de réarrangement, nous obtenons une approximation limitée à un développement à l'ordre 8 et qui est largement suffisante [5] :

$$\Lambda(\phi_s) \simeq \frac{1}{e_o} \sum_{k=0}^7 \Upsilon_k \cos[k(\phi_s - \delta_o)] \quad (\text{I.58})$$

où les coefficients approchés  $\Upsilon_k$  du développement en série de Fourier sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Upsilon_0 = \frac{1024 + 256\varepsilon_s^2 + 144\varepsilon_s^4 + 100\varepsilon_s^6}{1024} \\ \Upsilon_1 = \frac{1024\varepsilon_s + 384\varepsilon_s^3 + 240\varepsilon_s^5 + 175\varepsilon_s^7}{1024} \\ \Upsilon_2 = \frac{768\varepsilon_s^2 + 320\varepsilon_s^4 + 210\varepsilon_s^6}{1024} \\ \Upsilon_3 = \frac{640\varepsilon_s^3 + 280\varepsilon_s^5 + 189\varepsilon_s^7}{1024} \\ \Upsilon_4 = \frac{560\varepsilon_s^4 + 252\varepsilon_s^6}{1024} \\ \Upsilon_5 = \frac{504\varepsilon_s^5 + 231\varepsilon_s^7}{1024} \\ \Upsilon_6 = \frac{462\varepsilon_s^6}{1024} \\ \Upsilon_7 = \frac{429\varepsilon_s^7}{1024} \end{array} \right. \quad (\text{I.59})$$

#### I.3.3.5.2.2. Deuxième possibilité d'approximation

Une deuxième approximation consiste à choisir  $N_1P$  de la figure I.12 comme longueur d'entrefer  $e(\phi_s)$ .

$$e(\phi_s) = O_sP - O_sN_1 = r - O_sN_1 \quad (\text{I.60})$$

Par ailleurs :

$$r'^2 = \overline{O_sN_1}^2 + \overline{O_sO_r}^2 - 2\overline{O_sO_r} \cdot \overline{O_sN_1} \quad (\text{I.61})$$

$r'$  désigne le rayon de la périphérie du rotor, la longueur  $O_sN_1$  est solution de l'équation du second degré :

$$O_sN_1^2 - 2aO_sN_1 \cos(\phi_s - \delta_o) + \varepsilon_s^2 e_o^2 - r'^2 = 0 \quad (\text{I.62})$$

On aboutit à l'expression de la fonction d'entrefer :

$$e(\phi_s) = r - \varepsilon_s e_o - \sqrt{r'^2 - \varepsilon_s^2 e_o^2 \sin^2(\phi_s - \delta_o)} \quad (\text{I.63})$$

et la fonction permeance est donc :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{r - \varepsilon_s e_o - \sqrt{r'^2 - \varepsilon_s^2 e_o^2 \sin^2(\phi_s - \delta_o)}} \quad (\text{I.64})$$

Cette relation fait intervenir les deux rayons  $r$  et  $r'$  en plus du degré d'excentration  $\varepsilon_s$  et de l'entrefer moyen  $e_o$ , ce qui rend le calcul des inductances de la machine plus complexe et plus sensible aux incertitudes de mesures.

#### 1.3.3.5.2.3. *Troisième approximation : expression usuelle*

Dans cette méthode, l'entrefer est modulé d'une variation  $\Delta e$  qui est calculée, comme suit, au moyen d'une légère approximation :

lorsque le rotor est excentré :

$$O_s P - O_r P = \Delta e \neq 0 \quad (\text{I.65})$$

$\Delta e$  est la variation de l'entrefer autour de sa valeur moyenne  $e_o$  due à l'excentration statique :

$$e(\phi_s) = e_o + \Delta e \quad (\text{I.66})$$

Notons que :

$$\begin{cases} O_r P^2 - O_s P^2 = \varepsilon_s^2 e_o^2 - 2\varepsilon_s e_o r \cos(\phi_s - \delta_o) \\ O_r P^2 - O_s P^2 = (O_r P - O_s P)(O_r P + O_s P) \simeq 2r \Delta e \end{cases} \quad (\text{I.67})$$

Après des calculs élémentaires, on déduit :

$$\Delta e = \frac{\varepsilon_s^2 e_o^2}{2r} - \varepsilon_s e_o \cos(\phi_s - \delta_o) \simeq -\varepsilon_s e_o \cos(\phi_s - \delta_o) \quad (\text{I.68})$$

Alors la fonction d'entrefer vaut :

$$e(\phi_s) = e_o[1 - \varepsilon_s \cos(\phi_s - \delta_o)] \quad (\text{I.69})$$

et la fonction perméance correspondant s'écrit :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \frac{1}{1 - \varepsilon_s \cos(\phi_s - \delta_o)} \quad (\text{I.70})$$

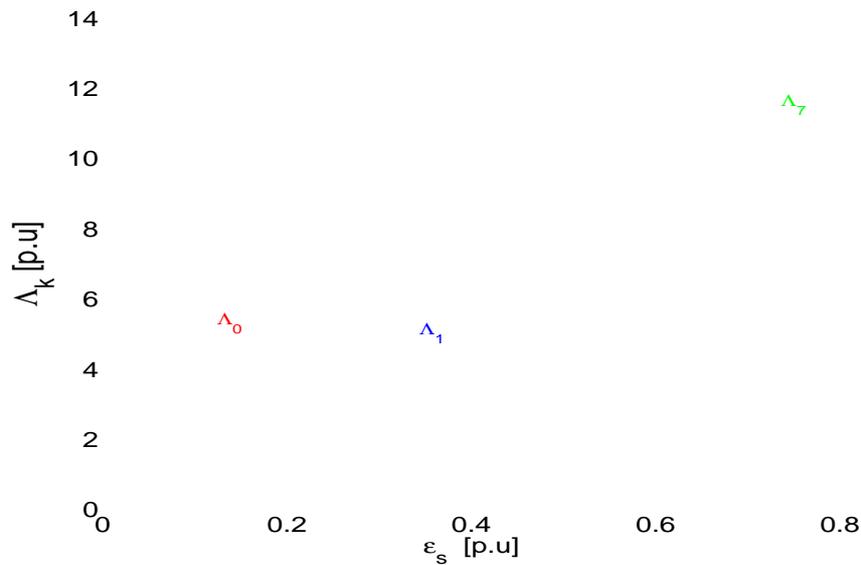
Elle peut être développée en série de Fourier :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[k(\phi_s - \delta_o)] \quad (\text{I.71})$$

Les coefficients  $\Lambda_k$  sont donnés par les relations :

$$\begin{cases} \Lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{1-\varepsilon_s^2}} \\ \Lambda_k = 2\Lambda_0 \left( \frac{\varepsilon_s}{1+\sqrt{1-\varepsilon_s^2}} \right)^k, \quad k = 1, 2, \dots, \in \mathbb{N} \end{cases} \quad (\text{I.72})$$

Dans le cadre de nos hypothèses, le coefficient  $\Lambda_0$  est calculé d'une manière exacte ; ceux qui correspondent à  $k \geq 1$  doivent être calculés d'une manière approchée.



**Figure I.13.** Variation des coefficients de Fourier en fonction du degré d'excentration statique  $\varepsilon_s$  :  $\Lambda_0$  en rouge,  $\Lambda_1$  en bleu,  $\Lambda_2, \dots, \Lambda_6$  en noir et  $\Lambda_7$  en vert.

L'expression de la fonction perméance (I.70) et les coefficients de son développement en série de Fourier donnés par (I.72) sont admis par de nombreux auteurs [32–36]. Néanmoins, il faut remarquer que les coefficients divergent lorsque  $\varepsilon_s > 0,8$  (cf.figure I.13).

La figure I.13 montre les allures des coefficients de Fourier  $\Lambda_0, \Lambda_1, \dots, \Lambda_7$ . On voit que pour  $\varepsilon_s \leq 0,6$ , seuls  $\Lambda_0, \Lambda_1$  sont vraiment dominants. Par contre autour de 0,7, tous les coefficients ont approximativement la même valeur. Au delà de 0,7, lorsque le rang  $k$  croît,  $\Lambda_k$  croît abrupement. Une approximation se limitant au deuxième ordre du développement ne serait donc pas raisonnable lorsque le degré d'excentration est assez élevé.

### I.3.3.5.3. Inductances statoriques

En disposant des coefficients de Fourier de la fonction perméance donnée par la relation (I.72), nous pouvons achever le calcul des inductances d'une machine asynchrone. Pour déterminer les inductances statoriques, il suffit d'appliquer la formule généralisée (I.42).

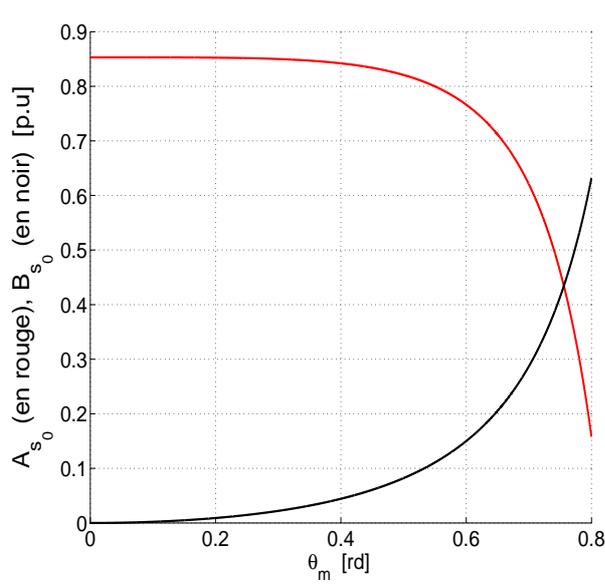
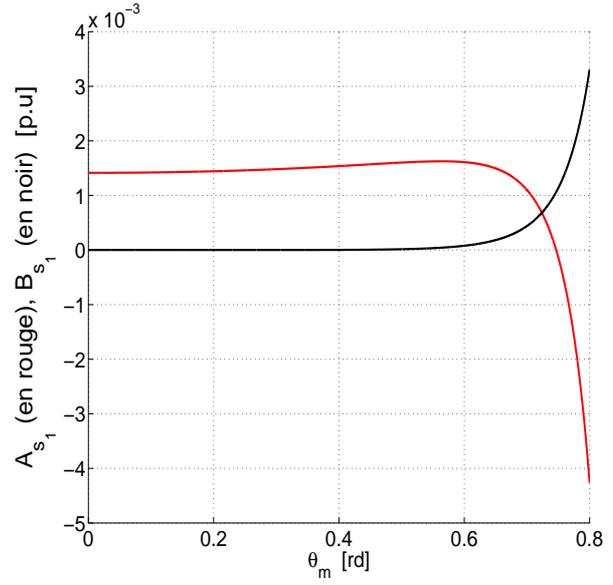
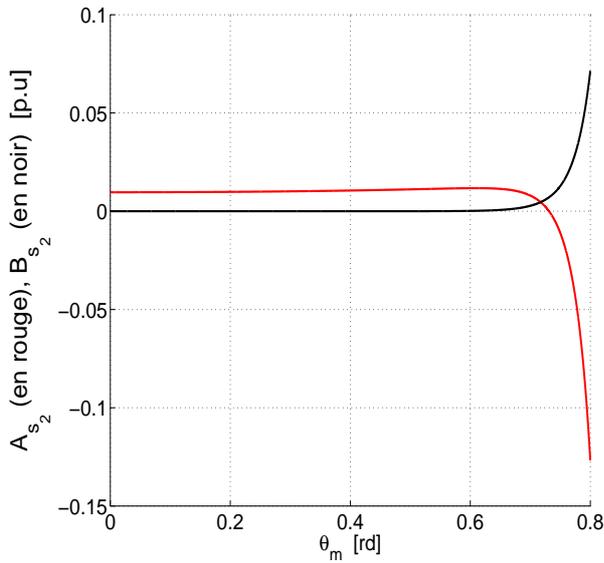
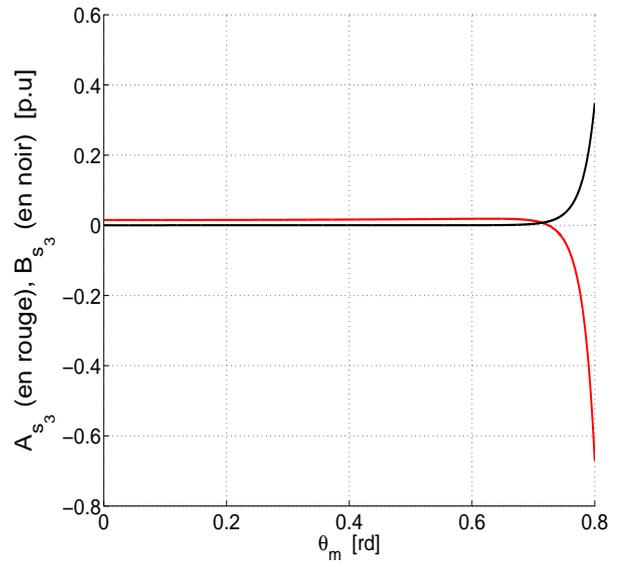
Ainsi après développements, on aboutit à l'expression ci-dessous :

$$L_{s_{ij}} = L_{s_0} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} A_{s_k} \cos [(2k+1)(\varphi_{s_i} - \varphi_{s_j})] + \sum_{k=0}^{+\infty} B_{s_k} \cos [(2k+1)(2p\delta_o + \varphi_{s_i} + \varphi_{s_j})] \right\} \quad (\text{I.73})$$

dans laquelle, les coefficients  $A_{s_k}$  et  $B_{s_k}$ , ( $k \in \mathbb{N}$ ), sont fournis par :

$$\begin{cases} A_{s_k} = \left( \frac{k_s w_{2k+1}}{2k+1} \right)^2 \left( \Lambda_0 - \frac{\Lambda_{(2k+1)p}^2}{2\Lambda_0} \right) \\ B_{s_k} = \frac{1}{2} \left( \frac{k_s w_{2k+1}}{2k+1} \right)^2 \left( \Lambda_{2(2k+1)p} - \frac{\Lambda_{(2k+1)p}^2}{2\Lambda_0} \right) \end{cases} \quad (\text{I.74})$$

On vérifie dans (I.73) que les inductances statoriques ne dépendent pas de la position du rotor. Sur la figure I.14, en prenant le coefficient de raccourcissement de 5/6 pour le bobinage statorique, on a tracé les variations de quelques coefficients correspondant aux valeurs du degré d'excentration  $\varepsilon_s$  tel que  $0 \leq \varepsilon_s \leq 0,8$ .

(a)  $A_{s_0}$  en rouge et  $B_{s_0}$  en noir.(b)  $A_{s_1}$  en rouge et  $B_{s_1}$  en noir.(c)  $A_{s_2}$  en rouge et  $B_{s_2}$  en noir.(d)  $A_{s_3}$  en rouge et  $B_{s_3}$  en noir.

**Figure I.14.** Variations des coefficients des harmoniques des inductances  $A_{s_k}$  et  $B_{s_k}$  pour  $k = 0, 1, 2, 3$ , avec  $0 \leq \varepsilon_s \leq 0,8$ . Coefficient de raccourcissement de  $5/6$ .

#### I.3.3.5.4. Inductances mutuelles entre le stator et le rotor

D'une manière analogue, en se servant de la relation (I.43), on peut calculer toute inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor. Cependant, il faut remplacer  $\phi_s$  dans (I.43) en recourant à la relation (I.49). Ces inductances sont alors fournies par la relation :

$$L_{s_i r_j} = M_{sr_0} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} A_{sr_k} \cos [(2k+1)(p\theta_m + \varphi_{s_i} - \varphi_{r_j})] + \sum_{k=0}^{+\infty} B_{sr_k} \cos [(2k+1)(2p\delta_o - p\theta_m + \varphi_{s_i} + \varphi_{r_j})] \right\} \quad (\text{I.75})$$

Où les coefficients  $A_{sr_k}$  et  $B_{sr_k}$  s'obtiennent par :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{sr_k} = \frac{k_{sw_{2k+1}} k_{rw_{2k+1}}}{(2k+1)^2} \left( \lambda_0 - \frac{\lambda_{(2k+1)p}^2}{2\lambda_0} \right) \\ B_{sr_k} = \frac{k_{sw_{2k+1}} k_{rw_{2k+1}}}{(2k+1)^2} \left( \lambda_{2(2k+1)p} - \frac{\lambda_{(2k+1)p}^2}{2\lambda_0} \right) \end{array} \right. \quad (\text{I.76})$$

### I.3.3.5.5. Inductances rotoriques

De la formule générale (I.44), en remplaçant  $\phi_s$  par  $\phi_s = \phi_r + \theta_m$ , nous déduisons les inductances rotoriques :

$$L_{r_{ij}} = L_{r_0} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} A_{r_k} \cos [2(k+1)(\varphi_{r_i} - \varphi_{r_j})] + \sum_{k=0}^{+\infty} B_{r_k} \cos \{ (2k+1)[2p(\delta_o - \theta_m) + \varphi_{r_i} + \varphi_{r_j}] \} \right\} \quad (\text{I.77})$$

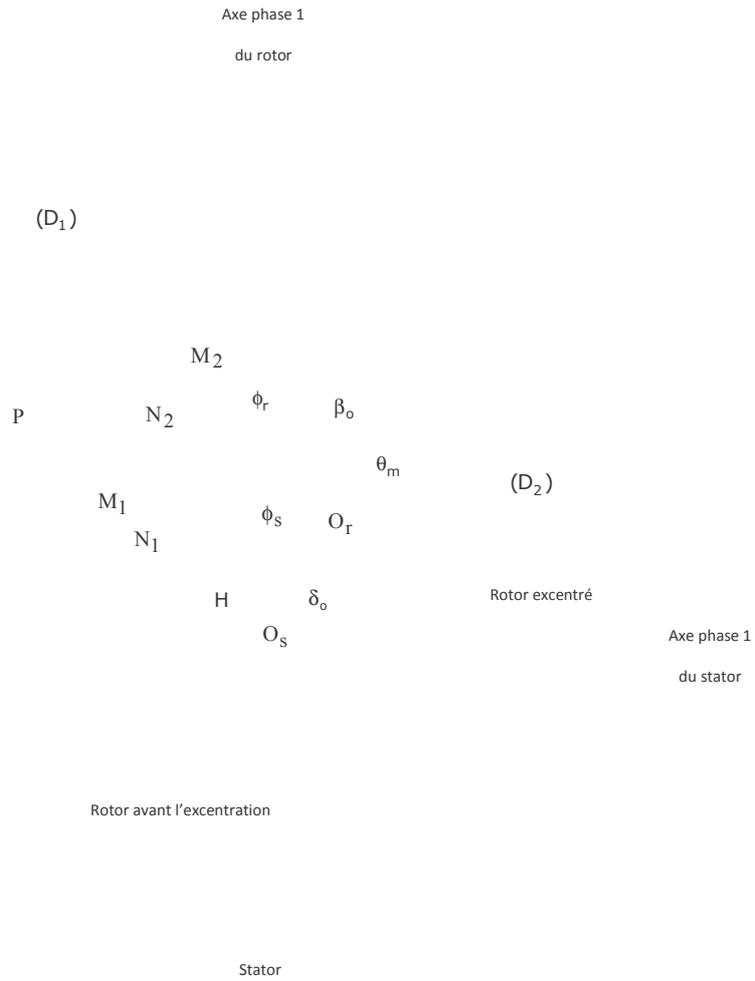
Les coefficients  $A_{r_k}$  et  $B_{r_k}$ ,  $k \in N$ , sont tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{r_k} = \left( \frac{k_{rw_{2k+1}}}{2k+1} \right)^2 \left( \Lambda_0 - \frac{\Lambda_{(2k+1)p}^2}{2\Lambda_0} \right) \\ B_{r_k} = \frac{1}{2} \left( \frac{k_{rw_{2k+1}}}{2k+1} \right)^2 \left( \Lambda_{2(2k+1)p} - \frac{\Lambda_{(2k+1)p}^2}{2\Lambda_0} \right) \end{array} \right. \quad (\text{I.78})$$

### I.3.3.6. Excentration dynamique

Quand une excentration dynamique survient dans une machine tournante, le centre du rotor tourne autour du centre du stator en décrivant un cercle (en pointillé vert sur la figure I.15). Le rayon de ce cercle est donc la distance  $O_s O_r$ .

Il s'ensuit que le degré d'excentration dynamique est défini par :



**Figure I.15.** *Excentration dynamique dans une machine asynchrone*

$$\varepsilon_d = \frac{O_s O_r}{e_o} \quad (\text{I.79})$$

Contrairement à l'excentration statique, l'angle  $\delta_o$  positionnant l'entrefer minimal varie en fonction du temps. D'une manière rigoureuse, l'angle  $\beta_o$  défini par :

$$\beta_o = \theta_m - \delta_o \quad (\text{I.80})$$

n'est pas constant. Cependant, comme nombre d'auteurs, pour ne pas alourdir les études analytiques, nous supposons que l'angle  $\beta_o$  soit constant.

### I.3.3.6.1. Relation entre les positions mesurées entre le stator et le rotor

Comme on peut le voir sur la figure (I.15), les relations (I.46) et (I.49) restent aussi valables en excen-

tration dynamique.

### I.3.3.6.2. Approximation de la fonction perméance

Comme en excentration statique, nous montrons, dans ce paragraphe, des méthodes analytiques d'évaluation de la fonction perméance d'une machine asynchrone en cas d'excentration dynamique.

#### I.3.3.6.2.1. Première approximation : utilisation des polynômes de Legendre

Les démarches géométriques étant semblables à celles de l'excentration statique, en choisissant  $M_2P$  (figure I.15) comme longueur d'une ligne de champ et en tenant compte de la relation (I.80), la fonction d'entrefer s'exprime par :

$$e(\phi_s) = e_o \sqrt{1 - 2\varepsilon_d \cos(\phi_s - \theta_m + \beta_o) + \varepsilon_d^2} \quad (\text{I.81})$$

et dont la fonction perméance associée est :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \frac{1}{\sqrt{1 - 2\varepsilon_d \cos(\phi_s - \theta_m + \beta_o) + \varepsilon_d^2}} \quad (\text{I.82})$$

Le développement en polynôme de Legendre demeure valable de sorte que :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \sum_{n=0}^{+\infty} P_n(\cos[\phi_s - \theta_m + \beta_o]) \varepsilon_d^n \quad (\text{I.83})$$

Il s'ensuit qu'après des opérations de linéarisation et rearrangement, un développement en séries de Fourier de la fonction perméance est :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \sum_{k=0}^{+\infty} \lambda_k \cos[k(\phi_s - \theta_m + \beta_o)] \quad (\text{I.84})$$

Les coefficients de Fourier approchés  $\Upsilon_k$  développés dans le paragraphe précédent sont applicables en remplaçant  $\varepsilon_s$  par  $\varepsilon_d$ . Cette section montre que le résultat obtenu dans l'excentration peut se généraliser au cas de l'excentration dynamique avec la même limite de validité. Les approximations (I.58) et (I.59) restent donc valables en excentration dynamique.

### I.3.3.6.2.2. Deuxième possibilité d'approximation

En s'inspirant de la figure (I.15), comme en excentration statique, on prend  $N_1P$  comme longueur de ligne de champ. Les relations (I.60), (I.61) et (I.62), sont alors communes aux deux types d'excentration. Cependant, d'après la relation (I.80), l'angle  $\delta_o$  entre l'axe de la première phase statorique et la droite  $(O_s, O_r)$  n'est plus constant. Par conséquent, la fonction d'entrefer vaut :

$$e(\phi_s) = r - \varepsilon_d e_o - \sqrt{r'^2 - \varepsilon_d^2 e_o^2 \sin^2(\phi_s - \theta_m + \beta_o)} \quad (\text{I.85})$$

et la fonction perméance est :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{r - \varepsilon_d e_o - \sqrt{r'^2 - \varepsilon_d^2 e_o^2 \sin^2(\phi_s - \theta_m + \beta_o)}} \quad (\text{I.86})$$

Bien que cette relation soit aussi complexe que (I.64), elle montre une analogie formelle entre les deux types d'excentration. En excentration statique, l'angle mis en jeu est  $\phi_s - \delta_o$  tandis qu'en excentration dynamique, on voit plutôt l'angle  $\phi_s - \theta_m + \beta_o$ .

### I.3.3.6.2.3. Troisième approximation : expression usuelle

Les étapes de calcul étant semblables à celles de l'excentration statique, la relation (I.69) est toujours vraie sauf que  $\delta$  n'est plus fixe et est fourni par la relation (I.80), ce qui conduit à la fonction d'entrefer suivante :

$$e(\phi_s) = e_o [1 - \varepsilon_d \cos(\phi_s - \theta_m + \beta_o)] \quad (\text{I.87})$$

et la fonction perméance correspondante s'écrit :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \frac{1}{1 - \varepsilon_d \cos(\phi_s - \theta_m + \beta_o)} \quad (\text{I.88})$$

Son développement en série de Fourier est alors :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[k(\phi_s - \theta_m + \beta_o)] \quad (\text{I.89})$$

où :

$$\begin{cases} \Lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{1-\varepsilon_d^2}} \\ \Lambda_k = 2\Lambda_0 \left( \frac{\varepsilon_d}{1+\sqrt{1-\varepsilon_d^2}} \right)^k, \quad k = 1, 2, \dots, \infty \end{cases} \quad (\text{I.90})$$

Formellement, ces coefficients sont semblables à ceux de l'excentration statique.

### I.3.3.6.3. Inductances statoriques

En disposant des coefficients de Fourier de la fonction perméance donnée par la relation (I.72), nous pouvons achever le calcul des inductances. Il suffit d'appliquer la formule généralisée donnée la relation (I.42). Ainsi après développements algébriques, on aboutit à l'expression ci-dessous des inductances statoriques :

$$L_{s_{ij}} = L_{s_0} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} A_{s_k} \cos [(2k+1)(\varphi_{s_i} - \varphi_{s_j})] + \sum_{k=0}^{+\infty} B_{s_k} \cos \{ (2k+1) [2p(\theta_m - \beta_o) + \varphi_{s_i} + \varphi_{s_j}] \} \right\} \quad (\text{I.91})$$

### I.3.3.6.4. Inductances mutuelles entre le stator et le rotor

Pareillement, en se servant de la relation (I.43), on vérifie que toute inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor s'exprime par la relation :

$$L_{s_i r_j} = M_{sr_0} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} A_{sr_k} \cos [(2k+1)(p\theta_m + \varphi_{s_i} - \varphi_{r_j})] + \sum_{k=0}^{+\infty} B_{sr_k} \cos \{ (2k+1) [p(\theta_m - 2\beta_o) + \varphi_{s_i} + \varphi_{r_j}] \} \right\} \quad (\text{I.92})$$

### I.3.3.6.5. Inductances rotoriques

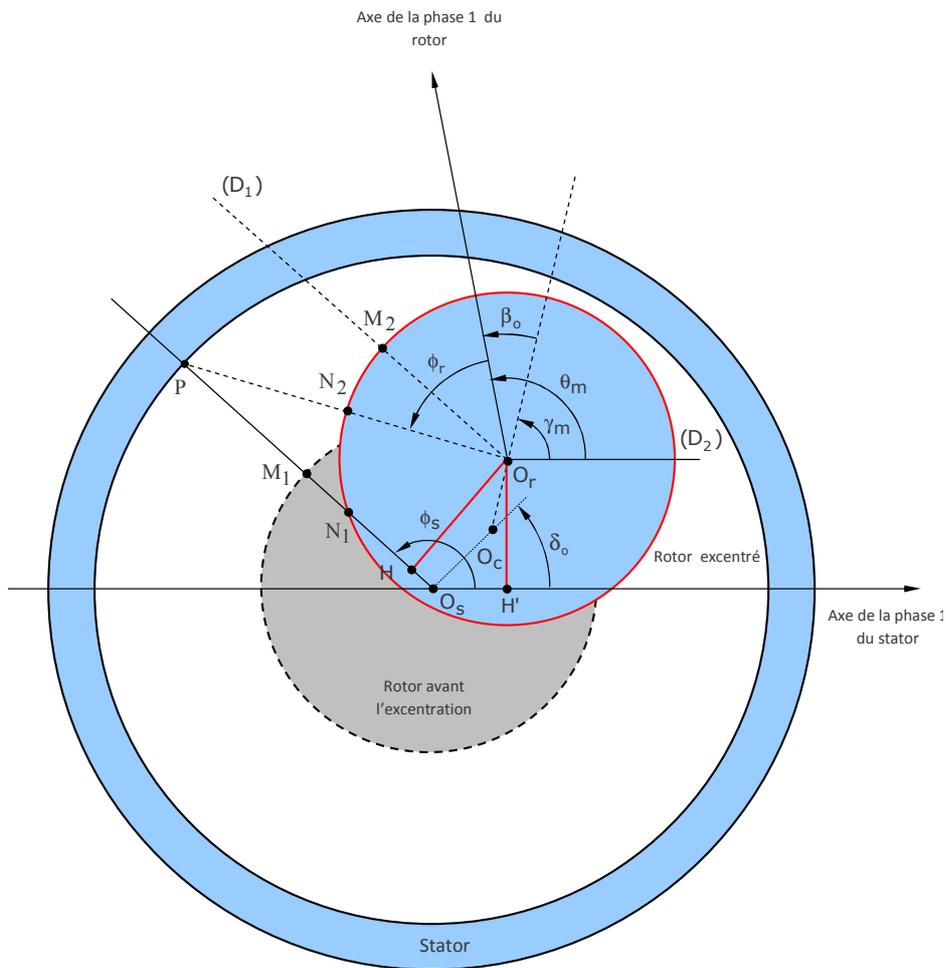
De la formule générale (I.44), on déduit que les inductances rotoriques sont :

$$L_{r_{ij}} = L_{r_0} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} A_{r_k} \cos [2(k+1)(\varphi_{r_i} - \varphi_{r_j})] + \sum_{k=0}^{+\infty} B_{r_k} \cos \{ (2k+1) [-2p\beta_o + \varphi_{r_i} + \varphi_{r_j}] \} \right\} \quad (\text{I.93})$$

### I.3.3.6.6. Remarque

Pour calculer les coefficients  $A_{s_k}$ ,  $B_{s_k}$ ,  $A_{sr_k}$ ,  $A_{sr_k}$ ,  $A_{r_k}$  et  $B_{r_k}$ , on recourt toujours respectivement aux relations (I.74), (I.76) et (I.78), dans lesquelles on reporte des coefficients de Fourier  $\Lambda_k$  donnés par la relation (I.90).

### I.3.3.7. Excentration mixte



**Figure I.16.** Excentration mixte dans une machine asynchrone

En cas d'excentration mixte, le rotor tourne autour de sa trace  $O_r$  qui tourne à son tour autour d'un point  $O_c$  différent du centre  $O_s$  du stator. Cette situation est représentée par la figure (I.16), ce qui signifie qu'elle est la superposition d'une excentration statique et d'une excentration dynamique. De cette remarque, on tire qu'il existe deux degrés d'excentration.

Le degré de l'excentration statique associée est défini par :

$$\varepsilon_s = \frac{O_s O_c}{e_o} \quad (\text{I.94})$$

tandis que le degré de l'excentration dynamique associée vaut :

$$\varepsilon_d = \frac{O_c O_r}{e_o} \quad (\text{I.95})$$

### I.3.3.7.1. Relation entre les positions mesurées entre le stator et le rotor

La relation (I.46) étant encore valable en excentration mixte, soit  $H'$  la projection orthogonale de  $O_r$  sur l'axe de la première phase du stator (voir la figure I.16), alors :

$$O_r H = O_s O_r \sin[\phi_s - (\overrightarrow{O_s H'}, \overrightarrow{O_s O_r})] \quad (\text{I.96})$$

Soit  $\Theta$  l'angle entre l'axe de la phase du stator et la droite  $(O_s, O_r)$  :

$$\Theta = (\overrightarrow{O_s H'}, \overrightarrow{O_s O_r}) \quad (\text{I.97})$$

En considérant le triangle  $(O_s, H', O_r)$ , on peut expliciter  $\Theta$  :

$$\tan \Theta = \frac{O_r H'}{O_s H'} = \frac{O_s O_c \sin \delta_o + O_c O_r \sin \gamma_m}{O_s O_c \cos \delta_o + O_c O_r \cos \gamma_m} \quad (\text{I.98})$$

$\gamma_m$  désigne la position angulaire instantanée de la droite  $(O_c O_r)$  mesurée dans le repère lié au stator. Soit  $\beta_o$  l'écart entre la position du rotor et celle de la droite  $(O_c O_r)$  (figure I.16).  $\beta_o$  dépend de la position initiale du rotor avant chaque démarrage. Pendant que le rotor tourne,  $\beta_o$  demeure constant puisque le rotor est régi par un même champ tournant. Quand la machine s'arrête,  $\beta_o$  prend une nouvelle valeur.

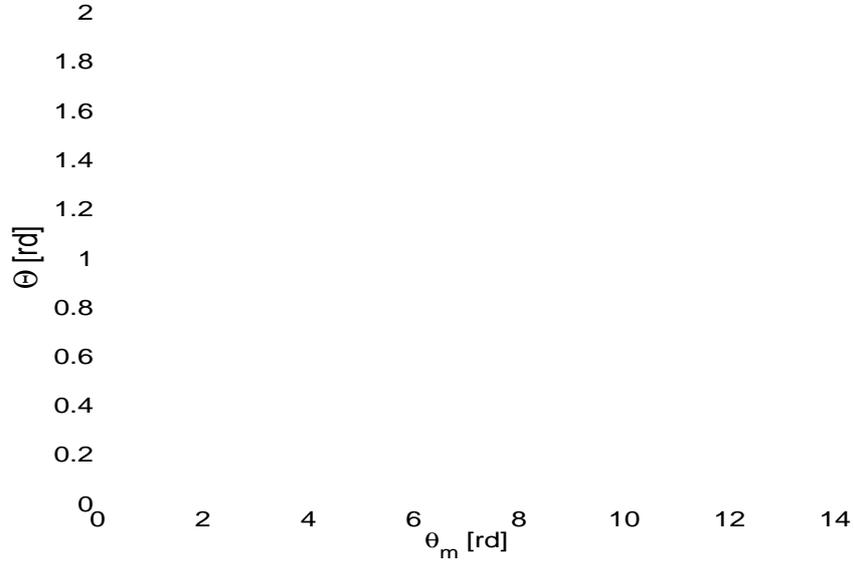
Soit  $\delta_o$  la position angulaire de la direction  $(O_s O_c)$ . Dans la plupart des cas, les auteurs supposent toujours que  $\delta_o = \beta_o = 0$  alors qu'il ne s'agit qu'un cas particulier. En réalité :

$$\theta_m - \gamma_m = C^{te} = \beta_o \quad (\text{I.99})$$

Certains auteurs comme Dorrell et Nandi [32–36], [74–77] supposent que  $\beta_o = 0$ , ce qui n'est qu'un cas particulier. Il s'ensuit que :

$$\Theta = \arctan \left[ \frac{\varepsilon_s \sin \delta_o + \varepsilon_d \sin (\theta_m - \beta_o)}{\varepsilon_s \cos \delta_o + \varepsilon_d \cos (\theta_m - \beta_o)} \right] \quad (\text{I.100})$$

D'après la figure (I.17) illustrant sa variation, elle est périodique de période  $2\pi$ .



**Figure I.17.** Variation de l'angle  $\Theta$  en fonction de la position du rotor pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ ,  $\delta_o = 30^\circ$  et  $\beta_o = 45^\circ$ .

En considérant une nouvelle le même triangle ( $O_s, H', O_r$ ) :

$$O_s O_r = \sqrt{O_s H'^2 + H' O_r^2} \quad (\text{I.101})$$

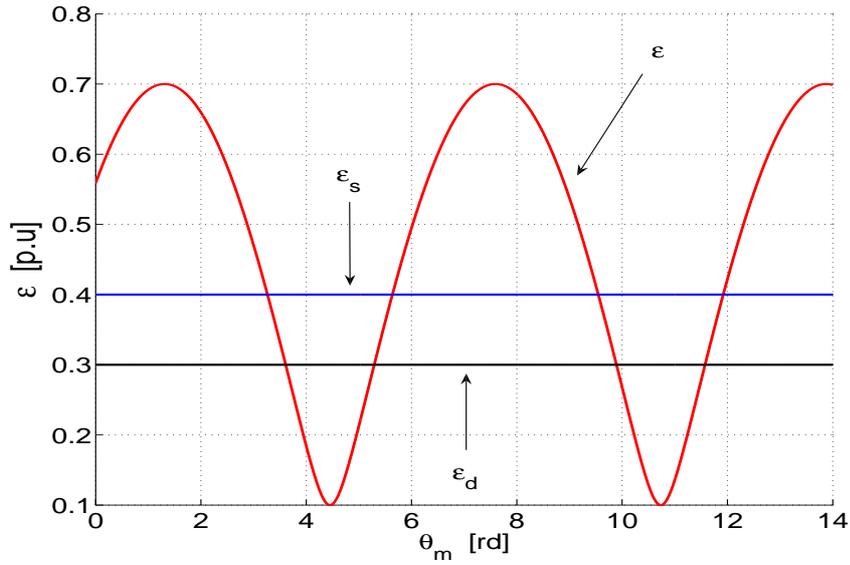
soit :

$$O_s O_r = e_o \sqrt{\varepsilon_s^2 + \varepsilon_d^2 + 2\varepsilon_s \varepsilon_d \cos (\theta_m - \delta_o - \beta_o)} = \varepsilon e_o \quad (\text{I.102})$$

La quantité :

$$\varepsilon = \sqrt{\varepsilon_s^2 + \varepsilon_d^2 + 2\varepsilon_s \varepsilon_d \cos (\theta_m - \delta_o - \beta_o)} \quad (\text{I.103})$$

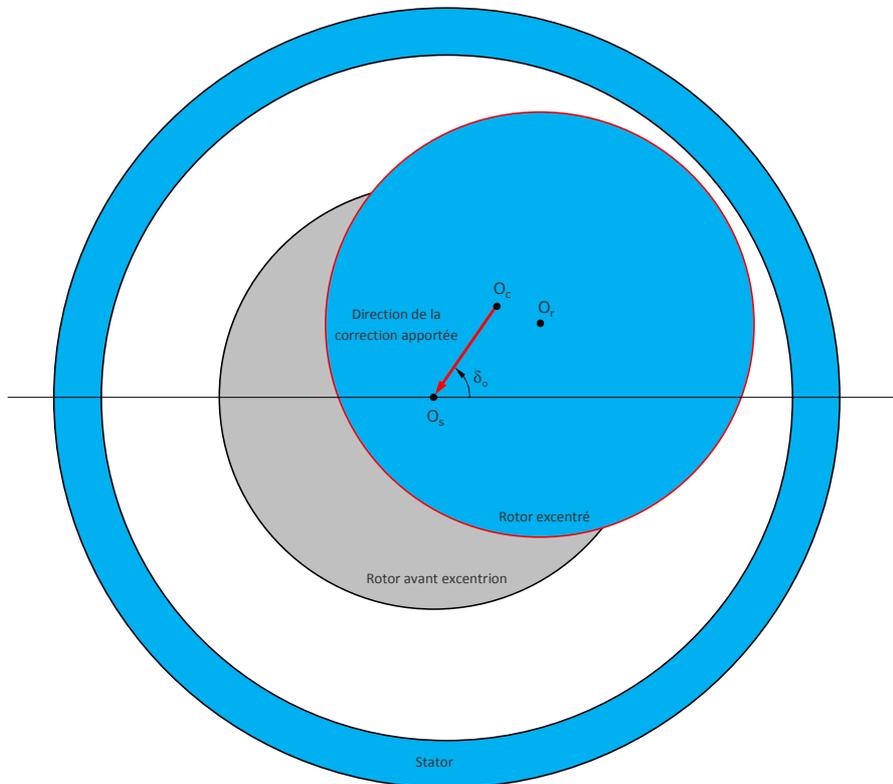
apparaît comme le *degré global* de la superposition d'une excentration statique et d'une excentration dynamique. Contrairement aux degrés d'excentrations statique et dynamique,  $\varepsilon$  dépend d'une manière périodique de la position. On constate que  $\varepsilon_{min} = |\varepsilon_d - \varepsilon_s|$  tandis que  $\varepsilon_{max} = |\varepsilon_d + \varepsilon_s|$  (voir la figure I.18).



**Figure I.18.** Variation du degré d'excentration  $\varepsilon$  en fonction de la position mécanique du rotor  $\theta_m$  pour  $\varepsilon_s = 0, 4$ ,  $\varepsilon_d = 0, 3$ ,  $\delta_o = 30^\circ$  et  $\beta_o = 45^\circ$ .

Finalement :

$$O_r H = \varepsilon e_o \sin(\phi_s - \Theta) \tag{I.104}$$



**Figure I.19.** Direction de la correction à apporter lors de la maintenance pour supprimer l'excentration statique.

Ceci qui montre encore que :

$$O_r H \ll O_r P \quad (\text{I.105})$$

Par conséquent, la quasi-égalité (I.49) demeure vraie dans le cas d'une excentration mixte. Rappelons qu'elle est indispensable pour effectuer le calcul des inductances mutuelles entre le stator et le rotor et les inductances rotoriques de la machine.

L'axe de l'excentration peut prendre une valeur  $\delta_o$  tout à fait aléatoire suivant la cause de l'excentration statique associée. Pour réparer une grosse machine excentrée, la connaissance de  $\varepsilon_s$  et de  $\varepsilon_d$  n'est pas suffisante. La connaissance de l'angle  $\delta_o$  est très indispensable, surtout pour les grosses machines. En effet, cet angle donne la direction de la correction à apporter [8] (cf. figure I.19).

### I.3.3.7.2. Approximation de la fonction perméance

L'objectif de ce paragraphe est de montrer que les méthodes de calcul de la fonction perméance et les résultats obtenus dans les cas des excentrations statique et dynamique peuvent se généraliser à l'excentration mixte.

#### I.3.3.7.2.1. Première approximation : utilisation des polynômes de Legendre

En tenant compte de la relation (I.108) et en adoptant la même approche géométrique qu'aux paragraphes I.3.3.5.2.1 et I.3.3.6.2.1, on vérifie que la fonction d'entrefer se généralise par :

$$e(\phi_s) = e_o \sqrt{1 - 2\varepsilon \cos(\phi_s - \Theta) + \varepsilon^2} \quad (\text{I.106})$$

La fonction perméance est donc :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \frac{1}{\sqrt{1 - 2\varepsilon \cos(\phi_s - \Theta) + \varepsilon^2}} \quad (\text{I.107})$$

Les approximations (I.58) et (I.59) [5] restent une nouvelle fois valables en excentration mixte. Il suffit de remplacer  $\varepsilon_s$  par  $\varepsilon$  dans chaque coefficient de Fourier  $\lambda_k$ . Comme  $\varepsilon$  varie avec la position du rotor, les coefficients de Fourier  $\lambda_k$  dépendent également du temps.

I.3.3.7.2.2. *Deuxième possibilité d'approximation*

Les étapes à suivre restent les mêmes que celles du paragraphe I.3.3.5.2.2, le changement apparaît sur l'angle  $(\overrightarrow{O_s O_r}, \overrightarrow{O_s \dot{P}})$ . En remarquant que :

$$(\overrightarrow{O_s O_r}, \overrightarrow{O_s \dot{P}}) = \phi_s - \Theta \tag{I.108}$$

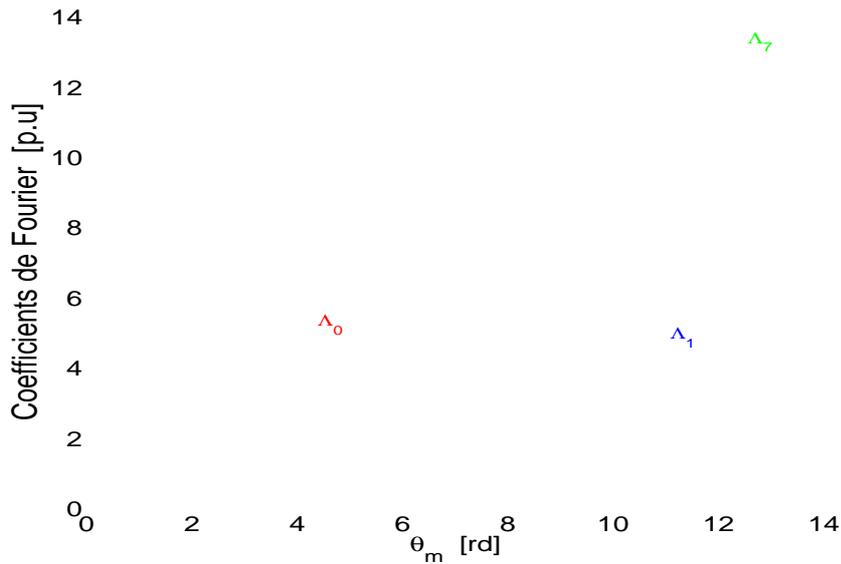
et en tenant compte de la relation (I.102), on arrive à l'expression de la fonction d'entrefer :

$$e(\phi_s) = r - \varepsilon e_o - \sqrt{r'^2 - \varepsilon^2 e_o^2 \sin^2(\phi_s - \Theta)} \tag{I.109}$$

La fonction perméance vaut alors :

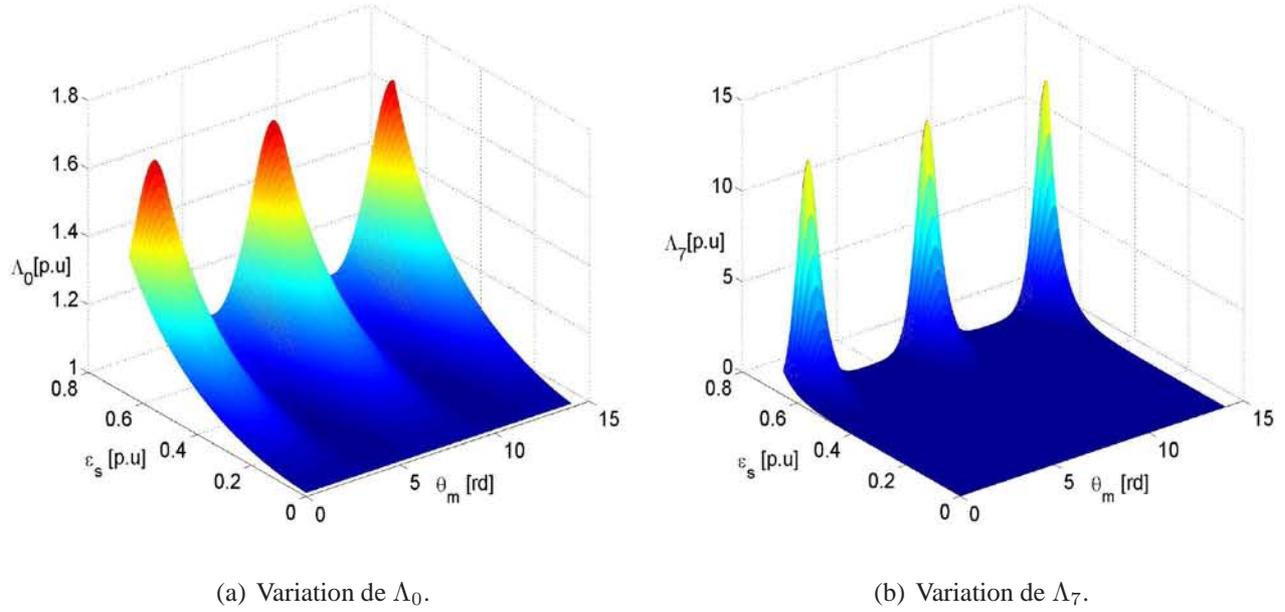
$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{r - \varepsilon e_o - \sqrt{r'^2 - \varepsilon^2 e_o^2 \sin^2(\phi_s - \Theta)}} \tag{I.110}$$

I.3.3.7.2.3. *Troisième approximation : expression usuelle*



**Figure I.20.** Variation des coefficients de Fourier en fonction de la position du rotor pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,4$ .  $\Lambda_0$  en rouge,  $\Lambda_1$  en bleu,  $\Lambda_2, \dots, \Lambda_6$  en noir;  $\Lambda_7$  en vert.

En suivant les mêmes démarches géométriques qu'en excentrations statique et dynamique et en tenant



**Figure I.21.** Variation de  $\Lambda_0$  et  $\Lambda_7$  pour  $0 \leq \varepsilon_s \leq 0,65$ ,  $\varepsilon_d = 0,15$ .

compte de l'identité angulaire (I.108), on vérifie que la fonction d'entrefer s'écrit :

$$e(\phi_s) = e_o[1 - \varepsilon \cos(\phi_s - \Theta)] \quad (\text{I.111})$$

En regroupant les excentrations statique et dynamique, la fonction perméance devient :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \frac{1}{1 - \varepsilon \cos(\phi_s - \Theta)} \quad (\text{I.112})$$

Le développement en série de Fourier s'écrit comme suit :

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_o} \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[k(\phi_s - \Theta)] \quad (\text{I.113})$$

dont les coefficients approchés au sens des paragraphes I.3.3.5.2.3 et I.3.3.6.2.3 sont :

$$\begin{cases} \Lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} \\ \Lambda_k = 2\Lambda_0 \left( \frac{\varepsilon}{1+\sqrt{1-\varepsilon^2}} \right)^k, \quad k = 1, 2, \dots, \in N \end{cases} \quad (\text{I.114})$$

La figure I.20 montre les variations des coefficients  $\Lambda_k$  pour  $k = 0, 1, \dots, 7$  et  $\varepsilon_s = 0,4$  et  $\varepsilon_d = 0,4$ . Comme  $\varepsilon$  varie suivant la position du rotor, les coefficients  $\Lambda_k$  varient aussi. Ils sont aussi périodiques

comme  $\varepsilon$  (cf. figure I.18). On note que plus le rang  $k$  croît, plus le pic de chacun des coefficients  $\Lambda_k$  croît lui aussi.

La figure I.21 montre les variations spatiales des coefficients  $\Lambda_0$  et  $\Lambda_7$  en prenant comme variables le degré d'excentration statique  $\varepsilon_s$  et la position du rotor  $\theta_m$ . Les résultats sont donnés pour  $\varepsilon_d = 0, 15$ . On note que plus  $\varepsilon_s$  augmente, plus les valeurs maximales de  $\Lambda_0$  et  $\Lambda_7$  sont élevées. Les courbes sur la figure I.20 et les surfaces sur la figure I.21 généralisent ce qui est vu sur le cas de l'excentration statique représentée par la figure I.13.

Comme on le voit sur la figure I.20, les coefficients  $\Lambda_k$  ( $k \geq 3$ ) ne sont pas négligeables. Se limiter au deuxième ordre du développement en série de Fourier ne se justifie donc pas.

### I.3.3.7.3. Remarque

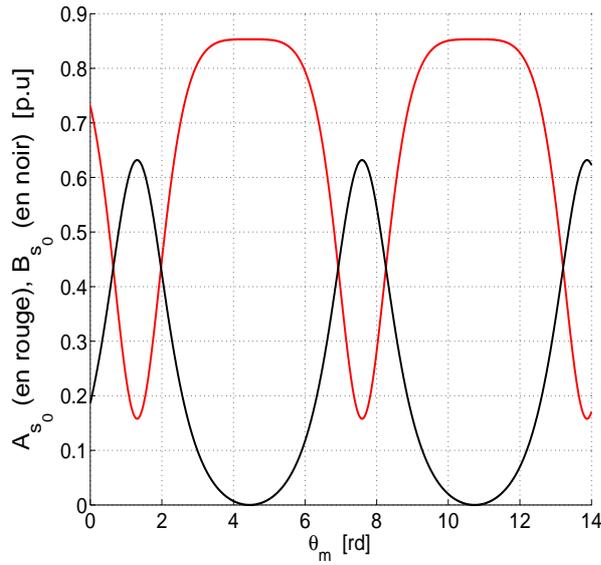
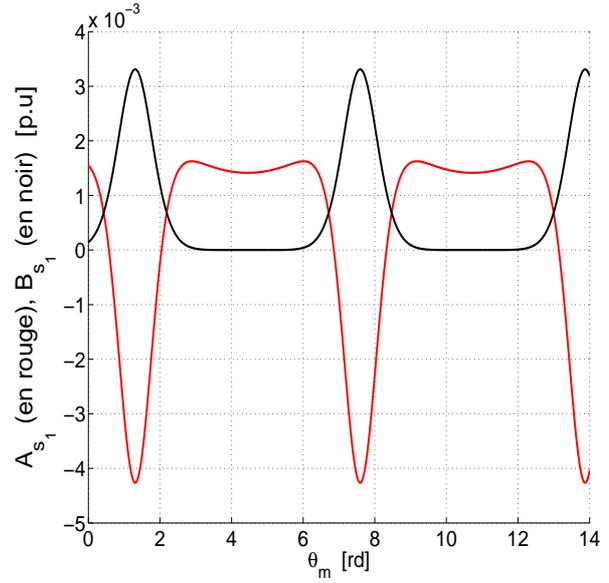
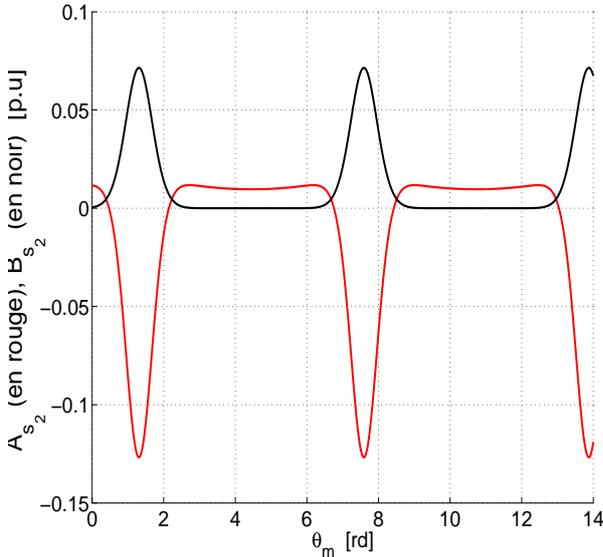
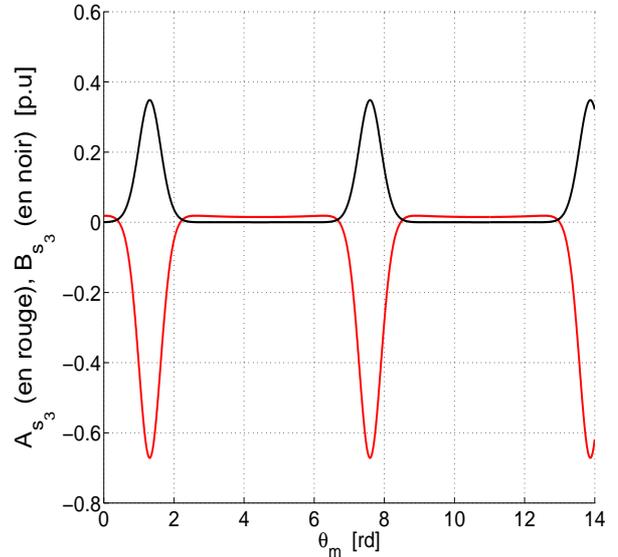
Pour chaque type d'excentration, nous avons présenté trois méthodes formes de la fonction perméance. Elles sont obtenues après des analyses géométriques. Ces expressions présenteraient des écarts nettement faibles entre elles pour une large gamme du degré d'excentration. Néanmoins, la troisième forme de la fonction fait intervenir moins de paramètres. Dans la suite du travail, il est donc naturel de choisir la troisième approximation qui est la plus simple, et qui est par ailleurs admise par de nombreux auteurs.

### I.3.3.7.4. Inductances statoriques

Les calculs des inductances statoriques se font comme dans les cas d'excentrations statique et dynamique ; ce qui conduit à l'expression suivante :

$$L_{s_{ij}} = L_{s_0} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} A_{s_k} \cos [(2k+1)(\varphi_{s_i} - \varphi_{s_j})] + \sum_{k=0}^{+\infty} B_{s_k} \cos [(2k+1)p(2\Theta + \varphi_{s_i} + \varphi_{s_j})] \right\} \quad (\text{I.115})$$

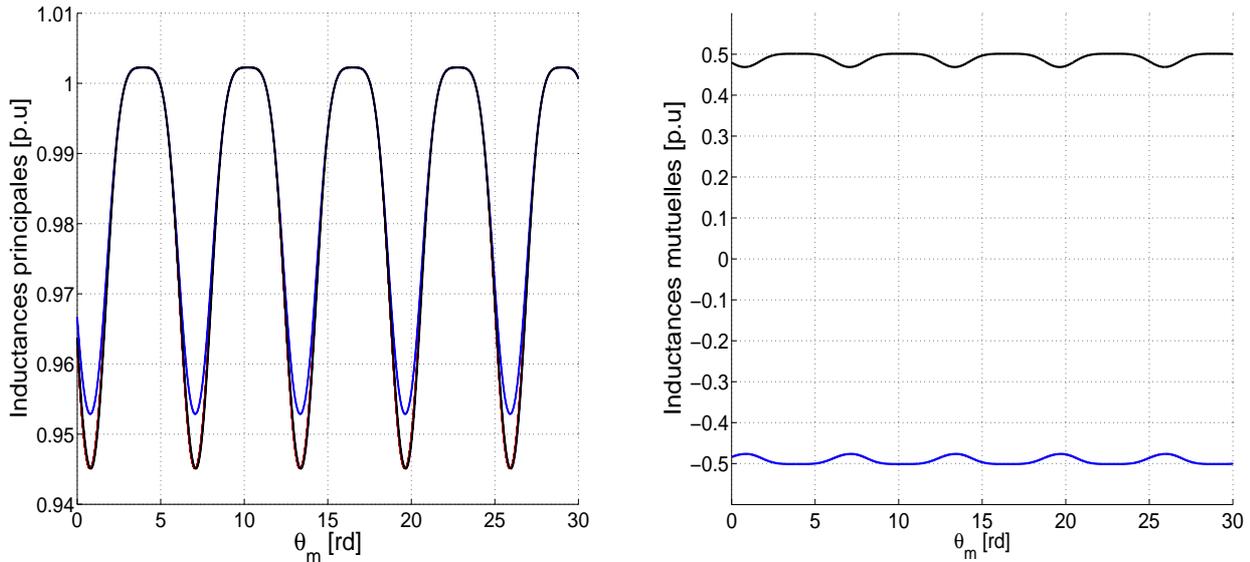
Les coefficients des harmoniques d'inductances  $A_{s_k}$  et  $B_{s_k}$  des harmoniques de bobinage et de l'excentration sont encore formellement donnés par la relation (I.74) : il suffit de remplacer  $\varepsilon_s$  par  $\varepsilon$ . Mais contrairement aux excentrations statique et dynamique,  $A_{s_k}$  et  $B_{s_k}$  sont dans le cas présent des fonctions périodiques de la position instantanée du rotor  $\theta_m$  puisque  $\varepsilon$  l'est aussi. Sur la figure I.22, en prenant un coefficient de raccourcissement de 5/6 pour le bobinage statorique, on a tracé les variations de quelques coefficients des inductances correspondant aux cas quasi-extrêmes  $\varepsilon_s = 0, 4$ ,  $\varepsilon_d = 0, 4$ . Le fondamental  $A_{s_0}$  d'inductance oscille entre 0,2 et 0,9. Quant au premier harmonique d'inductance  $B_{s_0}$  dû à l'excentration, on constate qu'il atteint une valeur maximale voisine de 0,65 avant de redescendre à 0 à chaque

(a)  $A_{s_0}$  en rouge et  $B_{s_0}$  en noir.(b)  $A_{s_1}$  en rouge et  $B_{s_1}$  en noir.(c)  $A_{s_2}$  en rouge et  $B_{s_2}$  en noir.(d)  $A_{s_3}$  en rouge et  $B_{s_3}$  en noir.

**Figure I.22.** Variations des coefficients des harmoniques des inductances  $A_{s_k}$  et  $B_{s_k}$  pour  $k = 0, 1, 2, 3$ , avec  $0 \leq \varepsilon_s \leq 0,8$ .

période. Comme on peut le voir sur la figure I.22(b), les harmoniques de rang 3 d'inductances sont pratiquement négligeables. Par contre, les coefficients liés respectivement aux harmoniques de rangs 5 et 7 d'inductances sont assez significatifs (figures I.22(c) et I.22(d)) ; ces harmoniques introduiront des ondulations supplémentaires dans le couple de la machine. Nous signalons aussi que les variations des harmoniques  $A_{s_k}$  et de  $B_{s_k}$  ne font qu'aggraver ces ondulations comme on le verra plus loin. En effet, les  $A_{s_k}$  dépendent fortement du bobinage et un peu de l'excentration tandis que  $B_{s_k}$  dépendent fortement de l'excentration mais peu du bobinage.

Sur la figure I.23, nous avons tracé quelques inductances principales statoriques  $L_{s11}$ ,  $L_{s22}$ ,  $L_{s33}$  ainsi que les inductances mutuelles  $L_{s12}$ ,  $L_{s23}$  et  $L_{s14}$ . Il est à noter que le défaut introduit des ondulations sur ces inductances. On voit également, à titre d'exemple, que les inductances principales  $L_{s11}$ ,  $L_{s22}$ ,  $L_{s33}$  ne sont pas égales. Les phases ont donc des comportements différents. En effet, l'excentration statique introduit une saillance dissymétrique. Aussi, les six phases statoriques ne *voient* pas le rotor de la même manière. L'excentration fait par conséquent naître un déséquilibre au niveau des circuits statoriques.



(a) Inductances principales du premier étoile  $L_{s11}$  en rouge,  $L_{s22}$  en bleu,  $L_{s33}$  en noir. (b) Inductances mutuelles statoriques.  $L_{s12}$  en rouge,  $L_{s23}$  en bleu et  $L_{s14}$  en noir.

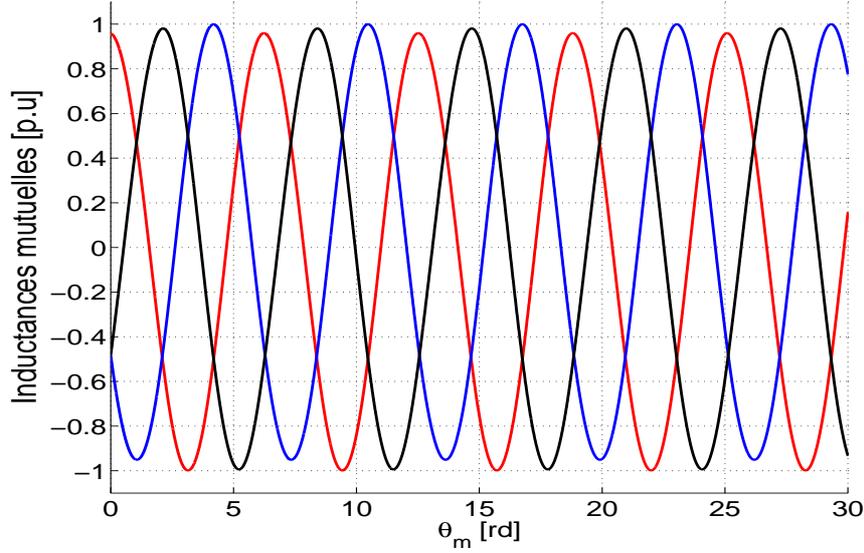
**Figure I.23.** Inductances statoriques de la machine double-étoile en p.u. pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

### I.3.3.7.5. Inductances mutuelles entre le stator et le rotor

Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques se déterminent encore de la même manière qu'en excentrations statique et dynamique.

$$L_{s_i r_j} = M_{sr0} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} A_{srk} \cos [(2k+1)(p\theta_m + \varphi_{s_i} - \varphi_{r_j})] + \sum_{k=0}^{+\infty} B_{srk} \cos [(2k+1)(2p\Theta - p\theta_m + \varphi_{s_i} + \varphi_{r_j})] \right\} \quad (\text{I.116})$$

La figure I.24 représente les allures de ces inductances mutuelles  $L_{s1r1}$ ,  $L_{s1r2}$  et  $L_{s1r3}$ . Elles n'ont plus une même valeur maximale contrairement au cas d'une machine parfaitement symétrique (voir



**Figure I.24.** Inductances mutuelles entre le stator et le rotor de la machine double-étoile en p.u. pour  $\varepsilon_s = 0, 4$ ,  $\varepsilon_d = 0, 3$ .  $L_{s_1r_1}$  en rouge,  $L_{s_1r_2}$  en bleu et  $L_{s_1r_3}$  en noir.

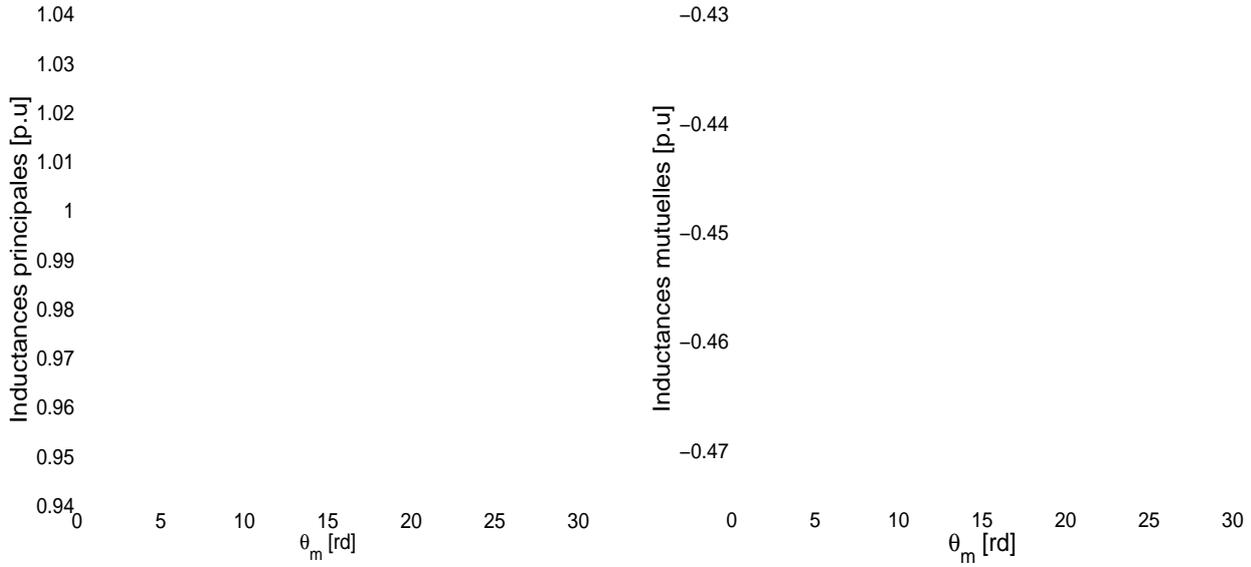
figure I.4) puisque l'excentration statique rend irrégulière la saillance introduite par le défaut. Les six phases statoriques *ne voient pas* une phase rotorique d'une manière identique.

#### I.3.3.7.6. Inductances rotoriques

On les calcule encore comme en excentrations statique et dynamique :

$$L_{r_{ij}} = L_{r_0} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} A_{r_k} \cos [2(k+1)(\varphi_{r_i} - \varphi_{r_j})] + \sum_{k=0}^{+\infty} B_{r_k} \cos \{ (2k+1)[2p(\Theta - \theta_m) + \varphi_{r_i} + \varphi_{r_j}] \} \right\} \quad (\text{I.117})$$

Les allures des ces inductances sont données sur la figure I.25. On note encore que les inductances principales ne sont pas égales à cause de la raison évoquée précédemment.



(a) Inductances principales rotoriques  $L_{r11}$  en rouge,  $L_{r22}$  en bleu,  $L_{r33}$  en noir. (b) Inductances mutuelles rotoriques.  $L_{r12}$  en rouge,  $L_{r13}$  en bleu,  $L_{r23}$  en noir.

**Figure I.25.** Inductances rotoriques de la machine double-étoile en p.u. pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

### I.3.3.7.7. Caractérisation du premier groupe de signatures de défaut dans le courant statorique

A partir des inductances statoriques données par la relation (I.115), nous allons caractériser analytiquement les fréquences des harmoniques du courant statorique associées à l'excentration du rotor. Les fréquences servent d'outil de détection du défaut et de surveillance permanente de son évolution.

La relation donnant l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques arbitraires  $i$  et  $j$  (I.115) contient le terme suivant :

$$L_{s_{ij_1}} = L_{s_0} B_{s_k} \cos [(2k + 1)p(2\Theta + \varphi_{s_i} + \varphi_{s_j})] \quad (\text{I.118})$$

Dans le but d'isoler les fréquences de défaut, nous notons que le terme  $L_{s_{ij_1}}$  contient celui qui suit :

$$L'_{s_{ij}} = L_{s_0} B_{s_k} \cos \Theta \cos [[2(2k + 1)p - 1]\Theta + (2k + 1)(\varphi_{s_i} + \varphi_{s_j})] = L_{s_0} B_{s_k} \cos \Theta f_{s_{ij}}(\Theta) \quad (\text{I.119})$$

Or, en régime permanent :

$$\theta_m = \frac{(1 - g)}{p} \omega_s t \quad (\text{I.120})$$

$g$  représente le glissement,  $f_s$  est la fréquence du fondamental de l'alimentation,  $\omega_s = 2\pi f_s$  indique la pulsation du fondamental de l'alimentation. Moyennant des considérations géométriques tirées de la figure I.16, on peut expliciter  $\cos \Theta$  de la manière suivante :

$$\cos \Theta = \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon} \cos \delta_o + \frac{\varepsilon_d}{\varepsilon} \cos \left[ \frac{(1-g)}{p} \omega_s t - \beta_o \right] \quad (\text{I.121})$$

Dans ce paragraphe, nous supposons que la machine est alimentée par des courants équilibrés, ce qui n'est pas tout à fait vrai comme on l'a vu au paragraphe I.3.3.7.4, mais le déséquilibre n'a pas d'influence sur les fréquences de défaut calculées ci-après.

Le courant d'une phase  $j^{\text{ième}}$  du stator prend donc la forme suivante :

$$i_{s_j}(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_{s_h} \cos[h(\omega_s t + \varphi_{s_j} + \phi_{s_o})] \quad h = 6m \pm 1 \quad m \in \mathbb{N} \quad (\text{I.122})$$

$\phi_{s_o}$  est un angle constant. Par conséquent, en considérant par exemple le terme de l'inductance donnée par l'expression (I.119), le flux induit par la  $j^{\text{ième}}$  phase du stator dans la  $j^{\text{ième}}$  inclut le terme ci-après :

$$\psi'_{s_{ij}} = L_{s_0} B_{s_k} f_{s_{ij}}(\Theta) \left\{ \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon} \cos \delta_o \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_h \cos(h\omega_s t + \varphi_{s_j} + h\phi_{s_o}) + \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_d}{\varepsilon} \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_h \cos \left[ \left( h + \frac{1-g}{p} \right) \omega_s t + \xi_{s_j} \right] + \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_d}{\varepsilon} \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_h \cos \left[ \left( h - \frac{1-g}{p} \right) \omega_s t + \xi'_{s_j} \right] \right\} \quad (\text{I.123})$$

où  $\xi_{s_j}$  et  $\xi'_{s_j}$  sont des angles dépendant de  $\varphi_{s_j}$ ,  $\phi_{s_o}$  et de  $\beta_o$ . En conséquence, la variation de ce flux induit la f.é.m suivante :

$$E'_{s_{ij}} = L_{s_0} B_{s_k} f_{s_{ij}}(\Theta) \left\{ \omega_s \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon} \cos \delta_o \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} h I_h \sin(h\omega_s t + \varphi_{s_j} + h\phi_o) + \frac{1}{2} \omega_s \frac{\varepsilon_d}{\varepsilon} \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} \left( h + \frac{1-g}{p} \right) I_h \sin \left[ \left( h + \frac{1-g}{p} \right) \omega_s t + \xi_{s_j} \right] + \frac{1}{2} \omega_s \frac{\varepsilon_d}{\varepsilon} \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} \left( h - \frac{1-g}{p} \right) I_h \sin \left[ \left( h - \frac{1-g}{p} \right) \omega_s t + \xi'_{s_j} \right] \right\} \quad (\text{I.124})$$

Cette expression de la f.é.m induite  $E'_{s_{ij}}$  montre clairement que les harmoniques de courant de fréquences  $\left[ h + \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] f_s$  et  $\left[ h - \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] f_s$  apparaissent dans chacune des phases statoriques.

Explicitement, ces harmoniques de défaut du courant statorique s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{cases} i_{s_h}(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_{s_h} \cos \left\{ \left[ h + \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] \omega_s t + \vartheta_{sh} \right\} \\ i'_{s_h}(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_{s_h} \cos \left\{ \left[ h - \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] \omega_s t + \vartheta'_{sh} \right\} \end{cases} \quad h = 6m \pm 1 \quad m \in \mathbb{N} \quad (\text{I.125})$$

Ces nouveaux harmoniques interagissent à leur tour avec le même terme (I.118) de l'inductance pour créer les fréquences  $\left[ h + 2 \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] f_s$  et  $\left[ h - 2 \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] f_s$ .

Par récurrence, on démontre que l'excentration mixte donne naissance à des harmoniques de fréquences :

$$f_{s_{ecc_h1}} = \left[ h \pm k \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] f_s = h f_s \pm k f_r \quad h = 6m \pm 1, k \in \mathbb{N} \quad (\text{I.126})$$

dans les courants statoriques.  $f_r = \left( \frac{1-g}{p} \right) f_s$  est la fréquence de rotation du rotor.

Cette relation montre une similarité entre les machines double-étoile et triphasée en terme de fréquence de défaut. Cependant, il y a une différence entre les amplitudes des harmoniques de défaut dans les deux cas puisque les deux types de moteur n'ont pas le même nombre de circuits couplés. *A priori*, les harmoniques d'excentration sont plus faciles à détecter dans une machine double-étoile puisqu'elle a plus de circuits couplés qui induisent autant de f.é.m induites liées au défaut, ce qui augmente l'amplitude de chacun des harmoniques de défaut [8].

L'analyse analytique que nous venons de voir montre également que tout harmonique temporel du courant statorique interagit avec l'harmonique d'inductance provenant de l'excentration donné par la relation (I.118).

Les relations (I.119), (I.121) et (I.124) précisent aussi que l'excentration dynamique associée est la principale origine de ces harmoniques. La présence d'une excentration statique amplifie les amplitudes des harmoniques de défaut.

### I.3.3.7.8. Caractérisation du premier groupe de signatures de défaut dans le courant rotorique

En vertu de la loi l'induction électromagnétique entre des circuits couplés, des harmoniques liés à l'excentration apparaissent également au niveau du courant rotorique. Évidemment, ces harmoniques ne sont pas directement accessibles pour une utilisation de surveillance permanente de l'état de la machine. Il existe cependant un algorithme de commande de la machine dont on peut profiter pour détecter ces

harmoniques d'excentration dans le courant rotorique. L'objectif de ce paragraphe est de caractériser les fréquences de ces harmoniques de défaut contenus dans le courant rotorique.

Considérant l'expression (I.117) de l'inductance de la  $j^{\text{ième}}$  phase rotorique, on vérifie qu'elle contient le terme :

$$L_{r_{ij_1}} = L_{r_0} \cos \left\{ (2k+1)[2p(\Theta - \theta_m) + \varphi_{r_i} + \varphi_{r_j}] \right\} \quad (\text{I.127})$$

Le terme  $L_{r_{ij_1}}$  contient le suivant :

$$L'_{r_{ij}} = L_{r_0} B_{r_k} \sin \Theta f_{r_{ij}}(\Theta) \quad (\text{I.128})$$

D'après la figure I.16, on peut expliciter  $\sin \Theta$  comme suit :

$$\sin \Theta = \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon} \sin \delta_o + \frac{\varepsilon_d}{\varepsilon} \sin \left[ \frac{(1-g)}{p} \omega_s t - \beta_o \right] \quad (\text{I.129})$$

Nous savons que l'expression générale du courant de la  $j^{\text{ième}}$  phase est :

$$i_{r_j}(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_{r_h} \cos \left\{ [h + (g-1)] \omega_s t + h(\varphi_{r_i} + \phi_{r_o}) \right\} \quad h = 6m \pm 1 \quad m \in \mathbb{N} \quad (\text{I.130})$$

$\phi_{r_o}$  est un angle constant.

En calculant le flux mutuel  $\psi'_{r_{ij}} = L'_{r_{ij}} \cdot i_{r_j}(t)$  et en le dérivant, on vérifie que la f.é.m induite  $E'_{r_{ij}}$  correspondante est :

$$\begin{aligned} E'_{r_{ij}} = L_{r_0} B_{r_k} f_{r_{ij}}(\Theta) & \left\{ \omega_s \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon} \sin \delta_o \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} h I_h \sin \left\{ [h + (g-1)] \omega_s t + \varphi_{r_j} + h \phi_{r_o} \right\} \right. \\ & - \frac{1}{2} \omega_s \frac{\varepsilon_d}{\varepsilon} \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} \left[ h + (g-1) + \frac{1-g}{p} \right] I_h \sin \left\{ \left[ h + (g-1) + \frac{1-g}{p} \right] \omega_s t + \xi_{r_j} \right\} \\ & \left. - \frac{1}{2} \omega_s \frac{\varepsilon_d}{\varepsilon} \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} \left[ h + (g-1) - \frac{1-g}{p} \right] I_h \sin \left\{ \left[ h + (g-1) - \frac{1-g}{p} \right] \omega_s t + \xi'_{r_j} \right\} \right\} \quad (\text{I.131}) \end{aligned}$$

où  $\xi_{r_j}$  et  $\xi'_{r_j}$  sont des angles dépendant de l'angle de phase  $\varphi_{r_j}$ , de l'angle constant  $\phi_{r_o}$  et de l'angle  $\beta_o$  entre la droite  $(O_c, O_r)$  et l'axe de la première phase du rotor.

Cette expression de la f.é.m induite  $E'_{rij}$  indique que les harmoniques de courant de fréquences  $\left[ h + g - 1 + \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] f_s$  et  $\left[ h + g - 1 - \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] f_s$  apparaissent dans chacune des phases rotoriques.

Alors, explicitement, ces harmoniques de défaut du courant rotorique ont pour forme :

$$\begin{cases} i_{rh}(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_{sh} \cos \left\{ \left[ h + g - 1 + \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] \omega_s t + \vartheta_{rh} \right\} \\ i'_{rh}(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_{sh} \cos \left\{ \left[ h + g - 1 - \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] \omega_s t + \vartheta'_{rh} \right\} \end{cases} \quad h = 6m \pm 1 \quad m \in \mathbb{N} \quad (\text{I.132})$$

En remplaçant le courant I.130 par celui donné par I.132 et en calculant la f.é.m induite  $E'_{rhij}$  due à son interaction avec I.128, on voit que les fréquences  $\left[ h + g - 1 + 2 \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] f_s$  et  $\left[ h + g - 1 - 2 \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] f_s$  apparaissent dans le courant rotorique.

Par récurrence, nous pouvons généraliser que le premier groupe de fréquences d'excentration contenues dans une phase rotorique comme suit :

$$f_{recc_{h_1}} = \left[ h + g - 1 \pm k \left( \frac{1-g}{p} \right) \right] f_s \quad h = 6m \pm 1, k \in \mathbb{N} \quad (\text{I.133})$$

Si l'on compare les fréquences d'excentration dans le courant rotorique données par la relation (I.133) à celles du courant statorique données par la relation (I.126), on constate la présence du terme supplémentaire  $(g-1)f_s$  dans la fréquence du courant rotorique à cause du phénomène de glissement. Ainsi, nous utiliserons pour les machines encochées cette propriété qui reste vraie.

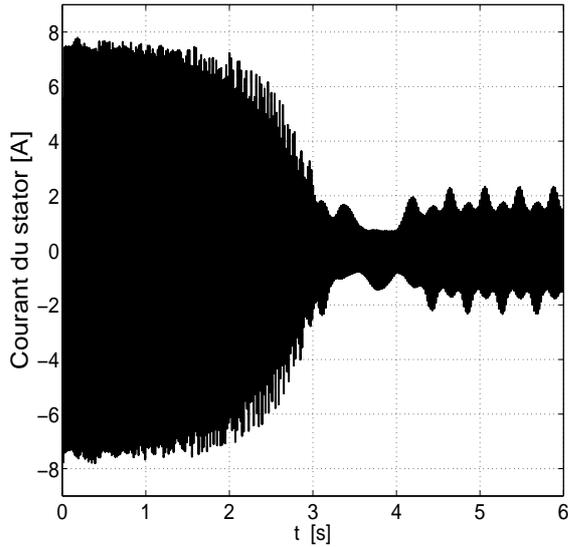
### I.3.3.7.9. Analyse par simulation

Maintenant, nous allons tester par simulation la validité du modèle et de la prédiction des harmoniques d'excentration, établies dans le paragraphe précédent. On introduit dans la machine une excentration caractérisée par  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$  et en l'alimentant à tension nominale et à fréquence nominale.

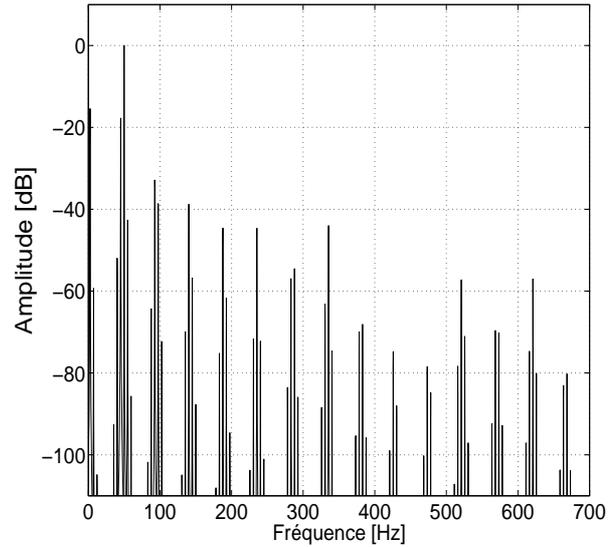
A  $t = 4$  s où la phase transitoire est achevée, on charge la machine à 13% du couple nominal. La machine tourne alors à une vitesse de 2854 tours/min, ce qui correspond à un glissement  $g = 0,0485$ .

La connaissance du glissement et de la fréquence d'alimentation permet de calculer les fréquences de défaut dans le courants statorique grâce à la relation (I.126).

La figure I.30(b) donne le spectre normalisé du courant statorique. Dans un souci de clarification, nous avons subdivisé en deux figures I.30(a) et I.30(b) le spectre du courant statorique. Sur le tableau I.1, en

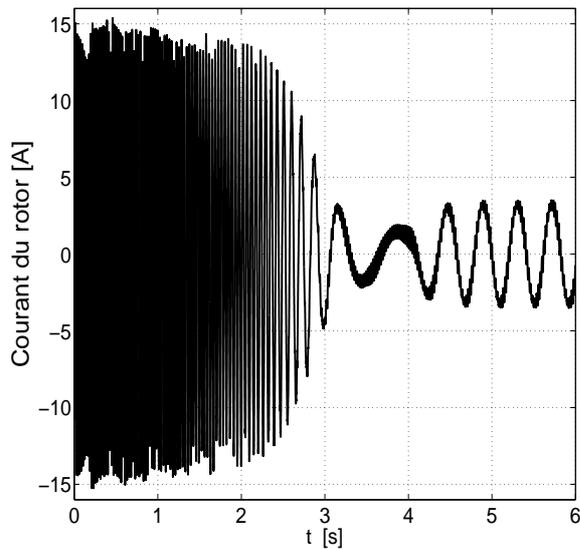


(a) Courant statorique au démarrage.

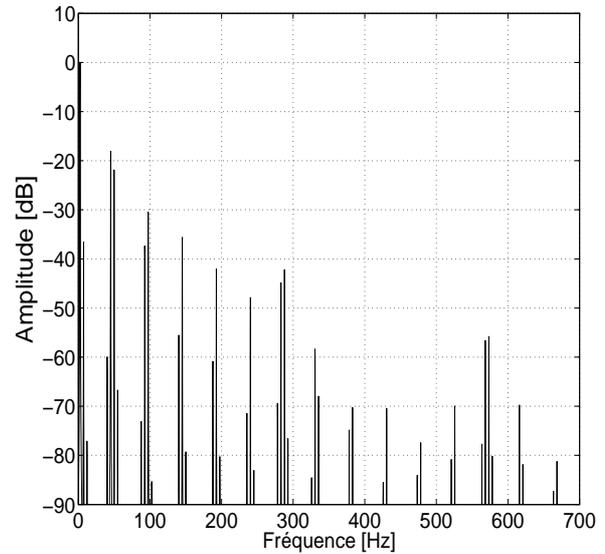


(b) Spectre du courant statorique en régime permanent.

**Figure I.26.** Courant statorique de la machine excentrée au démarrage et son spectre en régime permanent pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .



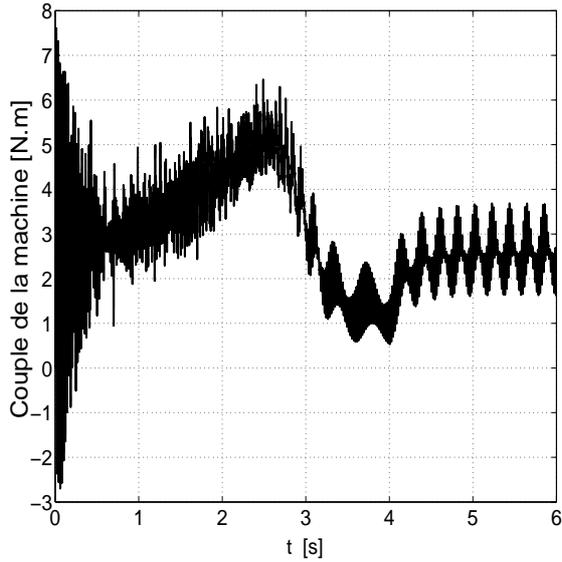
(a) Courant rotorique au démarrage.



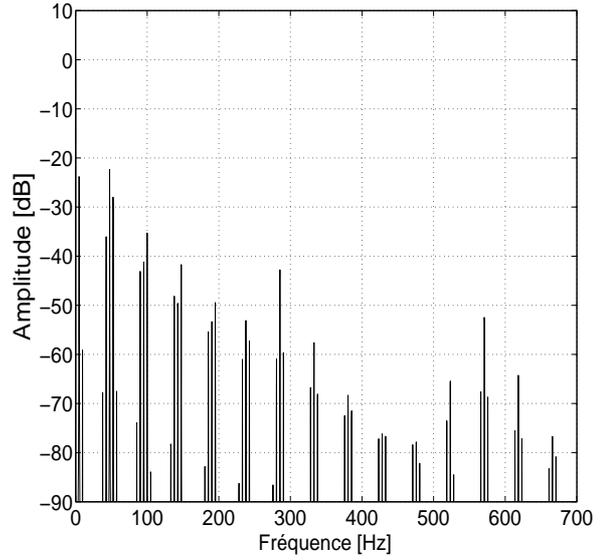
(b) Spectre du courant rotorique en régime permanent.

**Figure I.27.** Courant rotorique de la machine excentrée au démarrage et son spectre en régime permanent pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

nous servant de la relation (I.126), nous avons recueilli les valeurs de fréquences de défaut calculées à partir de la fréquence nominale et de la valeur moyenne de la vitesse en régime permanent (celle-ci est ondulé et est reportée sur la figure I.29(a)). On note que les fréquences de défaut calculées sur le tableau I.1 sont bien présentes sur la figure I.30(b). On remarque également que seul les harmoniques de défaut associés au fondamental sont présents sur la FFT ; ce qui est prévisible puisque l'alimentation

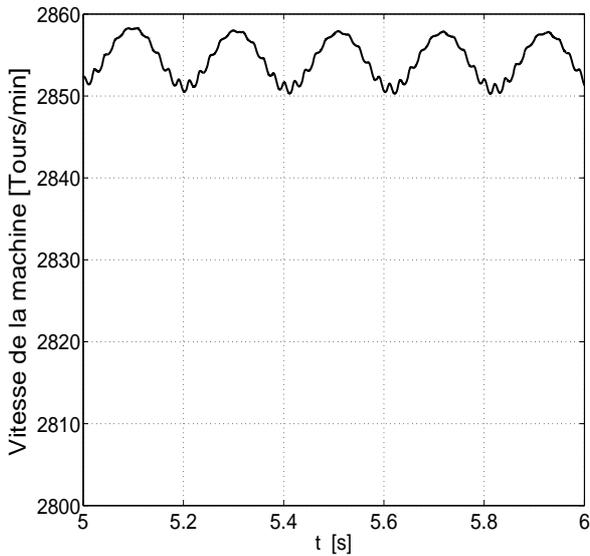


(a) Couple électromagnétique au démarrage.

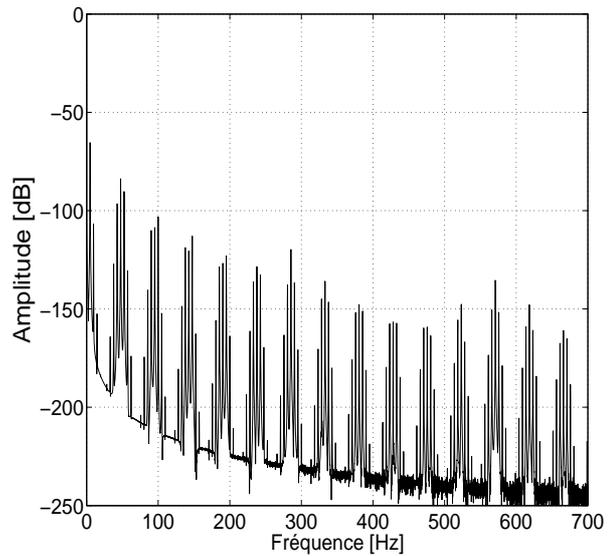


(b) Spectre du couple électromagnétique en régime permanent.

**Figure I.28.** Couple électromagnétique de la machine excentrée au démarrage et son spectre en régime permanent pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .



(a) Ondulation de la vitesse mécanique en régime permanent à cause de l'excentration.

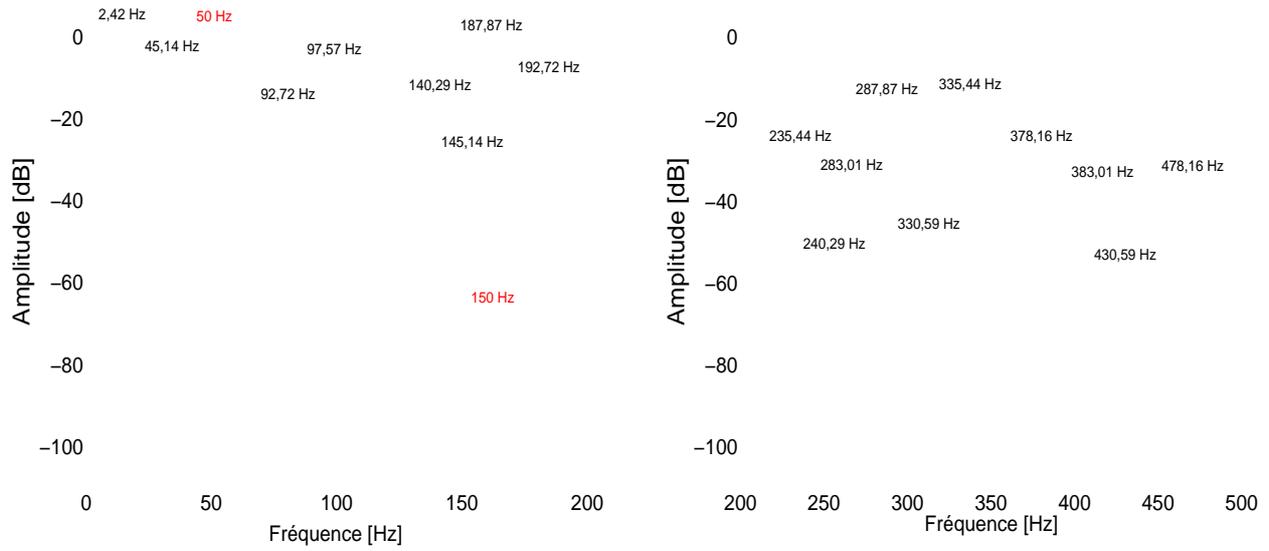


(b) Spectre de la vitesse mécanique en régime permanent.

**Figure I.29.** Ondulation de la vitesse mécanique de la machine excentrée et son spectre en régime permanent pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

est supposée idéale, ce qui montre aussi la validité du calcul des inductances établies dans les relations (I.115), (I.116) et (I.117).

Le spectre du courant rotorique est reporté sur la figure I.31, le tableau I.2 indique les valeurs théoriques correspondantes. Nous avons les mêmes commentaires dans l'analyse du courant statorique.



(a) Spectre du courant statorique entre [0 Hz ; 200 Hz].

(b) Spectre du courant statorique entre [200 Hz ; 500 Hz].

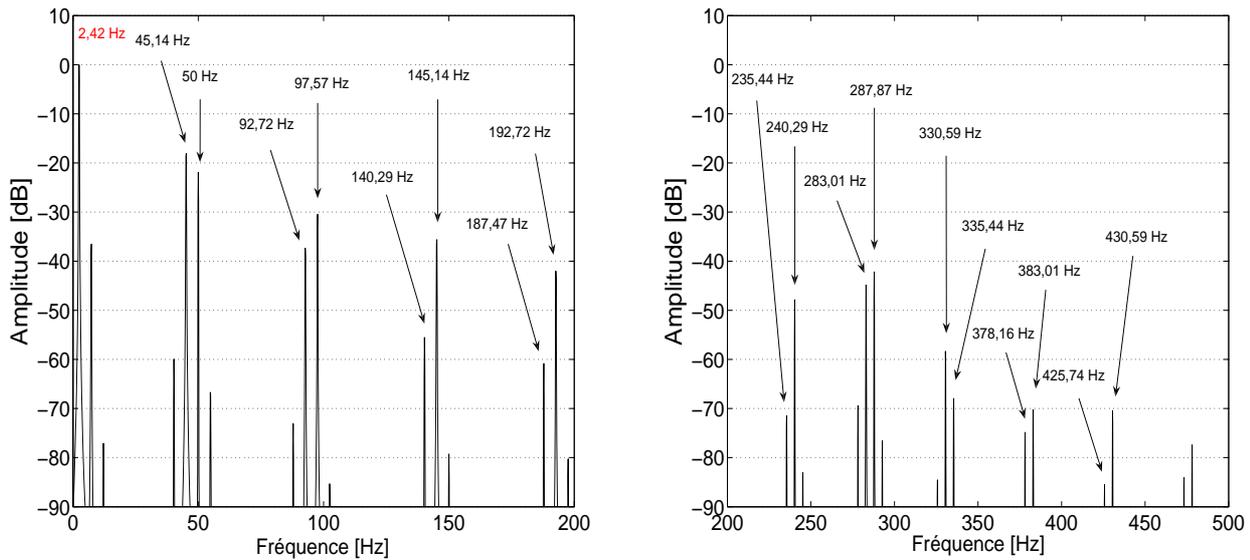
**Figure I.30.** Spectre du courant statorique entre [0 Hz ; 500 Hz] pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ . Les flèches indiquent les raies de défaut.

Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]	Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]
$ f_s - f_r $	2,42	$ f_s + f_r $	97,57
$ f_s - 2f_r $	45,1484	$ f_s + 2f_r $	145,14
$ f_s - 3f_r $	92,72	$ f_s + 3f_r $	192,72
$ f_s - 4f_r $	140,29	$ f_s + 4f_r $	240,29
$ f_s - 5f_r $	187,87	$ f_s + 5f_r $	287,87
$ f_s - 6f_r $	235,44	$ f_s + 6f_r $	335,44
$ f_s - 7f_r $	283,01	$ f_s + 7f_r $	383,01
$ f_s - 8f_r $	330,59	$ f_s + 8f_r $	430,59
$ f_s - 9f_r $	378,16	$ f_s + 9f_r $	478,16

**Tableau I.1.** Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure I.30.

Fréquence	$f_{r_{ecc1}}$ [Hz]	Fréquence	$f_{r_{ecc1}}$ [Hz]
$ gf_s - f_r $	45,14	$ gf_s + f_r $	50
$ gf_s - 2f_r $	92,72	$ gf_s + 2f_r $	97,57
$ gf_s - 3f_r $	140,29	$ gf_s + 3f_r $	145,14
$ gf_s - 4f_r $	187,87	$ gf_s + 4f_r $	192,72
$ gf_s - 5f_r $	235,44	$ gf_s + 5f_r $	240,29
$ gf_s - 6f_r $	283,01	$ gf_s + 6f_r $	287,87
$ gf_s - 7f_r $	330,59	$ gf_s + 7f_r $	335,44
$ gf_s - 8f_r $	378,16	$ gf_s + 8f_r $	383,01
$ gf_s - 9f_r $	425,74	$ gf_s + 9f_r $	430,59

**Tableau I.2.** Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure I.31.



(a) Spectre du courant rotorique entre [0 Hz ; 200 Hz].

(b) Spectre du courant rotorique entre [200 Hz ; 500 Hz].

**Figure I.31.** Spectre du courant rotorique entre [0 Hz ; 500 Hz] pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ . Les flèches indiquent les raies de défaut.

## I.4. Prise en compte des effets d'encoches dans les inductances d'une machine excentrée

### I.4.1. Préliminaires

En réalité, même en l'absence d'excentration du rotor, l'entrefer n'est jamais constant. Les encoches logeant les conducteurs statoriques et rotoriques induisent forcément des variations dans la fonction d'entrefer. Les irrégularités de l'entrefer d'une machine asynchrone dues aux encoches sont à l'origine de forces ondulatoires, d'ondulations du couple, de bruits et de vibrations.

De nombreux chercheurs ont essayé d'en tenir compte dans les calculs des inductances de la machine asynchrone. Une des méthodes possibles est d'introduire l'équivalence de Carter [2], [66]. Un autre moyen consiste à définir des trajets de flux de manière semi-analytique et à reporter les résultats dans le réseau de perméances [83].

Harry Hesse [43] a proposé une autre méthode qui assimile les variations de l'entrefer dues aux encoches à des fonctions rectangulaires. Dans ce cas, il n'est plus nécessaire d'introduire les coefficients de Carter. Alors, il a calculé les développements en séries de Fourier de ces deux fonctions rectangulaires pour aboutir à une expression assez complexe de la fonction d'entrefer.

Dans ce paragraphe, nous allons essayer d'étendre la même méthode au calcul de la fonction d'entrefer et de la fonction perméance d'une machine à rotor excentré.

Nous considérerons directement le cas d'une l'excentration mixte qui est la plus réaliste dans une ma-

chine tournante, les autres en étant des cas particuliers. La relation donnant la fonction d'entrefer ainsi obtenue est trop complexe pour être exploitée directement. On est donc amené à ajouter des approximations supplémentaires pour aboutir à une forme correcte de la fonction perméance.

Cela nous permettra d'explicitier les différentes inductances d'une machine polyphasée quelconque, en particulier, une machine double-étoile. Grâce aux expressions de ces inductances, nous pourrons caractériser d'autres fréquences des harmoniques provenant de l'interaction de l'excentration et des effets d'encoche.

Toutefois, l'expression de la fonction perméance ainsi obtenue demeure tout de même assez complexe, ce qui nous oblige à nous limiter aux premiers harmoniques des fonctions de bobinage et d'ampères-tours pour l'évaluation des inductances (cf. relations (I.2), (I.5), (I.8), (I.10)).

A l'expression usuelle de la fonction d'entrefer d'une machine excentrée donnée par la relation (I.111) s'ajoutent des termes supplémentaires dus aux effets d'encoche. La fonction d'entrefer totalisée s'exprime alors par :

$$e_t(\phi_s, \phi_r) = e(\phi_s) + e_s(\phi_s) + e_r(\phi_r) \quad (\text{I.134})$$

où  $e(\phi_s)$  désigne la fonction d'entrefer moyenne hors effets d'encoches,  $e_s(\phi_s)$  désigne la variation de la fonction d'entrefer due aux encoches statoriques et  $e_r(\phi_r)$  désigne la variation de la fonction d'entrefer causée par les encoches rotoriques. Pour déterminer la relation donnant la fonction d'entrefer, il faut expliciter  $e_s(\phi_s)$  et  $e_r(\phi_r)$ .

#### I.4.2. Variation de la fonction d'entrefer due aux encoches statoriques

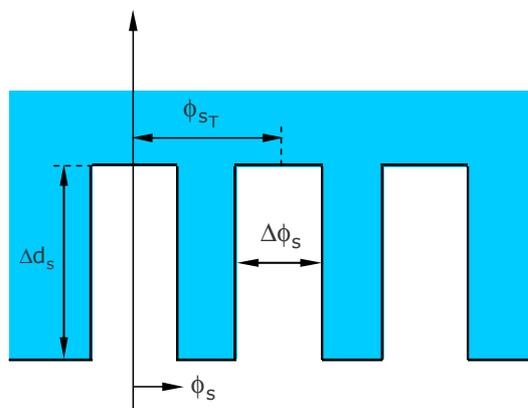


Figure I.32. Encoches statoriques

Pour caractériser analytiquement  $e_s(\phi_s)$ , nous nous proposons de déterminer son développement en série de Fourier.

$$e_s(\phi_s) = \Re e \left( \bar{c}_{s_0} + \sum_{k=1}^{\infty} \bar{c}_{s_k} e^{\mathbf{j}k\phi_s} \right) \quad (\text{I.135})$$

où  $\mathbf{j}^2 = -1$ .

Les coefficients  $\bar{c}_{s_k}$  de son développement sont fournis par la relation générale :

$$\bar{c}_{s_k} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} e_s(\phi_s) e^{\mathbf{j}k\phi_s} d\phi_s \quad k \in \mathbb{N}^* \quad (\text{I.136})$$

En s'appuyant sur la figure I.32, la relation suivante est évidente :

$$\begin{aligned} \bar{c}_{s_k} = \frac{\Delta d_s}{\pi} & \left( \int_0^{\frac{\Delta\phi_s}{2}} e^{\mathbf{j}k\phi_s} d\phi_s + \int_{\phi_{sT} - \frac{\Delta\phi_s}{2}}^{\phi_{sT} + \frac{\Delta\phi_s}{2}} e^{\mathbf{j}k\phi_s} d\phi_s \right. \\ & \left. + \dots + \int_{(n_s-1)\phi_{sT} - \frac{\Delta\phi_s}{2}}^{(n_s-1)\phi_{sT} + \frac{\Delta\phi_s}{2}} e^{\mathbf{j}k\phi_s} d\phi_s + \int_{n_s\phi_{sT} - \frac{\Delta\phi_s}{2}}^{n_s\phi_{sT}} e^{\mathbf{j}k\phi_s} d\phi_s \right) \quad (\text{I.137}) \end{aligned}$$

où  $n_s$ ,  $\Delta\phi_s$ ,  $\phi_{sT}$ ,  $\Delta d_s$  représentent respectivement le nombre d'encoches statoriques, la largeur d'une encoche statorique, la période d'encoche (égale à la période de denture statorique) et la hauteur *effective* d'un encoche qui tient compte du fait que les lignes de champs ne pénètrent pas totalement dans les encoches :

$$\begin{aligned} \bar{c}_{s_k} = \frac{e^{\mathbf{j}k\frac{\Delta\phi_s}{2}} \Delta d_s}{\mathbf{j}k\pi} & \left[ (1 + e^{\mathbf{j}k\phi_{sT}} + \dots + e^{\mathbf{j}k(n_s-1)\phi_{sT}}) \right. \\ & \left. - e^{-\mathbf{j}k\frac{\Delta\phi_s}{2}} e^{\mathbf{j}k\phi_{sT}} (1 + e^{\mathbf{j}k\phi_{sT}} + \dots + e^{\mathbf{j}k(n_s-1)\phi_{sT}}) - 1 + e^{\mathbf{j}kn_s\phi_{sT}} \right] \quad (\text{I.138}) \end{aligned}$$

La sommation des premiers termes de la série géométrique nous donne la relation suivante :

$$\bar{c}_{s_k} = \frac{e^{\mathbf{j}k\frac{\Delta\phi_s}{2}} \Delta d_s}{\mathbf{j}k\pi} \left( \frac{1 - e^{\mathbf{j}kn_s\phi_{sT}}}{1 - e^{\mathbf{j}k\phi_{sT}}} \right) \left[ e^{\mathbf{j}k\frac{\Delta\phi_s}{2}} - e^{-\mathbf{j}k\frac{\Delta\phi_s}{2}} e^{\mathbf{j}k\phi_{sT}} - (1 - e^{\mathbf{j}k\phi_{sT}}) \right] \quad (\text{I.139})$$

Quelques calculs nous amènent à la relation suivante :

$$c_{s_k} = \frac{2\Delta d_s}{k\pi} \sin\left(k\pi \frac{\Delta\phi_s}{\phi_{sT}}\right) \quad \text{pour } k \in \mathbb{N}^* \quad (\text{I.140})$$

dont on déduit  $c_{s_o}$  :

$$c_{s_o} = \frac{1}{2} \lim_{q \rightarrow 0} \frac{2}{q\pi} \sin\left(q\pi \frac{\Delta\phi_s}{\phi_{sT}}\right) \quad (\text{I.141})$$

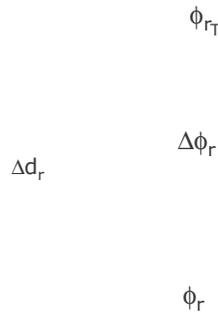
soit :

$$c_{s_o} = \Delta d_s \frac{\Delta\phi_s}{\phi_{sT}} \quad (\text{I.142})$$

Finalement, nous obtenons le développement en série de Fourier de  $e_s(\phi_s)$  :

$$e_s(\phi_s) = \Delta d_s \frac{\Delta\phi_s}{\phi_{sT}} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\Delta d_s}{\pi k} \sin\left(k\pi \frac{\Delta\phi_s}{\phi_{sT}}\right) \cos(kn_s\phi_s) \quad (\text{I.143})$$

### I.4.3. Variation de la fonction d'entrefer due aux encoches rotoriques



**Figure I.33.** Les encoches rotoriques

Avec exactement les mêmes calculs, nous aboutissons au résultat suivant :

$$e_r(\phi_r) = \Delta d_r \frac{\Delta\phi_r}{\phi_{rT}} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\Delta d_r}{\pi k} \sin\left(k\pi \frac{\Delta\phi_r}{\phi_{rT}}\right) \cos(kn_r\phi_r) \quad (\text{I.144})$$

c'est à dire :

$$c_{r_o} = \Delta d_r \frac{\Delta \phi_r}{\phi_{r_T}} \quad (\text{I.145})$$

et :

$$c_{r_k} = \frac{2\Delta d_r}{k\pi} \sin \left( k\pi \frac{\Delta \phi_r}{\phi_{r_T}} \right) \quad \text{pour } k \in \mathbb{N}^* \quad (\text{I.146})$$

où  $n_r$ ,  $\Delta \phi_r$ ,  $\phi_{r_T}$ ,  $\Delta d_r$  indiquent respectivement le nombre d'encoches rotoriques, la largeur d'un encoche rotorique, la période de denture rotorique et la hauteur effective d'un encoche rotorique.

La relation (I.49) liant  $\phi_s$  et  $\phi_r$  étant toujours valable,  $e_r(\phi_r)$  peut s'écrire :

$$e_r(\phi_r) = c_{r_o} + \sum_{q=1}^{\infty} c_{r_k} \cos [kn_r (\phi_s - \theta_m)] \quad (\text{I.147})$$

#### **I.4.4. Expression de la fonction d'entrefer**

Grâce aux relations (I.134), (I.143), (I.147), on peut exprimer la fonction d'entrefer totale de la manière suivante :

$$e_t(\phi_s) \simeq e_o + c_{s_o} + c_{r_o} - \varepsilon e_o \cos(\phi_s - \delta) + \sum_{k=1}^{\infty} c_{s_k} \cos(kn_s \phi_s) + \sum_{q=1}^{\infty} c_{r_k} \cos [kn_r (\phi_s - \theta_m)] \quad (\text{I.148})$$

Cette relation permet de déduire la fonction perméance, qui s'avère encore très compliquée ; il faut encore introduire une approximation raisonnable de la fonction perméance en recourant à des nouvelles simplifications raisonnables.

#### **I.4.5. Fonction perméance**

A partir de la relation (I.148), nous pouvons exprimer la fonction perméance totale de la machine de la manière suivante :

$$\Lambda_t(\phi_s) = \frac{1}{e_t(\phi_s)} = \frac{1}{e} \frac{1}{(1 + X)} \quad (\text{I.149})$$

où :

$$e = e_o + c_{s0} + c_{r0} \quad (\text{I.150})$$

et,

$$X = \frac{-1}{e_o + c_{s_o} + c_{r_o}} \left\{ e_o \varepsilon \cos(\phi_s - \delta) - \sum_{k=1}^{\infty} \{ [c_{s_k} \cos(k n_s \phi_s) + c_{r_k} \cos[k n_r (\phi_s - \theta_m)]] \} \right\} \quad (\text{I.151})$$

On vérifie aisément que :

$$|X| < 1 \quad (\text{I.152})$$

ce qui nous autorise à effectuer le développement limité de la relation (I.149) :

$$\Lambda_t(\phi_s) = \frac{1}{e} \left[ 1 + \sum_{k=0}^{\infty} (-X)^k \right] \quad (\text{I.153})$$

Dans les calculs, nous négligeons certains termes jugés mineurs. Une approximation raisonnable consiste à se limiter au développement du second ordre puisque  $|X|$  est nettement inférieur à l'unité.

Par conséquent :

$$\begin{aligned} \Lambda_t(\phi_s) = & \frac{A_0}{e_o} \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[k(\phi_s - \delta)] + \frac{1}{2e_o} \left\{ A_3 \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[(k-1)(\phi_s - \delta)] + A_4 \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[(k-2)(\phi_s - \delta)] - \varepsilon a_2^2 \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[(k-3)(\phi_s - \delta)] \right\} \\ & - \frac{1}{2e_o} \varepsilon a_1 a_2 \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[(n_r - n_s + 1 + k)\phi_s - (1+k)\delta - n_r \theta_m] + \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[(n_r - n_s - 1 + k)\phi_s + (1-k)\delta - n_r \theta_m] \right\} \\ & + \frac{1}{2e_o} a_1 a_2 \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[(n_r - n_s + k)\phi_s - k\delta - n_r \theta_m] \quad (\text{I.154}) \end{aligned}$$

dans laquelle les coefficients  $a_o, a_1, a_2, a_3$  dépendent de la géométrie du moteur et du degré d'excentration :

$$\begin{cases} a_o = 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{c_{s1}}{e} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{c_{r1}}{e} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \varepsilon \frac{e_o}{e} \right)^2 \\ a_1 = \frac{c_{s1}}{e} \\ a_2 = \frac{c_{r1}}{e} \\ a_3 = \varepsilon \frac{e_o}{e} \end{cases} \quad (\text{I.155})$$

tandis que les coefficients  $A_o, A_1, A_2, A_3, A_4$  sont donnés par :

$$\begin{cases} A_o = a_o - \frac{1}{3} \varepsilon a_3 \\ A_1 = \varepsilon a_1 a_3 - a_1 \\ A_2 = \varepsilon a_2 a_3 - a_2 \\ A_3 = a_3 - \varepsilon a_o - \frac{1}{4} \varepsilon a_3^2 \\ A_4 = \frac{1}{2} a_3^2 - \frac{1}{2} \varepsilon a_3 \end{cases} \quad (\text{I.156})$$

Ces relations nous sont utiles pour achever le calcul des inductances qui tiennent compte les phénomènes complexes dus aux effets d'encoche. On voit que les coefficients  $a_o, a_1, a_2, a_3, A_o, A_1, A_2, A_3, A_4$  dépendent tous de la position du rotor puisque le degré d'excentration en dépend aussi.

#### **I.4.6. Inductances statoriques**

En disposant de la fonction de perméance donnée par la relation (I.154), on peut calculer les inductances statoriques en suivant les mêmes étapes que celles dans les paragraphes I.3.3.5.3, I.3.3.6.3 et I.3.3.7.4.

On aboutit donc à la relation suivante :

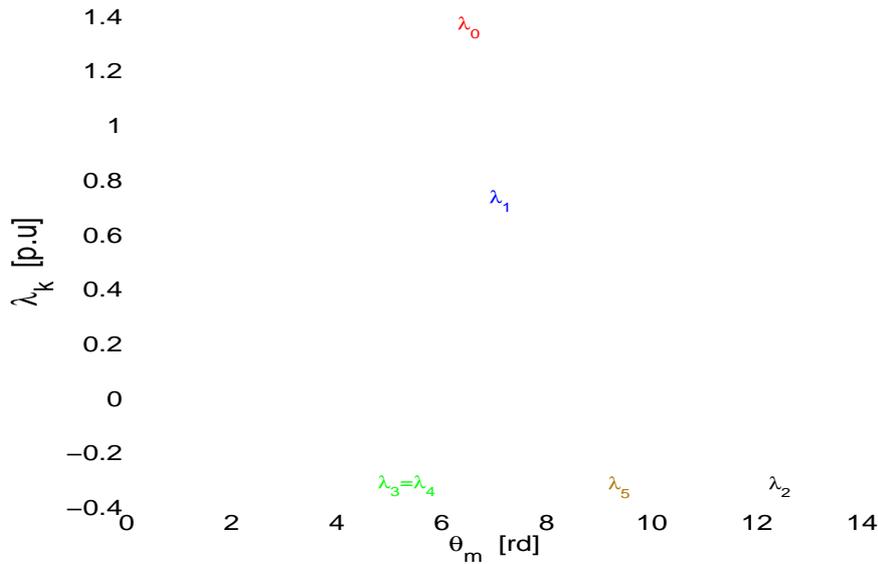
$$\begin{aligned} L_{s_{ij}} = L_{ms} \{ & \lambda_0 \cos(\varphi_{s_i} - \varphi_{s_j}) + \lambda_1 \cos(2p\Theta + \varphi_{s_i} + \varphi_{s_j}) + \lambda_2 \cos[(n_r - n_s + 2p)\Theta - n_r\theta_m + \varphi_{s_i} + \varphi_{s_j}] \\ & + \lambda_3 \cos[(n_r - n_s)\Theta - n_r\theta_m + \varphi_{s_i} - \varphi_{s_j}] + \lambda_4 \cos[(n_s - n_r)\Theta + n_r\theta_m + \varphi_{s_i} - \varphi_{s_j}] \\ & + \lambda_5 \cos[(n_r - n_s - 2p)\Theta - n_r\theta_m + \varphi_{s_i} + \varphi_{s_j}] \} \quad (\text{I.157}) \end{aligned}$$

Les différents coefficients  $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5, B_0, B_1$  et  $B_2$  intervenant dans ces inductances, dépendent de la position du rotor et du degré globale d'excentration et sont fournies par les relations ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_0 = \Lambda_0 A_0 + \frac{1}{4}(A_3 \Lambda_1 + A_4 \Lambda_2) - \frac{1}{4} \varepsilon a_2^2 \Lambda_3 - \frac{1}{2 \langle \Lambda_t \rangle} (B_0^2 + B_1^2 + B_2^2) \\ \lambda_1 = \frac{1}{2} A_0 \Lambda_{2p} + \frac{1}{8}(A_3 \Lambda_{2p+1} + A_4 \Lambda_{2p+2}) - \frac{1}{8} \varepsilon a_2^2 \Lambda_{2p+3} - \frac{1}{\langle \Lambda_t \rangle} \left( \frac{1}{2} B_0^2 + B_1 B_2 \right) \\ \lambda_2 = \frac{1}{8} a_1 a_2 \Lambda_{n_s - n_r - 2p} - \frac{1}{16} \varepsilon a_1 a_2 (\Lambda_{n_s - n_r - 2p - 1} + \Lambda_{n_s - n_r - 2p + 1}) - \frac{1}{\langle \Lambda_t \rangle} B_0 B_1 \\ \lambda_3 = \lambda_4 = \frac{1}{8} a_1 a_2 \Lambda_{n_s - n_r} - \frac{1}{16} \varepsilon a_1 a_2 (\Lambda_{n_s - n_r - 1} + \Lambda_{n_s - n_r + 1}) - \frac{1}{2 \langle \Lambda_t \rangle} (B_0 B_1 + B_0 B_2) \\ \lambda_5 = \frac{1}{8} a_1 a_2 \Lambda_{n_s - n_r + 2p} - \frac{1}{16} \varepsilon a_1 a_2 (\Lambda_{n_s - n_r - 2p - 1} + \Lambda_{n_s - n_r - 2p}) - \frac{1}{\langle \Lambda_t \rangle} B_0 B_2 \end{array} \right. \quad (I.158)$$

et :

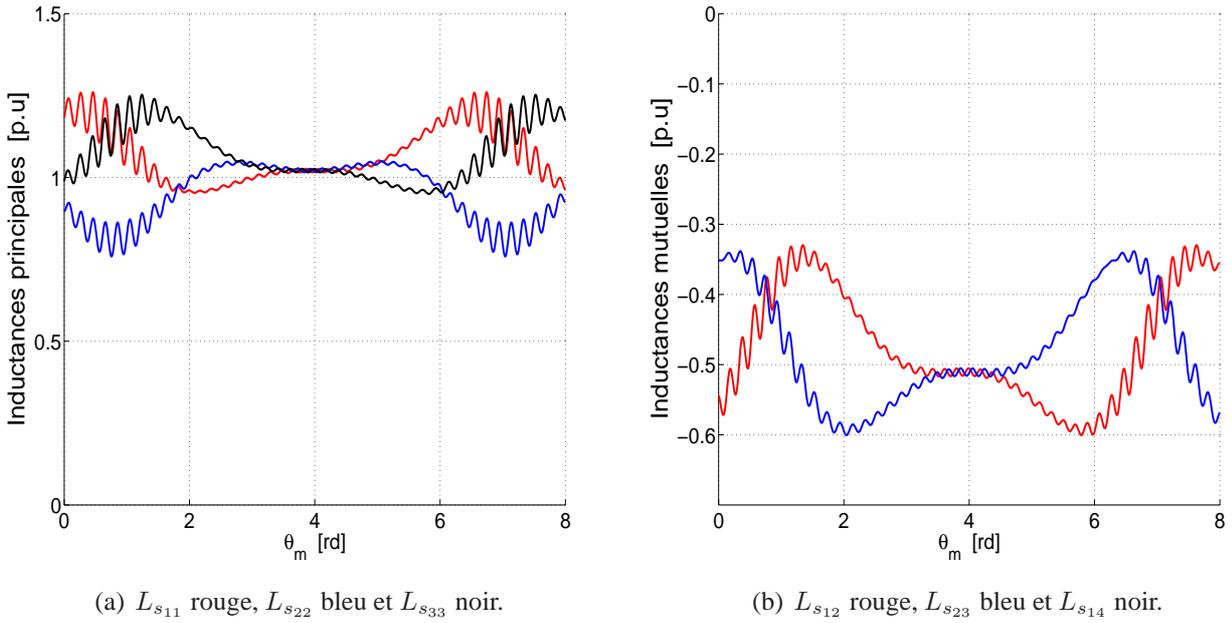
$$\left\{ \begin{array}{l} B_0 = \frac{A_0}{2} + \frac{1}{4} A_3 \Lambda_{p+1} + \frac{1}{4} A_4 \Lambda_{p+2} - \frac{1}{4} \varepsilon a_2^2 \Lambda_{p+3} \\ B_1 = \frac{1}{4} a_1 a_2 \Lambda_{n_s - n_r - p} - \frac{1}{8} \varepsilon a_1 a_2 (\Lambda_{n_s - n_r - p - 1} + \Lambda_{n_s - n_r - p + 1}) \\ B_2 = \frac{1}{4} a_1 a_2 \Lambda_{n_s - n_r + p} - \frac{1}{8} \varepsilon a_1 a_2 (\Lambda_{n_s - n_r + p - 1} + \Lambda_{n_s - n_r + p + 1}) \end{array} \right. \quad (I.159)$$



**Figure I.34.** Variation des coefficients  $\lambda_k$  des inductances en fonction de la position du rotor pour  $\varepsilon_s = 0, 4$ ,  $\varepsilon_d = 0, 3$ .  $\lambda_0$  en rouge,  $\lambda_1$  en bleu,  $\lambda_2$  en noir,  $\lambda_3 = \lambda_4$  en vert,  $\lambda_5$  en marron.

Sur la figure I.34, nous avons tracé l'allure de chacun des coefficients  $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5$  chiffrant l'influence de chacun des harmoniques d'inductance. Ils sont de nature oscillatoire en raison de leur dépendance de la position du rotor.

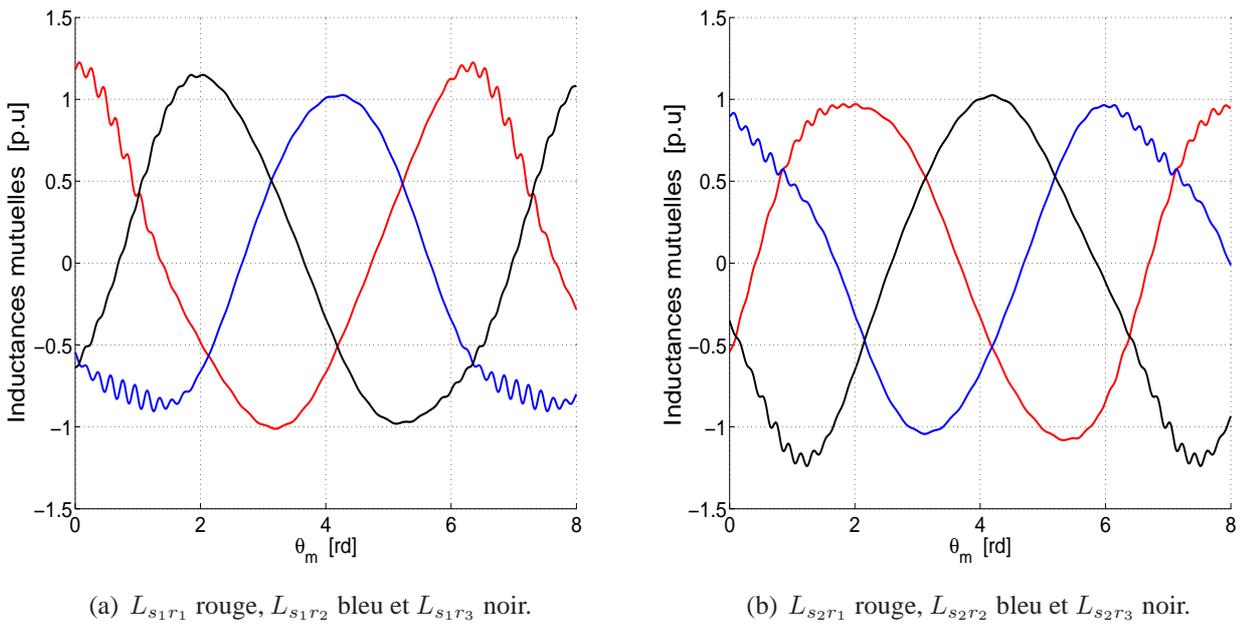
En analysant les variations des inductances statoriques sur la figure I.35, nous observons un aspect très bruité dû aux effets d'excentration et d'encochage combinés mais aussi dû au fait que les coefficients  $\lambda_k$ , ( $k \in \{0, 1, 2, 3, 4, 5\}$ ) dépendent de la position.



**Figure I.35.** Inductances statoriques de la machine double-étoile en p.u. pour  $\varepsilon_s = 0, 4$ ,  $\varepsilon_d = 0, 3$ .

**I.4.7. Inductances mutuelles entre le stator et le rotor**

Les démarches de calculs étant analogues à celles de l'excentration mixte pure, on aboutit à la relation condensée suivante pour ces mutuelles :



**Figure I.36.** Inductances mutuelles entre le stator et le rotor de la machine double-étoile en p.u. pour  $\varepsilon_s = 0, 4$ ,  $\varepsilon_d = 0, 3$ .

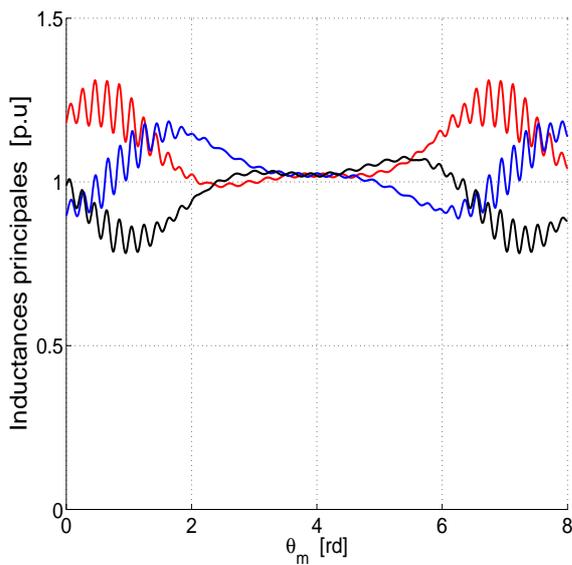
$$\begin{aligned}
 L_{s_i r_j} = M_{sr} \{ & \lambda_0 \cos(p\theta_m + \varphi_{s_i} - \varphi_{r_j}) + \lambda_1 \cos(2p\Theta + p\theta_m + \varphi_{s_i} + \varphi_{r_j}) + \lambda_2 \cos[(n_r - n_s + 2p)\Theta - (p + n_r)\theta_m + \varphi_{s_i} + \varphi_{r_j}] \\
 & + \lambda_3 \cos[(n_r - n_s)\Theta + (p - n_r)\theta_m + \varphi_{s_i} - \varphi_{r_j}] + \lambda_4 \cos[(n_s - n_r)\Theta + (p + n_r)\theta_m + \varphi_{s_i} - \varphi_{r_j}] \\
 & + \lambda_5 \cos[(n_r - n_s - 2p)\Theta - (p - n_r)\theta_m + \varphi_{s_i} + \varphi_{r_j}] \} \quad (1.160)
 \end{aligned}$$

Comme le montre la figure I.36, les effets d'excentration et d'encoches combinés introduisent des ondulations additionnelles très importantes, dissymétriques et très imprévisibles dans les inductances. En outre, nous pouvons constater qu'elles n'ont pas les mêmes valeurs de crête. Ceci aggrave le déséquilibre des courants statoriques et rotoriques.

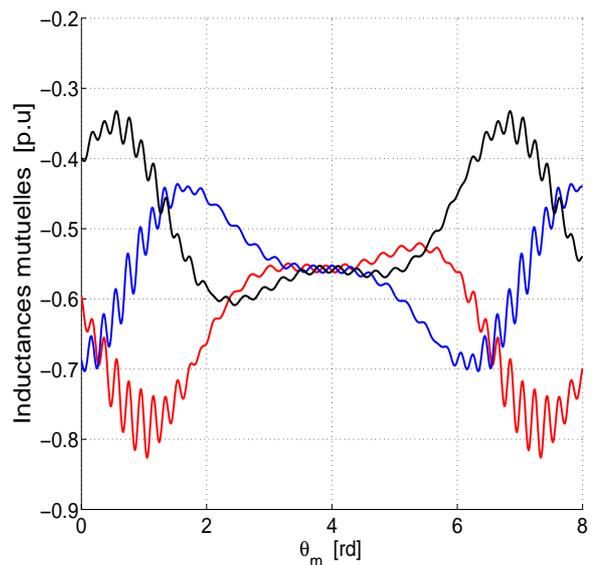
#### I.4.8. Inductances rotoriques

Les démarches de calculs étant analogues à celles de l'excentration pure, on arrive à la relation condensée suivante pour les inductances rotoriques :

$$\begin{aligned}
 L_{r_{ij}} = L_{mr} \{ & \lambda_0 \cos(\varphi_{r_i} - \varphi_{r_j}) + \lambda_1 \cos(2p\Theta - 2p\theta_m + \varphi_{r_i} + \varphi_{r_j}) + \lambda_2 \cos[(n_r - n_s + 2p)\Theta - (2p + n_r)\theta_m + \varphi_{r_i} + \varphi_{r_j}] \\
 & + \lambda_3 \cos[(n_r - n_s)\Theta - n_r\theta_m + \varphi_{r_i} - \varphi_{r_j}] + \lambda_4 \cos[(n_s - n_r)\Theta + n_r\theta_m + \varphi_{r_i} - \varphi_{r_j}] \\
 & + \lambda_5 \cos[(n_r - n_s - 2p)\Theta - (2p - n_r)\theta_m + \varphi_{r_i} + \varphi_{r_j}] \} \quad (1.161)
 \end{aligned}$$



(a)  $L_{r11}$  rouge,  $L_{r22}$  bleu,  $L_{r33}$  noir.



(b)  $L_{r12}$  rouge,  $L_{r13}$  bleu et  $L_{r23}$  noir.

**Figure I.37.** Inductances rotoriques de la machine double-étoile en p.u pour  $\varepsilon_s = 0, 4$ ,  $\varepsilon_d = 0, 3$ .

Les allures des inductances rotoriques illustrées sur la figure I.37 appellent quasiment les mêmes constatations que celles des inductances statoriques.

#### I.4.9. Caractérisation du deuxième groupe de signatures de défaut dans le courant statorique

Le deuxième groupe de signature est dû aux effets combinés d'excentration et d'encoche. La figure I.34 montre que les termes correspondant à  $\lambda_3 = \lambda_4$  caractérisent le mieux les oscillations dus aux effets d'excentration et d'encoche combinés. Alors pour caractériser ce deuxième groupe de signatures de défaut, il est naturel de considérer les termes associés.

En conséquence, en observant, à titre d'exemple le 5<sup>ième</sup> terme de l'inductance statorique  $L_{s_{ij}}$  donnée par la relation (I.157), on peut vérifier qu'en régime permanent, le terme suivant y est inclus :

$$L'_{4s_{ij}} = \lambda_4 L_{ms} \cos[(n_s - n_r)\Theta] \cos\left[n_r \frac{(1-g)}{p} \omega_s t + \varphi_{s_i} - \varphi_{s_j}\right] \quad (\text{I.162})$$

Le courant statorique incluant ses harmoniques temporels est donné par (I.122). Alors, le flux magnétique induit par une phase  $i$  dans une phase  $j$  du stator inclut la composante suivante :

$$\psi'_{4s_{ij}} = L'_{4s_{ij}} i_{s_j}(t) = \frac{\lambda_4 L_{ms}}{\sqrt{2}} \cos[(n_s - n_r)\Theta] \left\{ \sum_{h=1}^{+\infty} I_h \cos\left[\left(n_r \frac{(1-g)}{p} + h\right) \omega_s t + \varphi_{s_i} + \phi_o\right] + \sum_{h=1}^{+\infty} I_h \cos\left[\left(n_r \frac{(1-g)}{p} - h\right) \omega_s t + \varphi_{s_i} - 2\varphi_{s_j} + \phi_o\right] \right\} \quad (\text{I.163})$$

La f.é.m induite qui correspond à ce flux partiel est :

$$E'_{4s_{ij}} = -\frac{d\psi'_{4s_{ij}}}{dt} = \frac{L_{ms}}{\sqrt{2}} \left\{ (n_s - n_r) \lambda_4 \frac{d\Theta}{dt} \sin[(n_s - n_r)\Theta] - \frac{d\lambda_4}{dt} \cos[(n_s - n_r)\Theta] \right\} \cdot \left\{ \sum_{h=1}^{+\infty} I_h \cos\left[\left(n_r \frac{(1-g)}{p} + h\right) \omega_s t + \varphi_{s_i}\right] + \sum_{h=1}^{+\infty} I_h \cos\left[\left(n_r \frac{(1-g)}{p} - h\right) \omega_s t + \varphi_{s_i} - (h+1)\varphi_{s_j}\right] \right\} + \frac{\lambda_4 L_{ms}}{\sqrt{2}} \cos[(n_s - n_r)\Theta] \omega_s \cdot \left\{ \sum_{h=1}^{+\infty} \left(n_r \frac{(1-g)}{p} + h\right) I_h \sin\left[\left(n_r \frac{(1-g)}{p} + h\right) \omega_s t + \varphi_{s_i}\right] + \sum_{h=1}^{+\infty} \left(n_r \frac{(1-g)}{p} - h\right) I_h \sin\left[\left(n_r \frac{(1-g)}{p} - h\right) \omega_s t + \varphi_{s_i} - (h+1)\varphi_{s_j} + \phi_o\right] \right\} \quad (\text{I.164})$$

La relation (I.164) confirme que l'interaction de l'excentration et des effets d'encoche donne naissance à des harmoniques de courant de fréquences  $\left[ n_r \frac{(1-g)}{p} \pm h \right] f_s$ .

D'après la relation (I.164), l'amplitude de chacune de ces f.é.m de défaut dépend principalement de la valeur maximale du coefficient  $\lambda_4$  de la relation (I.157). Si cette dernière est trop faible, ces harmoniques de défaut risquent de ne pas être détectables. Alger et Nandi en ont proposé d'autres [2], [76]. Ces critères sont très compliqués et difficiles à calculer et nous nous en tiendrons au critères d'amplitude basés sur  $\lambda_4$ .

Ces harmoniques interagissent avec les termes d'inductances semblables à ceux de la relation (I.162) et donne par conséquent naissance de fréquences  $\left[ (n_r \pm 1) \frac{(1-g)}{p} \pm h \right] f_s$ . Par récurrence, la combinaison d'une excentration rotorique et des effets d'encoches fait naître les harmoniques dans le courant statorique et dont les fréquences sont exprimées par :

$$f_{sech2} = \left[ (n_r + n_d) \frac{(1-g)}{p} + \nu \right] f_s \quad (\text{I.165})$$

$n_d$  est un entier relatif et est appelé ordre d'excentration.  $\nu$  est l'ordre des harmoniques temporels du courant statorique  $\nu = \pm 1, \pm 5, \dots \in \mathbb{Z}$ .

#### I.4.10. Caractérisation du deuxième groupe de signatures de défaut dans le courant rotorique

Par les mêmes démarches faisant appel aux flux et f.é.m induite, on peut caractériser les raies d'interaction de l'excentration et des effets d'encoches dans le courant rotorique. Cependant, nous avons vu précédemment lors de l'analyse d'une excentration hors effets d'encoches qu'en vertu du phénomène de glissement, les fréquences de défaut dans le courant rotorique se déduisent des signatures de défaut statorique en ajoutant le terme supplémentaire  $(g-1)f_s$  (cf.relation (I.133), §.I.3.3.7.8). Il en découle immédiatement que les harmoniques dans le courant rotorique dus à l'interaction de l'excentration et des effets d'encoche admettent comme fréquences :

$$f_{rsech2} = \left[ (n_r + n_d) \frac{(1-g)}{p} + g - 1 + \nu \right] f_s \quad \nu = \pm 1, \pm 5, \dots \in \mathbb{Z} \quad (\text{I.166})$$

#### I.4.11. Remarques

- En considérant le deuxième terme de l'expression de l'inductance statorique (I.157) et en suivant presque les mêmes étapes de calcul que celles de l'excentration pure, on peut vérifier que l'on

aboutira aux mêmes fréquences d'excentration que celle que donne (I.126).

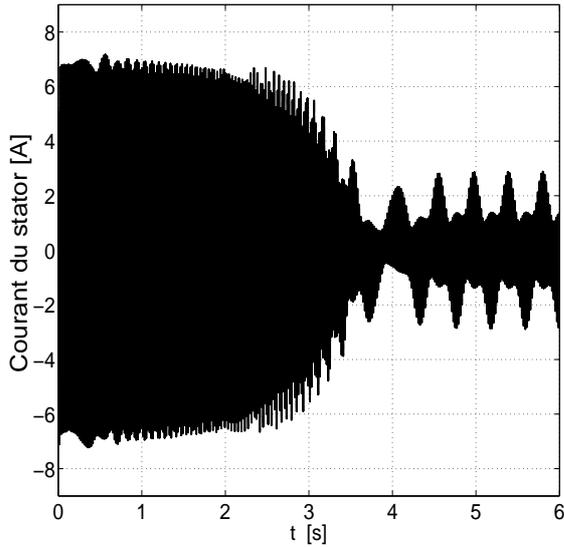
- Les expressions de fréquences de défaut (I.126), (I.133), (I.165) et (I.166) obtenues montrent qu'en utilisant le modèle de la machine excentrée, on peut prédire analytiquement les fréquences de défaut apparaissant dans le courant statorique.

#### **I.4.12. Analyse par simulation**

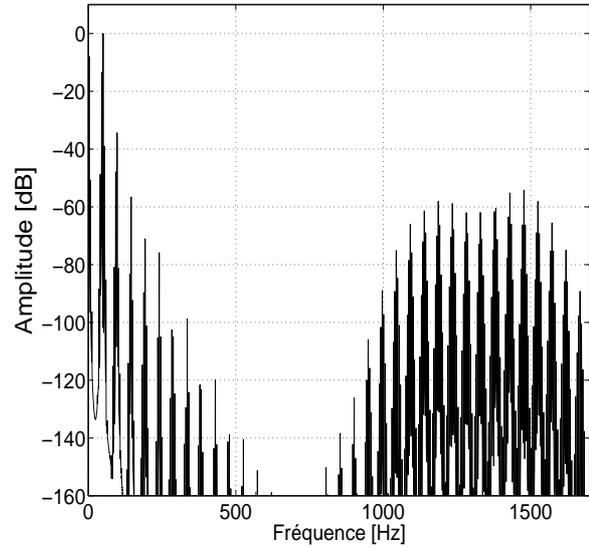
Nous avons effectué la simulation dans les mêmes conditions qu'avec l'excentration hors effets d'encoches, avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ . Les résultats montrent que la vitesse moyenne de la machine est de 2854 tours/min soit un glissement de  $g = 0,0485$ . Nous observons que les courants statorique et rotorique et le couple électromagnétique illustrées respectivement sur les figures I.38(a), I.39(a) et I.40(a) sont fortement ondulés en raison des effets d'excentration et d'encoches combinés. En les comparant avec les figures I.26(a), I.27(a) et I.28(a), nous remarquons l'apparition des bruits supplémentaires. Cette remarque se justifie encore en comparant les spectres des figures I.38, I.39(b), I.40(b) avec ceux des figures I.26, I.27(b), I.28(b) : on voit que les spectres s'enrichissent d'harmoniques supplémentaires. Ainsi, la prise en compte des effets d'encoches explique la présence d'une bonne partie des harmoniques de haute fréquence dans les courants de la machine. Comme on le voit sur la figure I.41(a), la vitesse est également ondulée. Toutefois, si l'on compare la vitesse de la machine non encochée (cf.figure I.29(b)) à celle de la machine encochée (cf.figure I.41(a)), nous observons que l'oscillation de la vitesse reste globalement la même, c'est-à-dire que l'encochage joue un rôle négligeable dans les variations de la vitesse, ce qui est prévisible et justifie, *a posteriori*, certaines hypothèses simplificatrices faites dans ce chapitre. La figure I.41(b) montre davantage de raies mais celles-ci sont de très faible amplitudes et les variations de vitesse correspondantes sont lissées par l'inertie de la machine et de la charge qui est accouplée.

A part les harmoniques dû aux effets d'encoches combinés avec ceux de l'excentration qui se trouvent dans les hautes fréquences, nous observons globalement les mêmes harmoniques à basse fréquence. On remarque la cohérence de deux modèles en ce qui concerne les harmoniques de basse fréquence. La différence des résultats ne porte que sur les harmoniques à haute fréquence qui proviennent de la prise en compte des effets d'encochage.

Nous allons étudier le spectre du courant statorique d'une manière plus fine. Pour mieux visualiser la présence des raies de défaut, nous avons à nouveau divisé par commodité en deux intervalles de fréquences. Sur les figures I.42(a), I.42(b), nous avons représenté le spectre du courant statorique sur les plages de fréquence [0 Hz ; 200Hz] et [200 Hz ; 500 Hz]. Nous avons dressé sur le tableau IV.1 les fréquences relatives à l'excentration dans les mêmes intervalles. L'analyse comparative de ces informations montre que les harmoniques de défaut pré-calculés sont tous présents dans les spectres des figures

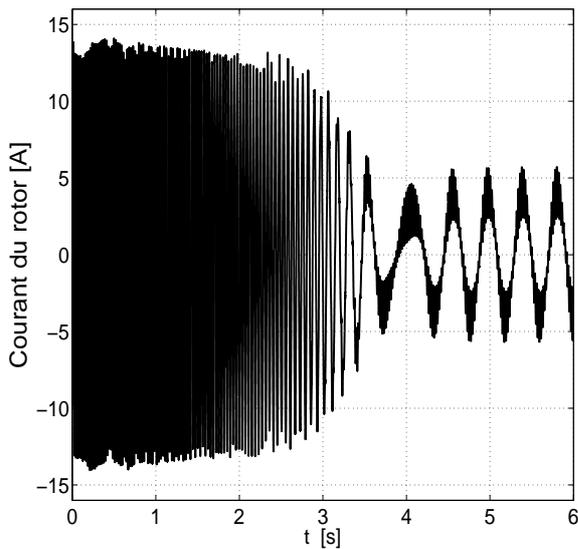


(a) Courant statorique.

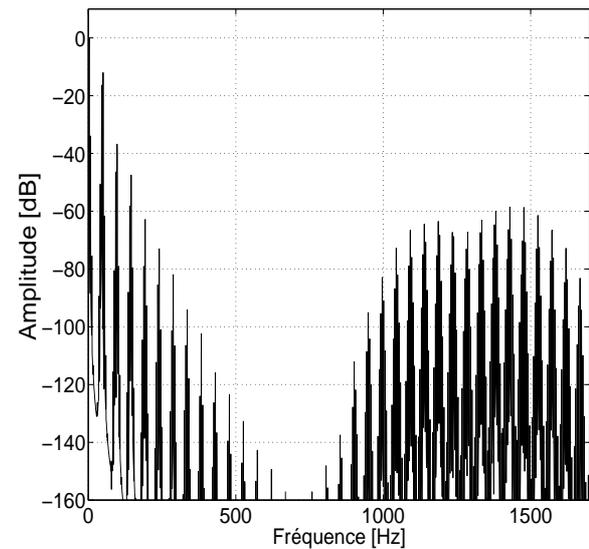


(b) Spectre du courant statorique.

**Figure I.38.** Courant statorique de la machine excentrée et son spectre pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .



(a) Courant rotorique.

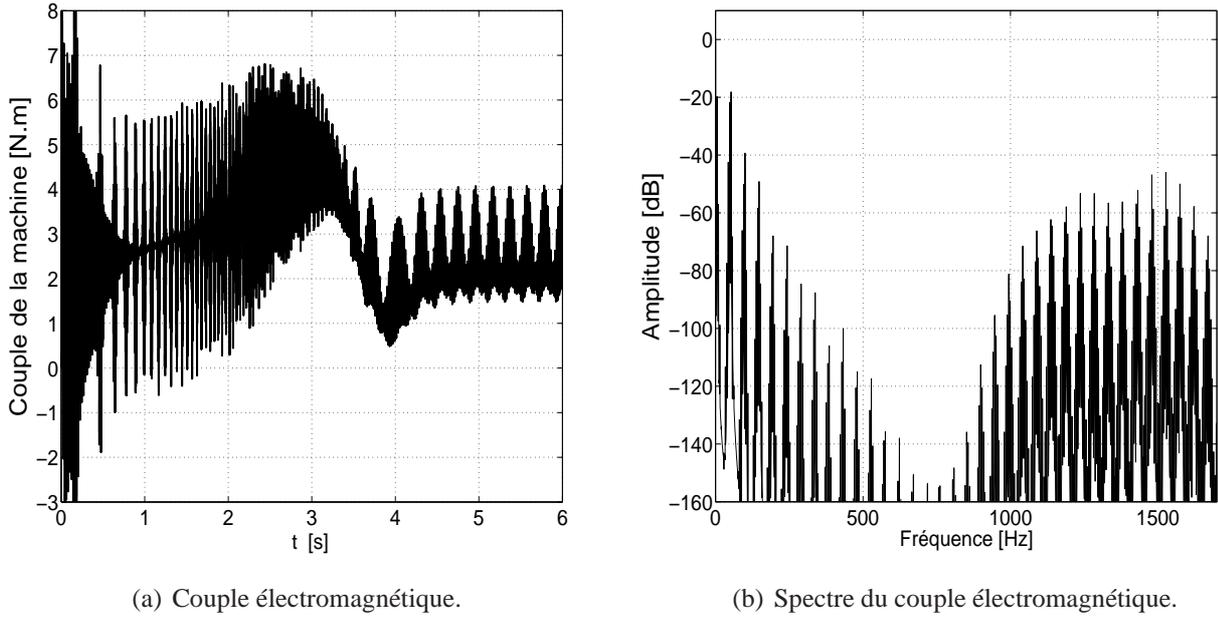


(b) Spectre du courant rotorique.

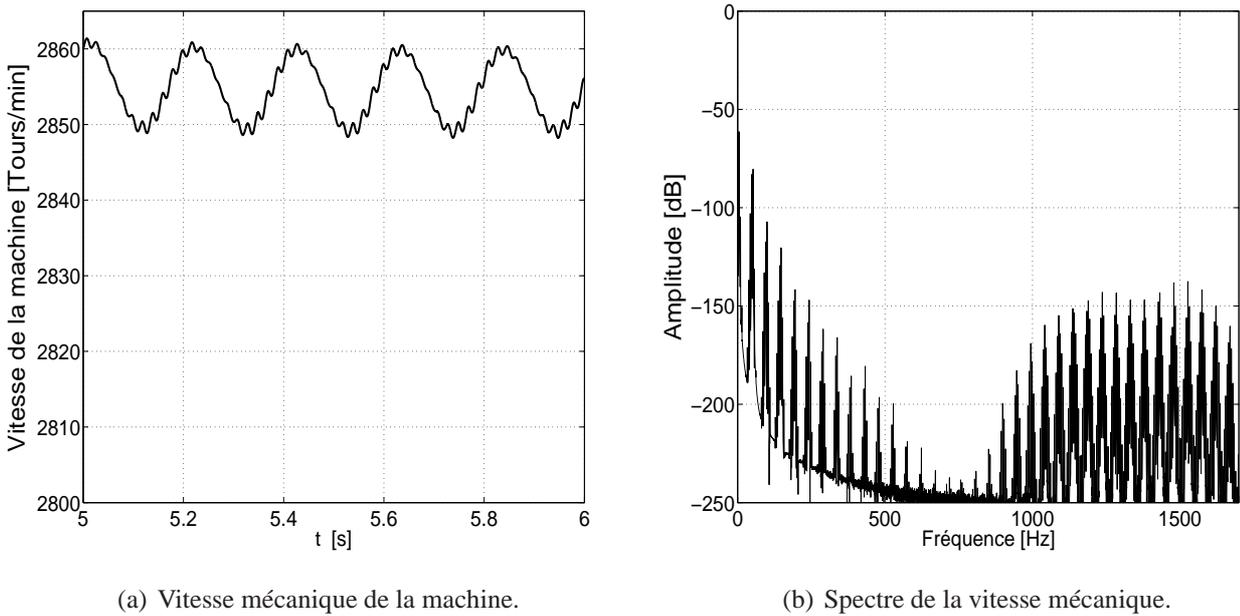
**Figure I.39.** Courant rotorique de la machine excentrée et son spectre pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

I.42(a), I.42(b). On note que les informations provenant de ces figures sont en concordance avec celles provenant du modèle non encoché (cf. figures I.30(a), I.30(b)). La prédiction théorique des fréquences de défaut dans l'étude de l'excentration pure reste valable comme on l'avait vue dans le paragraphe I.4.11.

Maintenant, nous allons localiser les raies relatives à l'interaction de l'excentration et des effets d'encoches. Moyennant la relation (I.165), nous avons regroupé dans le tableau I.4 les fréquences de défaut pouvant éventuellement apparaître dans le courant statorique. Parallèlement, nous avons illustré sur la



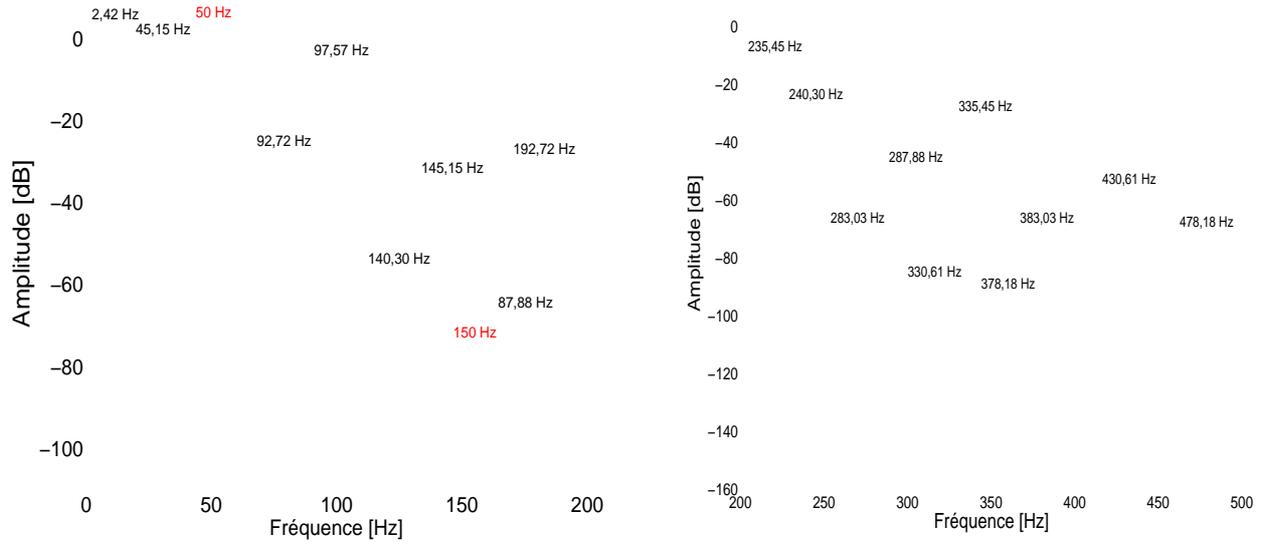
**Figure I.40.** Couple électromagnétique de la machine excentrée et son spectre pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .



**Figure I.41.** Vitesse mécanique de la machine excentrée et son spectre pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

figure I.43 le spectre normalisé du courant statorique dans la gamme [1200 Hz ; 1600 Hz]. La comparaison de ce contenu spectral avec les valeurs théoriques du tableau I.4 confirme la présence des raies de la relation (I.165) puisque les fréquences émanant des deux sources d'information concordent bien, ce qui valide la prédiction théorique faite dans le paragraphe I.4.9.

La figure I.44 illustrant le spectre du courant rotorique dans [0 Hz ; 500 Hz] et le tableau I.5 vérifient la prévision théorique vue dans l'excentration hors effet d'encoches. Cette prévision reste encore valable



(a) Spectre du courant statorique entre [0 Hz ; 200Hz].

(b) Spectre du courant statorique entre [200 Hz ; 500 Hz].

**Figure I.42.** Spectre du courant statorique entre [0 Hz ; 500 Hz] pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]	Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]
$ f_s - f_r $	2,42	$ f_s + f_r $	97,57
$f_s - 2f_r$	45,15	$f_s + 2f_r$	145,15
$f_s - 3f_r$	92,72	$f_s + 3f_r$	192,72
$f_s - 4f_r$	140,30	$f_s + 4f_r$	240,30
$f_s - 5f_r$	187,88	$f_s + 5f_r$	287,88
$f_s - 6f_r$	235,45	$f_s + 6f_r$	335,45
$f_s - 7f_r$	283,03	$f_s + 7f_r$	383,03
$f_s - 8f_r$	330,61	$f_s + 8f_r$	430,61
$f_s - 9f_r$	378,18	$f_s + 9f_r$	478,18

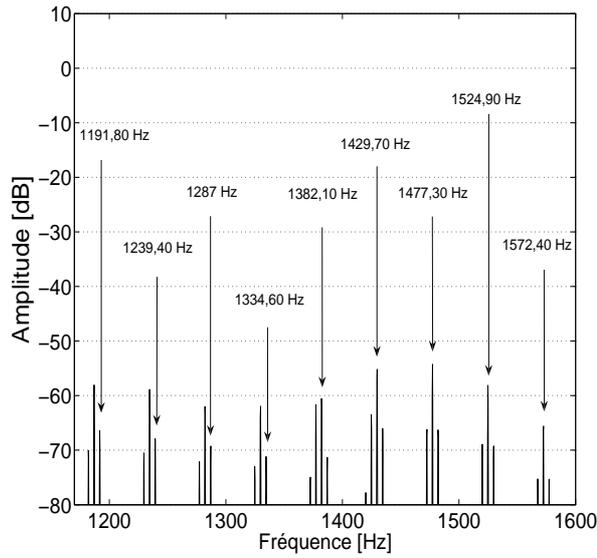
**Tableau I.3.** Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure I.42.

$n_d$	$f_{s_{ecc2}}$ en Hz
0	1382,10
-1	1334,60
1	1429,70
-2	1287
2	1477,30
-3	1239,40
3	1524,90
-4	1191,80
4	1572,40

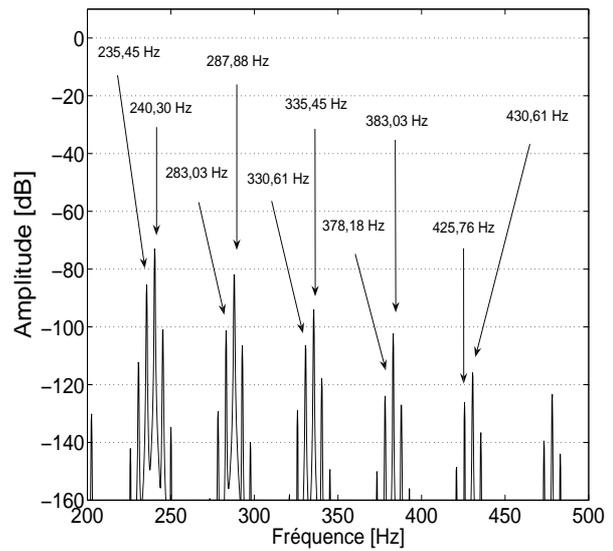
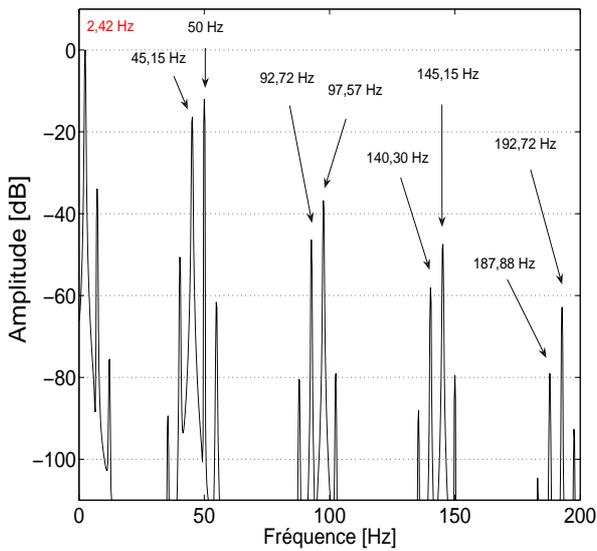
**Tableau I.4.** Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure I.43

comme on l'a vu dans le paragraphe I.4.9.

D'une manière analogue, la figure I.44 représentant le spectre du courant rotorique dans l'intervalle [1110 Hz ; 1550 Hz]. Le tableau I.6 confirme la présence des raies dues à l'interaction de l'excentration et de l'encoche dans le courant rotorique. Les fréquences donnée par (I.166) y sont présentes.



**Figure I.43.** Mise en évidence des harmoniques d'interaction de l'excentration et des effets d'encoches dans le courant statorique pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .



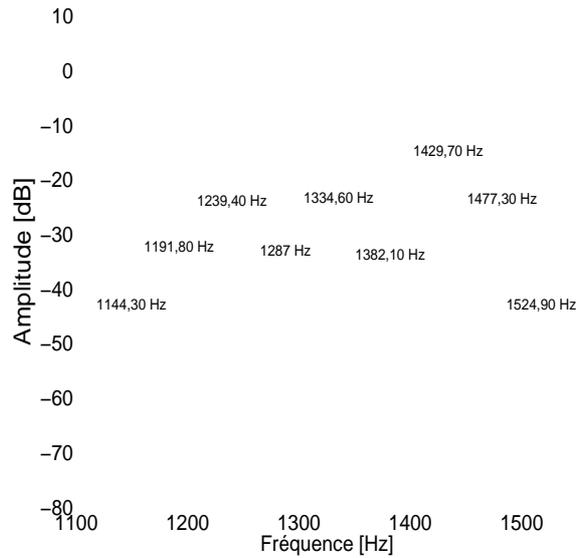
(a) Spectre du courant rotorique entre [0 Hz ; 200Hz].

(b) Spectre du courant rotorique entre [200 Hz ; 500 Hz].

**Figure I.44.** Spectre du courant rotorique entre [0 Hz ; 500 Hz] pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

Fréquence	$f_{r_{eccb1}}$ [Hz]	Fréquence	$f_{r_{eccb1}}$ [Hz]
$ gf_s - f_r $	45,15	$ gf_s + f_r $	50
$ gf_s - 2f_r $	92,72	$ gf_s + 2f_r $	97,57
$ gf_s - 3f_r $	140,30	$ gf_s + 3f_r $	145,15
$ gf_s - 4f_r $	187,88	$ gf_s + 4f_r $	192,72
$ gf_s - 5f_r $	235,45	$ gf_s + 5f_r $	240,30
$ gf_s - 6f_r $	283,03	$ gf_s + 6f_r $	287,88
$ gf_s - 7f_r $	330,61	$ gf_s + 7f_r $	335,45
$ gf_s - 8f_r $	378,18	$ gf_s + 8f_r $	383,03
$ gf_s - 9f_r $	425,76	$ gf_s + 9f_r $	430,61

**Tableau I.5.** Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure I.44.



**Figure I.45.** Mise en évidence des harmoniques d'interaction de l'excentration et des effets d'encoches dans le courant rotorique pour  $\epsilon_s = 0,4$ ,  $\epsilon_d = 0,3$ .

$n_d$	$f_{r_{eccb2}}$ en Hz
0	1334,60
-1	1287
1	1382,10
-2	1239,40
2	1429,70
-3	1191,80
3	1477,30
-4	1144,30
4	1524,90

**Tableau I.6.** Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure I.45

### I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude qualitative et quantitative d'un problème d'excentration du rotor d'une machine asynchrone polyphasée. En pratique, les excentrations statique et dynamique sont des cas idéaux. Dans une machine réelle, l'excentration apparaît sous sa nature mixte qui est la superposition de ces deux types.

La première difficulté de l'analyse de ce type de défaut réside dans le calcul de la fonction perméance. Dans certaines machines, on peut négliger les effets d'encoche. L'expression usuelle de la fonction perméance offre dans ces conditions une grande facilité de calcul des inductances de la machine. Ces inductances correspondant à un premier modèle de la machine excentrée permettent de caractériser les signatures usuelles de défaut dans les courants statoriques et rotoriques.

Cependant, les armatures réelles de nombreuses machines sont loin d'être lisses. Elles logent les conducteurs statoriques et rotoriques au travers des encoches qui introduisent des variations supplémentaires dans la fonction d'entrefer et ainsi dans la fonction perméance. Pour calculer la fonction d'entrefer dans ces conditions, nous nous sommes appuyé sur le développement en série de Fourier de ces variations en les assimilant à des fonctions rectangulaires. Afin d'en déduire la fonction perméance, nous avons introduit des approximations supplémentaires consistant à se limiter au deuxième ordre du développement.

Les inductances obtenues ont permis de caractériser les fréquences des harmoniques provenant de l'interaction de l'excentration et de l'encoche.

La concordance des résultats de simulation pour les fréquences hors effets d'encoches dans les deux méthodes de modélisation confirme la validité des deux modèles.

Nous avons pu aussi remarquer que les inductances principales n'ont pas les mêmes valeurs moyennes pour toutes les phases dans le cas d'une excentration mixte, il s'ensuit qu'un léger déséquilibre apparaît de ce fait dans les courants statoriques.

## Chapitre II

# Diagnostic et commande d'une machine double-étoile présentant un défaut d'alimentation ou d'excentration.

### II.1. Introduction

Dans les applications industrielles actuelles, la machine asynchrone est rarement alimentée directement par le réseau électrique parce que ce dernier ne permet pas d'effectuer la variation de vitesse : elle est plutôt connectée à un onduleur [91]. La machine peut être alimentée en boucle ouverte au moyen de la commande scalaire, par exemple en propulsion navale où on a besoin d'une forte puissance sans exiger une dynamique élevée. La commande scalaire trouve également son application dans le domaine du pompage.

Dans d'autres applications comme la traction à grande vitesse, la machine a besoin d'un système bouclé pour présenter une dynamique élevée. Le recours à la commande vectorielle s'avère inévitable [109]. Cette méthode est proposée pour la première fois dans les années 70 par Blaschke [14]. A l'époque, son développement sur le marché industriel était encore freiné par les limitations technologiques.

Cependant, vers la fin des années 80, l'électronique de puissance et la micro-informatique ont connu un développement spectaculaire : des interrupteurs électroniques de plus en plus rapides et atteignant facilement le domaine de moyenne puissance comme les MOSFET et les IGBT ; microprocesseurs ayant des capacités de calcul très rapide comme le DSP. Le monde de l'Électrotechnique a largement bénéficié de ces progrès.

Depuis quelques années, l'entraînement réglé avec une machine double-étoile a beaucoup suscité d'intérêt grâce à sa flexibilité. Toutefois, le système d'entraînement n'est pas à l'abri d'une défaillance. Elle peut survenir aussi bien au niveau de l'onduleur que sur la machine elle-même. Pour un défaut au niveau de l'onduleur, il peut s'agir principalement de l'ouverture ou du court-circuit d'un interrupteur



dans lequel  $\mathbf{i}_s$ ,  $\mathbf{v}_s$  désignent respectivement les vecteurs des courants et des tensions statoriques tandis que  $\mathbf{i}_r$  est le vecteur des courants rotoriques.  $\Psi_s$  et  $\Psi_r$  sont respectivement les vecteurs des flux totalisés statoriques et rotoriques.

Ces cinq vecteurs se définissent par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{i}_s = [i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}, i_{s4}, i_{s5}, i_{s6}]^t \\ \mathbf{v}_s = [v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}, v_{s4}, v_{s5}, v_{s6}]^t \\ \Psi_s = [\psi_{s1}, \psi_{s2}, \psi_{s3}, \psi_{s4}, \psi_{s5}, \psi_{s6}]^t \\ \mathbf{i}_r = [i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}]^t \\ \Psi_r = [\psi_{r1}, \psi_{r2}, \psi_{r3}]^t \end{array} \right. \quad (\text{II.2})$$

$\mathbf{R}_s$  et  $\mathbf{R}_r$  sont respectivement les matrices des résistances statoriques et rotoriques. Elles se définissent par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{R}_s = R_s \mathbf{I}_6 \\ \mathbf{R}_r = R_r \mathbf{I}_3 \end{array} \right. \quad (\text{II.3})$$

$\mathbf{I}_3$  et  $\mathbf{I}_6$  sont respectivement les matrices identités sur  $\mathbf{R}^3$  et  $\mathbf{R}^6$ .  $R_s$  et  $R_r$  sont les résistances de chaque phase statorique et rotorique.

Les relations liant les vecteurs des flux et des courants sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_s = \mathbf{L}_{ss} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r \\ \Psi_r = \mathbf{L}_{rr} \mathbf{i}_r + \mathbf{L}_{rs} \mathbf{i}_s \end{array} \right. \quad (\text{II.4})$$

$\mathbf{L}_{ss}$ ,  $\mathbf{L}_{rr}$  sont respectivement les matrices des inductances statoriques et rotoriques.  $\mathbf{L}_{sr}$  représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor. Afin d'obtenir ces matrices, il suffit de se limiter aux premiers harmoniques d'espace des relations (I.26), (I.29), (I.32).

Alors, ces matrices d'inductances sont :

$$\mathbf{L}_{ss} = L_{sl}\mathbf{I}_6 + \frac{3}{2}L_{ms} \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{32}\mathbf{T}_{32}^t & \mathbf{T}_{32}\mathbf{P}_2\left(\frac{\pi}{3}\right)\mathbf{T}_{32}^t \\ \mathbf{T}_{32}\mathbf{P}_2\left(-\frac{\pi}{3}\right)\mathbf{T}_{32}^t & \mathbf{T}_{32}\mathbf{T}_{32}^t \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$\mathbf{T}_{32}$  est la matrice associée à la transformation de Concordia restreinte [98] :

$$\mathbf{T}_{32}^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$\mathbf{P}_2(\theta)$  est la transformation de Park d'ordre 2 caractérisée par la matrice :

$$\mathbf{P}_2(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \frac{3}{2}M_{sr} \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{32}\mathbf{P}_2(\mathbf{p}\theta_m)\mathbf{T}_{32}^t \\ \mathbf{T}_{32}\mathbf{P}_2(\mathbf{p}\theta_m - \frac{\pi}{3})\mathbf{T}_{32}^t \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{L}_{rs} = \mathbf{L}_{sr}^t \quad (\text{II.8})$$

et :

$$\mathbf{L}_{rr} = L_{rl}\mathbf{I}_3 + \frac{3}{2}L_{mr}\mathbf{T}_{32}\mathbf{T}_{32}^t \quad (\text{II.9})$$

### II.1.0.1.1. Matrices de transformation

Pour les machines multiphasées usuelles, Sargos [94] parmi d'autres a établi une transformation de Concordia généralisée. Pour une machine hexaphasée, la transposée d'une matrice de transformation de Concordia est :

$$\mathbf{C}_6^t = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\pi & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\pi & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{5\pi}{3}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos 0 & \cos\left(\frac{8\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{10\pi}{3}\right) \\ 1 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin 0 & \sin\left(\frac{8\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{10\pi}{3}\right) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Pour la machine double-étoile, les enroulements statoriques sont uniformément décalés mais nous avons choisi l'ordre de phases qu'illustre la figure II.1, ce qui revient à introduire une matrice de permutation  $\mathbf{D}$  dont la transposée est la suivante :

$$\mathbf{D}^t = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Alors, pour la machine double-étoile, la transposée d'une matrice de Concordia d'ordre 6 est donnée par la relation suivante :

$$\mathbf{T}_6^t = \mathbf{C}_6^t \mathbf{D}^t = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\pi) & \cos\left(\frac{5\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) & \sin(\pi) & \sin\left(\frac{5\pi}{3}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos 0 & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La transposée de la matrice de Concordia d'ordre 3 s'écrit de la manière suivante [41], [94] :

$$\mathbf{T}_3^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

On peut établir une transformation de Park partielle généralisée à l'ordre  $k$ , ( $k \in \mathbb{N}$ ) par la relation [52] :

$$\mathbf{P}_k(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \mathbf{0}_{1,k-2} \\ \sin \theta & \cos \theta & \mathbf{0}_{1,k-2} \\ \mathbf{0}_{k-2,1} & \mathbf{0}_{k-2,1} & \mathbf{I}_{k-2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$\mathbf{0}_{k-2,1}$  représente la matrice nulle à  $k - 2$  lignes et à une colonne. Cette transformation *pragmatique* ne laisse figurer que les deux premières composants de Concordia, les seules qui sont utiles dans la commande.

### II.1.0.1.2. Premier modèle de Park

Le premier modèle de Park émane des applications respectives de la transformation de Concordia

$\mathbf{T}_6$  et de la transformation de Park  $\mathbf{P}_6(\theta)$  sur les grandeurs statoriques. Toutefois, sur notre banc expérimental, les deux neutres sont isolés de sorte que les grandeurs homopolaires sont nulles. On peut donc se servir uniquement de  $\mathbf{T}_{64}$  suivies de  $\mathbf{P}_4(\theta)$  sur les grandeurs statoriques.

Pour la même raison, on applique aux grandeurs rotoriques la transformation de Concordia triphasée restreinte  $\mathbf{T}_{32}$  et de la rotation  $\mathbf{P}_2(\theta)$ .

Si on désigne par  $\mathbf{G}'_s$  l'image d'une grandeur statorique  $\mathbf{G}_s$  par la transformation de Concordia restreinte  $\mathbf{T}_{64}$ , alors on a :

$$\mathbf{G}'_s = [G_{s\alpha}, G_{s\beta}, G_{sX}, G_{sY}]^t = \mathbf{T}_{64}^t \mathbf{G}_s \quad (\text{II.15})$$

En particulier, le vecteur des tensions statoriques a pour transformée :

$$\mathbf{v}'_s = [v_{s\alpha}, v_{s\beta}, v_{sX}, v_{sY}]^t = \mathbf{T}_{64}^t \mathbf{v}_s \quad (\text{II.16})$$

Le vecteur des courants statoriques a pour transformée :

$$\mathbf{i}'_s = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{sX}, i_{sY}]^t = \mathbf{T}_{64}^t \mathbf{i}_s \quad (\text{II.17})$$

Le vecteur des flux statoriques a pour transformée :

$$\mathbf{\Psi}'_s = [\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}, \psi_{sX}, \psi_{sY}]^t = \mathbf{T}_{64}^t \mathbf{\Psi}_s \quad (\text{II.18})$$

De la même manière, en nommant par  $\mathbf{G}'_r$  l'image d'une grandeur rotorique  $\mathbf{G}_r$  par la transformation  $\mathbf{T}_{32}$ , on a :

$$\mathbf{G}'_r = [G_{r\alpha}, G_{r\beta}]^t = \mathbf{T}_{32}^t \mathbf{G}_r \quad (\text{II.19})$$

De la même façon, le vecteur des courants a pour transformée :

$$\mathbf{i}'_r = [i_{r\alpha}, i_{r\beta}]^t = \mathbf{T}_{32}^t \mathbf{i}_r \quad (\text{II.20})$$

Le vecteur des flux rotoriques a pour transformée :

$$\Psi'_r = [\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}]^t = \mathbf{T}_{32}^t \Psi_r \quad (\text{II.21})$$

En appliquant ces transformations de Concordia, l'équation électrique II.1 devient :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{s\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + \frac{d\Psi_{s\alpha\beta}}{dt} \\ \mathbf{v}_{sXY} = R_s \mathbf{i}_{sXY} + \frac{d\Psi_{sXY}}{dt} \\ \mathbf{0}_{21} = R_r \mathbf{i}_{r\alpha\beta} + \frac{d\Psi_{r\alpha\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Les différents flux mis en jeu sont donnés par les relations :

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha\beta} = L_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + M \mathbf{i}_{r\alpha\beta} \\ \Psi_{sXY} = L_{sXY} \mathbf{i}_{sXY} \\ \Psi_{r\alpha\beta} = L_r \mathbf{i}_{r\alpha\beta} + M \mathbf{i}_{s\alpha\beta} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

telles que :

$$\begin{cases} L_s = L_{sl} + 3L_{ms} & L_{sXY} = L_{sl} \\ L_r = L_{rl} + 1,5L_{mr}, & M = \frac{3}{\sqrt{2}} M_{sr} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Les relations (II.22), (II.23) montrent que la machine initiale est décomposée en deux machines à savoir la machine  $(\alpha, \beta)$  dite *principale*, la machine  $(X, Y)$  dite *secondaire*. Seule la machine primaire est couplée avec le rotor de sorte que la machine secondaire ne contribue pas à la conversion d'énergie électromécanique.

Le couple électromagnétique est :

$$\Gamma_{em} = \mathbf{i}_s^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_m} \mathbf{i}_r = [\mathbf{T}_{64} \mathbf{i}'_s]^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_m} [\mathbf{T}_{32} \mathbf{i}'_r] = \mathbf{i}'_s \left[ \mathbf{T}_{64}^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_m} \mathbf{T}_{32} \right] \mathbf{i}'_r \quad (\text{II.25})$$

qui vaut :

$$\Gamma_{em} = pM [(i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \cos(p\theta_m) - (i_{s\alpha} i_{r\alpha} + i_{s\beta} i_{r\beta}) \sin(p\theta_m)] \quad (\text{II.26})$$

L'équation (II.26) montre que les courants  $i_{sX}$  et  $i_{sY}$  n'interviennent pas dans le couple, ce qui confirme encore que la machine secondaire ne participe pas à la conversion d'énergie (en négligeant les harmoniques de géométrie de la machine), ce qui justifie l'utilisation de la transformation de Park généralisée correspondant à la relation (II.14) qui consiste à effectuer une rotation sur les composantes  $G_{s\alpha}$  et  $G_{s\beta}$  tout en laissant inchangées  $G_{sX}$  et  $G_{sY}$ .

Soit  $\theta_s$  la position angulaire de l'axe  $d_s$  du stator, alors, en négligeant les composantes homopolaires, une grandeur statorique de Concordia  $\mathbf{G}'_s$  (courant, tension ou flux) a pour image  $\mathbf{G}''_s$  :

$$\mathbf{G}''_s = [G_{sd}, G_{sq}, G_{sX}, G_{sY}]^t = \mathbf{P}_4^{-1}(\theta_s)\mathbf{G}'_s \tag{II.27}$$

En particulier, le vecteur des tensions statoriques a pour transformée :

$$\mathbf{v}''_s = [v_{sd}, v_{sq}, v_{sX}, v_{sY}]^t = \mathbf{P}_4^{-1}(\theta_s)\mathbf{v}'_s \tag{II.28}$$

Le vecteur des courants statoriques a pour transformée :

$$\mathbf{i}''_s = [i_{sd}, i_{sq}, i_{sX}, i_{sY}]^t = \mathbf{P}_4^{-1}(\theta_s)\mathbf{i}'_s \tag{II.29}$$

Le vecteur des flux statoriques a pour transformée :

$$\mathbf{\Psi}''_s = [[\psi_{sd}, \psi_{sq}, \psi_{sX}, \psi_{sY}]^t]^t = \mathbf{P}_4^{-1}(\theta_s)\mathbf{\Psi}'_s \tag{II.30}$$

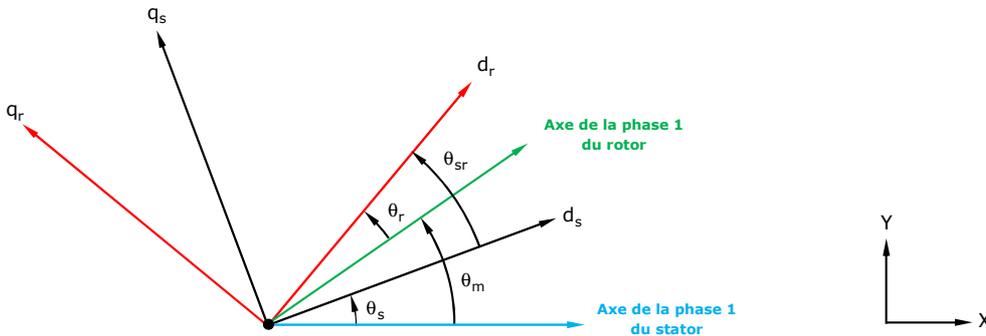


Figure II.2. Système d'axes  $(d_s, q_s)$ ,  $(X, Y)$ ,  $(d_r, q_r)$

De la même manière, en désignant par  $\theta_r$  la position angulaire de l'axe direct  $d_r$  du rotor par rapport à son axe mécanique, l'image  $\mathbf{G}''_r$  d'une grandeur rotorique de Concordia  $\mathbf{G}'_r$  se détermine par :

$$\mathbf{G}_r'' = [G_{rd}, G_{rq}]^t = \mathbf{P}_2^{-1}(\theta_r) \mathbf{G}_r' \quad (\text{II.31})$$

En particulier, la transformée de Park du vecteur des courants rotoriques est :

$$\mathbf{i}_r'' = [i_{rd}, i_{rq}]^t = \mathbf{P}_2^{-1}(\theta_r) \mathbf{i}_r' \quad (\text{II.32})$$

La transformée de Park du vecteur des flux rotoriques est :

$$\mathbf{\Psi}_r'' = [\psi_{rd}, \psi_{rq}]^t = \mathbf{P}_2^{-1}(\theta_r) \mathbf{\Psi}_r' \quad (\text{II.33})$$

L'angle entre les deux systèmes d'axes  $(d_s, q_s)$  et  $(d_r, q_r)$  est un angle constant  $\theta_{sr}$  dans un premier temps quelconque (voir figure II.2) [87], [88] :

$$\theta_{sr} = \theta_m - \theta_s + \theta_r \quad (\text{II.34})$$

En fait, pour des raisons de simplification, en particulier pour simplifier l'expression du couple, on choisit un système d'axe commun  $(d, q)$  pour les grandeurs statoriques et rotoriques c'est à dire  $\theta_{sr} = 0$  [87], [88] :

$$\theta_s = \theta_m + \theta_r \quad (\text{II.35})$$

L'application de ces transformations nous emmène aux équations électriques de Park :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{v}_{sdq} = R_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{sdq}}{dt} \mp \dot{\theta}_s \mathbf{\Psi}_{sqd} \\ \mathbf{v}_{sxy} = R_s \mathbf{i}_{sxy} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{sxy}}{dt} \\ \mathbf{0}_{21} = R_r \mathbf{i}_{rdq} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{rdq}}{dt} \mp \dot{\theta}_r \mathbf{\Psi}_{rqd} \end{array} \right. \quad (\text{II.36})$$

Les flux transformés sont définis par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_{sdq} = L_s \mathbf{i}_{sdq} + M \mathbf{i}_{rdq} \\ \Psi_{sXY} = L_{sXY} \mathbf{i}_{sXY} \\ \Psi_{rdq} = L_r \mathbf{i}_{rdq} + M \mathbf{i}_{sdq} \end{array} \right. \quad (\text{II.37})$$

Seules les composantes  $d$  et  $q$  du stator et du rotor participent à la conversion d'énergie. Les composantes  $X$  et  $Y$  et homopolaires du stator et du rotor n'y contribuent pas (en négligeant les harmoniques de géométrie de la machine et toute dissymétrie), ce qui veut dire que seules les équations (1) et (3) des systèmes (II.22) et (II.23) sont intéressantes à voir.

Pour établir les algorithmes de commande et les observateurs, il est judicieux d'écrire ces équations en fonction des variables d'état  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ,  $\psi_{rd}$  et  $\psi_{rq}$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{v}_{sdq} = R_{sr} \mathbf{i}_{sdq} + \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_{sdq}}{dt} - \frac{R_r M}{L_r^2} \Psi_{rdq} \mp \left[ \sigma L_s \dot{\theta}_s \mathbf{i}_{sqd} + (\dot{\theta}_s - \dot{\theta}_r) \frac{M}{L_r} \Psi_{rqd} \right] \\ \mathbf{0}_{21} = -\frac{M}{\tau_r} \mathbf{i}_{sdq} + \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rdq} + \frac{d\Psi_{rdq}}{dt} \mp \dot{\theta}_r \Psi_{rqd} \end{array} \right. \quad (\text{II.38})$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{sr} = R_s + \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \end{array} \right. \quad (\text{II.39})$$

$\sigma$  se nomme coefficient de dispersion tandis que  $\tau_r$  s'appelle constante de temps rotorique.

En partant de la relation (II.25), on peut exprimer le couple :

$$\Gamma_{em} = \mathbf{i}_s'^t \left[ \mathbf{T}_{64}^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_m} \mathbf{T}_{32} \right] \mathbf{i}_r' = \mathbf{i}_s''^t \left[ \mathbf{P}_4^{-1}(\theta_s) \mathbf{T}_{64}^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_m} \mathbf{T}_{32} \mathbf{P}_4(\theta_s - p\theta_m) \right] \mathbf{i}_r'' \quad (\text{II.40})$$

Soit :

$$\Gamma_{em} = pM(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) = p \frac{M}{L_r} (i_{sq}\psi_{rd} - i_{sd}\psi_{rq}) \quad (\text{II.41})$$

### II.1.0.2. Deuxième modèle

Le deuxième modèle naît de l'application des transformations de Concordia et de Park triphasées sur chaque étoile du stator et sur l'enroulement rotorique [16], [17]. Comme les deux neutres de deux étoiles sont isolés l'un de l'autre et ne sont reliés à aucun autre point, nous pouvons appliquer la transformation de Concordia restreinte  $\mathbf{T}_{32}$  sur chaque étoile. Globalement, on se sert de la transformation suivante sur les grandeurs statoriques :

$$\mathcal{T}_{64}^t = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{32}^t & \mathbf{0}_{23} \\ \mathbf{0}_{23} & \mathbf{T}_{32}^t \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

de sorte que :

$$\mathbf{G}'_s = [G_{s\alpha_1}, G_{s\beta_1}, G_{s\alpha_2}, G_{s\beta_2}]^t = \mathcal{T}_{64}^t \mathbf{G}_s \quad (\text{II.43})$$

En particulier, la transformée de Concordia du vecteur des courants statoriques se définit par :

$$\mathbf{i}'_s = [\dot{i}_{s\alpha_1}, \dot{i}_{s\beta_1}, \dot{i}_{s\alpha_2}, \dot{i}_{s\beta_2}]^t = \mathcal{T}_{64}^t \mathbf{i}_s \quad (\text{II.44})$$

La transformée du vecteur des flux statoriques est :

$$\mathbf{\Psi}'_s = [\psi_{s\alpha_1}, \psi_{s\beta_1}, \psi_{s\alpha_2}, \psi_{s\beta_2}]^t = \mathcal{T}_{64}^t \mathbf{\Psi}_s \quad (\text{II.45})$$

La transformée de Concordia d'une grandeur rotorique se définit encore de la même manière que dans le paragraphe précédent (relation (II.19)), en particulier, les relations (II.20) et (II.21) donnant les transformées des vecteurs des courants et des flux rotoriques restent maintenues.

Les équations du système (II.1) deviennent :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{s\alpha_1\beta_1} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{s\alpha_1\beta_1} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{s\alpha_1\beta_1}}{dt} \\ \mathbf{v}_{s\alpha_2\beta_2} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{s\alpha_2\beta_2} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{s\alpha_2\beta_2}}{dt} \\ \mathbf{0}_{21} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{r\alpha\beta} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{r\alpha\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Les différents flux mis en jeu s'obtiennent par :

$$\begin{cases} \Psi'_s = \mathcal{T}_{64}^t \mathbf{L}_{ss} \mathcal{T}_{64} \mathbf{i}'_s + \mathcal{T}_{64}^t \mathbf{L}_{sr} \mathbf{T}_{32}^t \mathbf{i}'_r \\ \Psi'_r = \mathbf{T}_{32}^t \mathbf{L}_{rr} \mathbf{T}_{32} \mathbf{i}'_r + \mathbf{T}_{32}^t \mathbf{L}_{sr}^t \mathcal{T}_{64}^t \mathbf{i}'_s \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

En remarquant que :

$$\mathbf{T}_{32}^t \mathbf{T}_{32} = \mathbf{I}_2 \quad \text{et} \quad \mathcal{T}_{64}^t \mathcal{T}_{64} = \mathbf{I}_4 \quad (\text{II.48})$$

La matrice des inductances statoriques est :

$$\mathbf{L}'_{ss} = \mathcal{T}_{64}^t \mathbf{L}_{ss} \mathcal{T}_{64} = L_{sl} \mathbf{I}_4 + \frac{3}{2} L_{ms} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & \mathbf{P}_2(\frac{\pi}{3}) \\ \mathbf{P}_2(-\frac{\pi}{3}) & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor est :

$$\mathbf{L}'_{sr} = \mathcal{T}_{64}^t \mathbf{L}_{sr} \mathbf{T}_{32}^t = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \mathbf{P}_2(\mathbf{p}\theta_m) \\ \mathbf{P}_2^{-1}(\mathbf{p}\theta_m - \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

la matrice des inductances mutuelles entre le rotor et le stator est :

$$\mathbf{L}'_{rs} = \mathbf{T}_{32}^t \mathbf{L}_{sr}^t \mathcal{T}_{64}^t = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \mathbf{P}_2^{-1}(\mathbf{p}\theta_m) & \mathbf{P}_2(\mathbf{p}\theta_m - \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

et la matrice des inductances rotoriques est :

$$\mathbf{L}'_{rr} = \left( L_{rl} + \frac{3}{2} L_{mr} \right) \mathbf{I}_2 \quad (\text{II.52})$$

Les relations (II.46), (II.47), (II.48), (II.49), (II.50), (II.51), (II.52) confirment que la machine initiale est subdivisée en deux machines  $(\alpha_1, \beta_1)$ ,  $(\alpha_2, \beta_2)$  qui sont magnétiquement couplées entre elles et qui sont couplées au rotor.

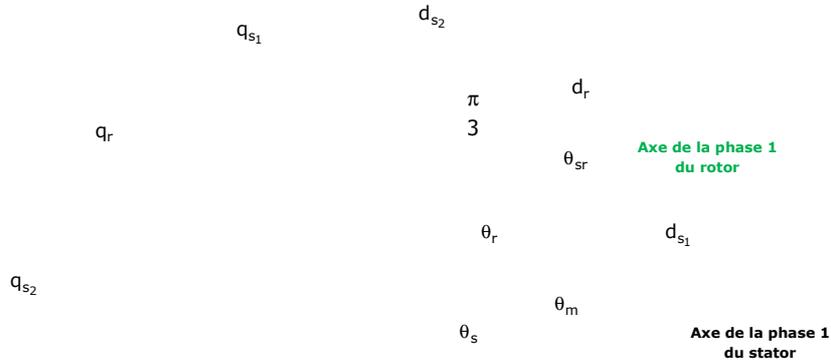
En procédant comme dans la relation (II.25), le couple électromagnétique vaut :

$$\Gamma_{em} = \mathbf{i}_s^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_m} \mathbf{i}_r = \mathbf{i}_s' \left( \mathbf{T}_{64}^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_m} \mathbf{T}_{32} \right) \mathbf{i}_r' \quad (\text{II.53})$$

où :

$$\mathbf{T}_{64}^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_m} \mathbf{T}_{32} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_2(p\theta_m + \frac{\pi}{2}) \\ \mathbf{P}_2^{-1}(p\theta_m - \frac{5\pi}{6}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

Les deux étoiles du stator de la machine réelle étant décalées d'un angle de  $\frac{\pi}{3}$ , les deux sous-systèmes d'enroulements statoriques équivalents  $(d_{s1}, q_{s1})$ ,  $(d_{s2}, q_{s2})$  le seront aussi (voir la figure II.3).



**Figure II.3.** Système d'axes  $(d_{s1}, q_{s1})$ ,  $(d_{s2}, q_{s2})$ ,  $(d_r, q_r)$

Pour les grandeurs statoriques, il nous faut alors introduire la transformation de Park définie par la matrice ci-après :

$$\mathcal{P}_4(\theta_s) = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_2(\theta_s) & \mathbf{0}_{22} \\ \mathbf{0}_{22} & \mathbf{P}_2(\theta_s - \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

où  $\theta_s$  définit la position angulaire de l'axe  $d_{s1}$  du stator.

L'image de la grandeur  $\mathbf{G}'_s$  est  $\mathbf{G}''_s$  telle que :

$$\mathbf{G}''_s = [G_{sd1}, G_{sq1}, G_{sd2}, G_{sq2}]^t = \mathcal{P}_4^{-1}(\theta_s) \mathbf{G}'_s \quad (\text{II.56})$$

La transformée de Park d'une grandeur rotorique de Concordia se définit encore de la même manière

que dans le paragraphe précédent (relation (II.31)), en particulier, les relations (II.32) et (II.33) donnant les transformées de Park des vecteurs des courants et des flux rotoriques restent maintenues.

Comme on l'a vu au paragraphe II.1.0.1.2, l'angle  $\theta_{sr}$  entre l'axe origine  $d_{s1}$  du premier système statorique et l'axe direct rotorique  $d_r$  (cf.figure II.3) peut être choisi constant, la relation générale (II.34) reste alors valable.

Toujours pour simplifier, on choisit de caler le système d'axe rotorique  $(d_r, q_r)$  sur le premier système d'axe statorique  $(d_{s1}, q_{s1})$ , soit  $\theta_{sr} = 0$ . La relation (II.35) reste elle aussi valable.

L'application des transformations de Park associées aux matrices  $\mathcal{P}_4(\theta_s)$ ,  $\mathbf{P}_2(\theta_r)$  aux grandeurs statoriques et rotoriques nous amène au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{sd1q1} = R_s i_{sd1q1} + \frac{d\Psi_{sd1q1}}{dt} \mp \dot{\theta}_s \Psi_{sq1d1} \\ v_{sd2q2} = R_s i_{sd2q2} + \frac{d\Psi_{sd2q2}}{dt} \mp \dot{\theta}_s \Psi_{sq2d2} \\ 0_{21} = R_r i_{rdq} + \frac{d\Psi_{rdq}}{dt} \mp \dot{\theta}_r \Psi_{rqd} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Les différents flux sont définis par :

$$\begin{cases} \Psi_{sd1q1} = l_s i_{sd1q1} + l_m i_{sd2q2} + m_{sr} i_{rdq} \\ \Psi_{sd2q2} = l_s i_{sd2q2} + l_m i_{sd1q1} + m_{sr} i_{rdq} \\ \Psi_{rdq} = L_r i_{rdq} + m_{sr} i_{sd1q1} + m_{sr} i_{sd2q2} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Par rapport aux inductances réelles de la machine primitive, les inductances  $l_s$ ,  $l_m$  et  $m_{sr}$  sont définies par :

$$\begin{cases} l_s = L_{sl} + \frac{3}{2} L_{ms} \\ l_m = \frac{3}{2} L_{ms} \\ m_{sr} = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Après quelques opérations algébriques, nous aboutissons au système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd1q1} = r_{sr} i_{sd1q1} + \sigma_s l_s \frac{di_{sd1q1}}{dt} + r_r i_{sd2q2} + \sigma_m l_m \frac{di_{sd2q2}}{dt} - \frac{R_r m_{sr}}{L_r^2} \Psi_{rdq} \mp \left[ (\sigma_s l_s i_{sq1d1} + \sigma_m l_m i_{sq2d2}) \dot{\theta}_s + \frac{m_{sr}}{L_r} (\dot{\theta}_s - \dot{\theta}_r) \Psi_{rdq} \right] \\ v_{sd2q2} = r_{sr} i_{sd2q2} + \sigma_s l_s \frac{di_{sd2q2}}{dt} + r_r i_{sd1q1} + \sigma_m l_m \frac{di_{sd1q1}}{dt} - \frac{R_r m_{sr}}{L_r^2} \Psi_{rdq} \mp \left[ (\sigma_s l_s i_{sq2d2} + \sigma_m l_m i_{sq1d1}) \dot{\theta}_s + \frac{m_{sr}}{L_r} (\dot{\theta}_s - \dot{\theta}_r) \Psi_{rdq} \right] \\ 0_{21} = -\frac{1}{\tau_r} m_{sr} (i_{sd1q1} + i_{sd2q2}) + \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rdq} + \frac{d\Psi_{rdq}}{dt} \mp \dot{\theta}_r \Psi_{rdq} \end{array} \right. \quad (\text{II.60})$$

Dans lequel, les paramètres  $r_{sr}$ ,  $r_r$ ,  $\sigma_s$  et  $\sigma_m$  sont définis par :

$$\left\{ \begin{array}{l} r_{sr} = R_s + \left( \frac{m_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \\ r_r = \left( \frac{m_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \\ \sigma_s = 1 - \frac{m_{sr}^2}{l_s L_r} \\ \sigma_m = 1 - \frac{m_{sr}^2}{l_m L_r} \end{array} \right. \quad (\text{II.61})$$

Le couple électromagnétique s'obtient par :

$$\begin{aligned} \Gamma_{em} &= \mathcal{T}_{64}^t \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_m} \mathbf{T}_{32} \\ &= p m_{sr} [(i_{sq1} + i_{sq2}) i_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2}) i_{rq}] \\ &= p \frac{m_{sr}}{l_r} [(i_{sq1} + i_{sq2}) \psi_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2}) \psi_{rq}] \end{aligned} \quad (\text{II.62})$$

Cette relation montre que la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique résulte de l'interaction entre les deux étoiles statoriques et le rotor. On voit également que, si l'une des étoiles cesse d'être alimentée, l'alimentation de l'autre étoile permet encore de procéder à la production d'un couple électromagnétique.

### II.1.0.3. *Rappel du principe de la commande vectorielle*

La commande vectorielle consiste à forcer l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique et à découpler les boucles de courants direct et en quadrature au moyen de la commande. Alors, on obtient une commande du courant quadrature semblable à celle d'une machine à courant continu à

excitation indépendante. Les auteurs mettent en évidence deux principes de contrôle vectoriel de la machine asynchrone, à savoir la commande par orientation indirecte du flux rotorique et la commande par orientation directe de celui-ci. Dans la première, on impose la pulsation statorique de manière à garantir l'orientation du flux rotorique sans mettre de contre-réaction. La seconde présente une boucle de régulation de flux [37]. Comme l'implantation d'un capteur de flux rotorique s'avère impossible, on a recours aux observateurs de flux. Les méthodes d'estimation les plus connues sont les observateur de Luenberger et Kalman [109]. De nombreux travaux de recherche ont prouvé que l'observateur de Kalman s'avère plus robuste dans la pratique [109] entre autres. On note que les méthodes d'orientation du flux rotorique peuvent être étendues à la machine double-étoile. Les algorithmes de commande émanent également des équations électriques obtenues après la transformation de Park.

Dans ce travail, nous traitons seulement la méthode de commande par orientation indirecte du flux rotorique puisqu'elle est la plus répandue.

### II.1.1. *Commande par orientation indirecte du flux rotorique*

Les deux modèles de Park proposés ci-dessus impliquent deux algorithmes possibles de la commande vectorielle par orientation indirecte du flux rotorique. On rappelle que pour élaborer l'algorithme de commande, il est préférable de choisir l'angle statorique  $\theta_s$  égal à la position instantanée du champ tournant [10].

#### II.1.1.1. *Premier algorithme de commande : utilisation de la transformation de Park hexaphasée*

Ce premier schéma découle de l'usage du modèle donné par la relation (II.25). L'objectif est de découpler les équations d'axes  $d$  et  $q$  au moyen de la commande. La méthode d'orientation consiste à forcer le flux rotorique en quadrature  $\psi_{rq}$  à 0 et à forcer le flux rotorique direct  $\psi_{rd}$  à converger vers une référence  $\psi_r^*$ .

Dans un régime quasi-stationnaire,  $\theta_s = \omega_s t$ , les conditions ci-dessus et les relations (II.25), (II.27) donnent la relation suivante qui lie les grandeurs de références :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd}^* = (R_{sr} + \sigma L_s) i_{sd}^* - \frac{R_r M}{L_r^2} \psi_r^* - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ v_{sq}^* = (R_{sr} + \sigma L_s) i_{sq}^* - \frac{M}{L_r} \psi_r^* \left( \frac{1}{\tau_r} - p \Omega_m^* \right) + \sigma L_s \omega_s i_{sd} \\ \psi_r^* = \frac{M}{1 + \sigma \tau_r} i_{sd}^* \\ \dot{\theta}_r = \omega_r = \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{sq}^*}{\psi_r^*} \\ i_{sq}^* = \frac{L_r}{pM} \frac{\Gamma_m^*}{\psi_{rd}^*} \end{array} \right. \quad (\text{II.63})$$

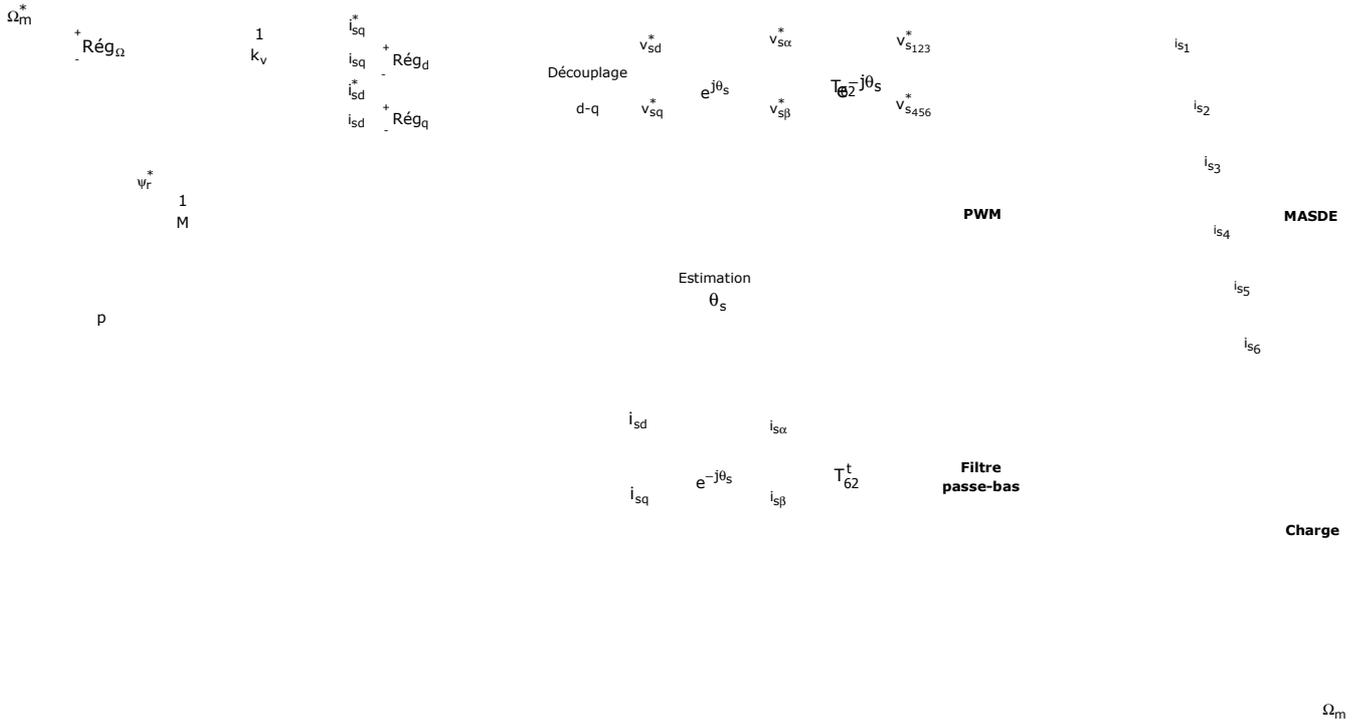


Figure II.4. Premier schéma de commande par orientation indirecte du flux rotorique de la machine double-étoile

$s$  est l'opérateur de Laplace. Le symbole  $*$  sur certaines grandeurs indique qu'il s'agit d'une grandeur de référence. Les deux premières équations de ce système montrent que les réponses des courants d'axes  $d$  et  $q$  sont du premier ordre. Les termes  $-\frac{R_r M}{L_r^2} \psi_r^*$ ,  $-\sigma L_s \omega_s i_{sq}$ ,  $-\frac{M}{L_r} \psi_r^* \left( \frac{1}{\tau_r} - p \Omega_m^* \right)$  et  $\sigma L_s \omega_s i_{sd}$  sont les termes de couplage entre les deux axes. Pour s'en débarrasser, on peut se servir d'un découplage soit statique [10] soit dynamique [84]. Nous nous sommes limité au découplage statique puisqu'il n'y a d'ailleurs qu'une différence minime entre les deux méthodes.

Ce qui distingue la méthode d'orientation indirecte du flux par rapport à celle d'orientation directe est la façon d'estimer l'angle  $\theta_s$  positionnant l'axe direct, on l'obtient de la manière suivante :

$$\theta_s = \int \left( p \Omega_m + \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{sq}^*}{\psi_r^*} \right) dt \quad (\text{II.64})$$

On dit dans ces conditions que la commande vectorielle est en boucle ouverte [10].

Nous représentons sur la figure II.4 l'algorithme de commande correspondant. La sortie de chaque régulateur est associée à une fonction permettant de maintenir les valeurs du couple et des tensions dans des limites raisonnables.

Une analyse du régime transitoire lors d'un changement de consigne de vitesse met en exergue une variation du flux de référence dû à un algorithme dit de *défluxage* ; en effet, la troisième équation de la

relation (II.63) fait apparaître un lien direct du flux avec le courant de référence  $i_{sd}^*$ .

Sur le banc expérimental, nous nous servons d'un filtre de fréquence de coupure de 2 kHz pour atténuer les composantes fréquentielles introduites par la MLI. Le choix de la fréquence de coupure dépend de la gamme de fréquences que l'on veut atténuer.

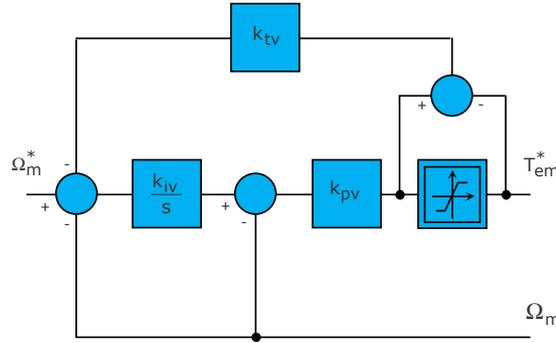
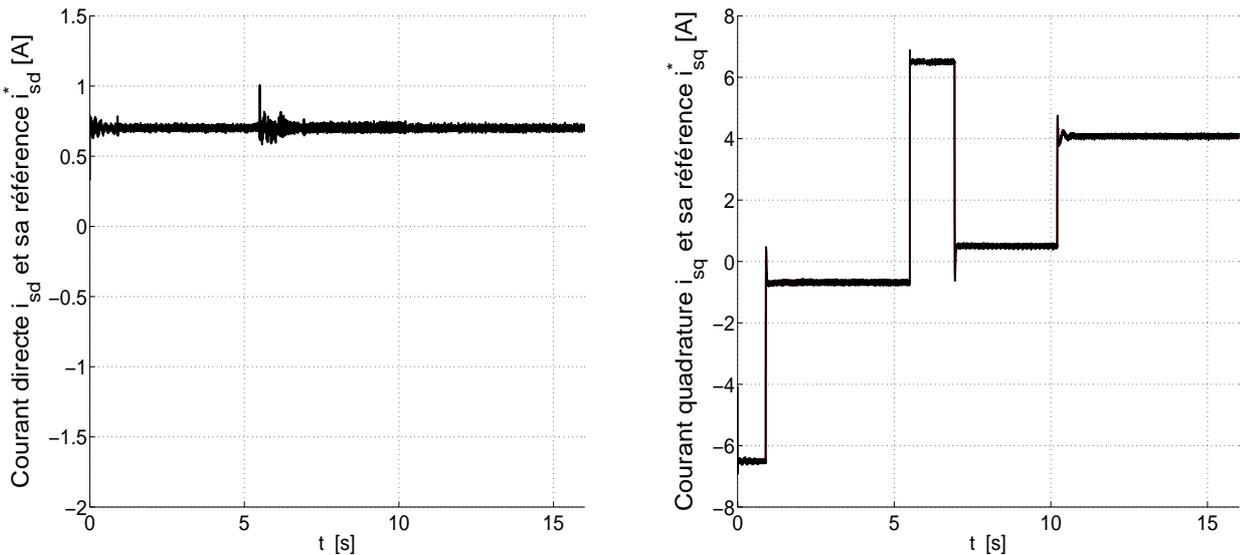


Figure II.5. Structure du régulateur IP anti-windup

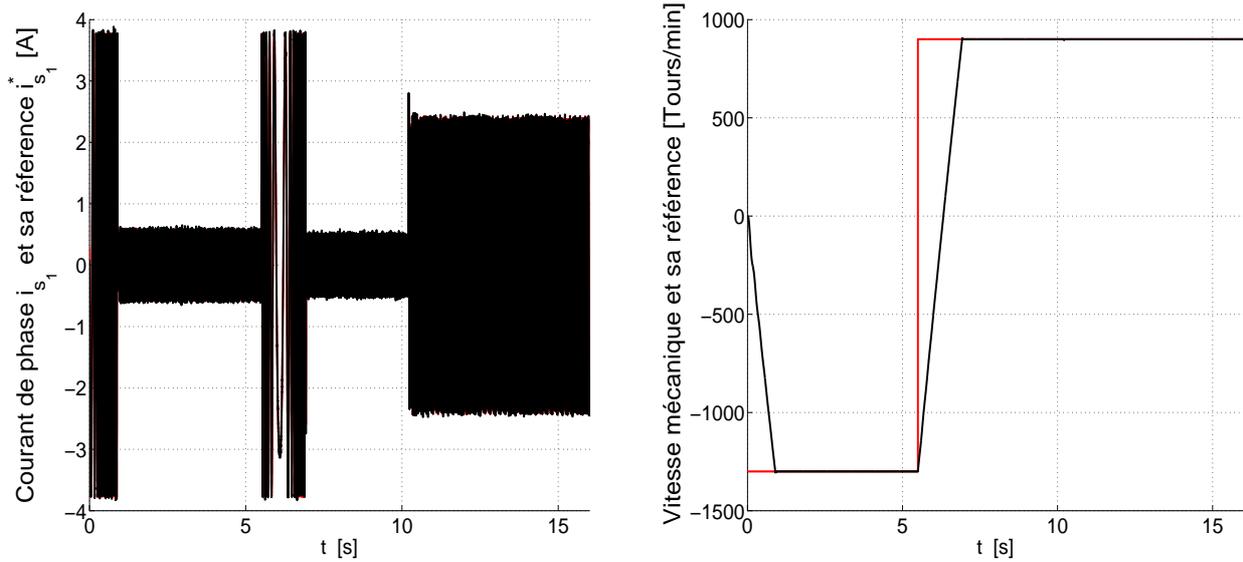
L'expérience antérieure nous a conduits à utiliser un régulateur IP pour la régulation de vitesse [10]. En effet, on peut y attacher une boucle d'anti-saturation ou *anti-windup* qui intervient seulement lors d'une transitoire assez sévère de la vitesse (figure II.5). L'écart entre la sortie directe du régulateur et celle de l'organe de saturation est ré-injecté dans la contre-réaction pour éviter le phénomène qui s'apparente à un phénomène d'emballement.



(a) Courant  $i_{sd}$  (noir) et sa référence (rouge)  $i_{sd}^*$ .

(b) Courant  $i_{sq}$  (noir) et sa référence (rouge)  $i_{sq}^*$ .

Figure II.6. Dynamique des courants de Park.



(a) Dynamique du courant de phase statorique.

(b) Dynamique de la vitesse mécanique.

**Figure II.7.** Réponse du courant de phase statorique et de la vitesse mécanique.

Pour les différentes simulations qui suivent, la fréquence de la MLI est de 10 kHz. La période d'échantillonnage est de  $200 \mu s$ . La régulation de courant s'effectue avec la même cadence tandis que la régulation de vitesse s'opère chaque 1 milliseconde. Ce choix se justifie par le fait que la dynamique de la vitesse est largement plus lente par rapport à celle du courant pour les machines usuelles. Nous avons retenu les mêmes conditions en expérimentations.

Pour pouvoir aller jusqu'à une vitesse assez élevée, il faut défluxer le moteur. Pour acquérir un flux de  $\psi_r^* = 0,5812$  Wb, la valeur de la référence du courant de magnétisation est fixée à  $i_{sd}^* = 0,7$  A. Les paramètres de la machine sont récapitulés dans l'annexe I.

Nous avons représenté sur les figures II.6 et II.7 les régimes transitoires des courants de Park et de phase puis de la vitesse mécanique de la machine en suivant les étapes suivantes : à  $t = 0$  s, la consigne de vitesse est choisie égale à  $-1300$  tours/min puis à  $t = 5,5$  s, nous imposons une forte variation de la vitesse de rotation de  $-1300$  tours/min vers  $900$  tours/min, et enfin, à  $t = 10,2$  s, nous appliquons un couple de charge égale à 30% de la valeur nominale puis analyser le comportement de l'ensemble de l'asservissement.

Nous pouvons observer sur ces figures le comportement de l'ensemble qui montre que les régulateurs de courant sont optimaux. Cependant, l'implantation pratique de ceux-ci nécessite un ajustement pour optimiser la dynamique du système puisqu'il est difficile de savoir avec une très bonne précision les paramètres de la machine.

II.1.1.2. Deuxième algorithme de commande : utilisation de la transformation de Park triphasée



Figure II.8. Deuxième schéma de commande d'orientation indirecte du flux rotorique de la machine double-étoile

Nous proposons maintenant d'étudier la méthode de commande par orientation indirecte du flux rotorique fondée cette fois sur le modèle deux fois triphasés décrit par la relation (II.60).

En orientant le flux rotorique, les équations électriques nous conduisent au système :

$$\begin{cases}
 v_{sd1}^* = (r_{sr} + s\sigma_s l_s) i_{sd1}^* + (r_r + s\sigma_m l_m) i_{sd2} - \frac{R_r m_{sr}}{L_r^2} \psi_r^* - (\sigma_s l_s i_{sq1} + \sigma_m l_m i_{sq2}) \omega_s \\
 v_{sq1}^* = (r_{sr} + s\sigma_s l_s) i_{sq1}^* + (r_r + s\sigma_m l_m) i_{sq2} + [(\sigma_s l_s i_{sd1} + \sigma_m l_m i_{sd2}) \omega_s + \frac{m_{sr}}{L_r} p \Omega_m \psi_r^*] \\
 v_{sd2}^* = (r_{sr} + s\sigma_s l_s) i_{sd2}^* + (r_r + s\sigma_m l_m) i_{sd1} - \frac{R_r m_{sr}}{L_r^2} \psi_r^* - (\sigma_s l_s i_{sq2} + \sigma_m l_m i_{sq1}) \omega_s \\
 v_{sq2}^* = (r_{sr} + s\sigma_s l_s) i_{sq2}^* + (r_r + s\sigma_m l_m) i_{sq1} + [(\sigma_s l_s i_{sd2} + \sigma_m l_m i_{sd1}) \omega_s + \frac{m_{sr}}{L_r} p \Omega_m \psi_r^*] \\
 \psi_r^* = \frac{m_{sr}}{1+s\tau_r} (i_{sd1}^* + i_{sd2}^*) \\
 \dot{\theta}_r = \omega_r = \frac{m_{sr}}{\tau_r} \frac{i_{sq1}^* + i_{sq2}^*}{\psi_r^*} \\
 i_{sq1}^* + i_{sq2}^* = \frac{3}{2p} \frac{L_r}{m_{sr}} \frac{\Gamma_e m}{\psi_{rd}^*}
 \end{cases} \tag{II.65}$$

Le choix des variables d'états se caractérise par le fait que le flux rotorique est indépendant de  $i_{sq1}$  et

$i_{sq2}$ . Le couple électromagnétique est proportionnel à  $i_{sq1} + i_{sq2}$ , d'après (II.62), grâce au choix de l'angle  $\theta_{sr}$  (relation II.35).

De la sixième équation du système (II.65) :

$$\dot{\theta}_r = \omega_r = \frac{m_{sr}}{\tau_r} \left( \frac{i_{sq1}^* + i_{sq2}^*}{\psi_r^*} \right) \quad (\text{II.66})$$

On en déduit la pulsation statorique :

$$\dot{\theta}_s = \omega_s = p\Omega_m + \omega_r = p\Omega_m + \frac{m_{sr}}{\tau_r} \left( \frac{i_{sq1}^* + i_{sq2}^*}{\psi_r^*} \right) \quad (\text{II.67})$$

Par intégration, la position du champ s'écrit donc :

$$\theta_s = \int \left[ p\Omega_m + \frac{M}{\tau_r} \left( \frac{i_{sq1}^* + i_{sq2}^*}{\psi_r^*} \right) \right] dt \quad (\text{II.68})$$

Les deux étoiles étant identiques, on peut choisir  $i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = i_{sq}^*$  et  $i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = i_{sd}^*$ .

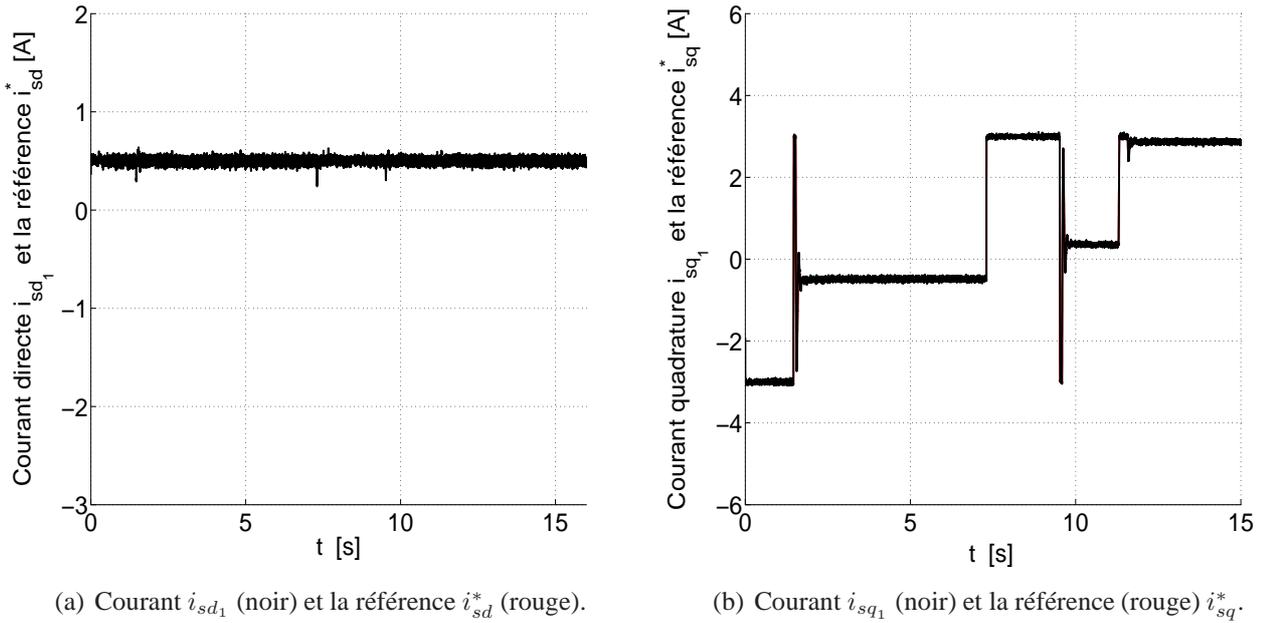
Les courants de référence prennent alors les formes suivantes :

$$\begin{cases} i_{sd}^* = \frac{1+s\tau_r}{2m_{sr}} \psi_r^* \\ i_{sq}^* = \frac{T_{em}^*}{2pm_{sr}\psi_r^*} \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

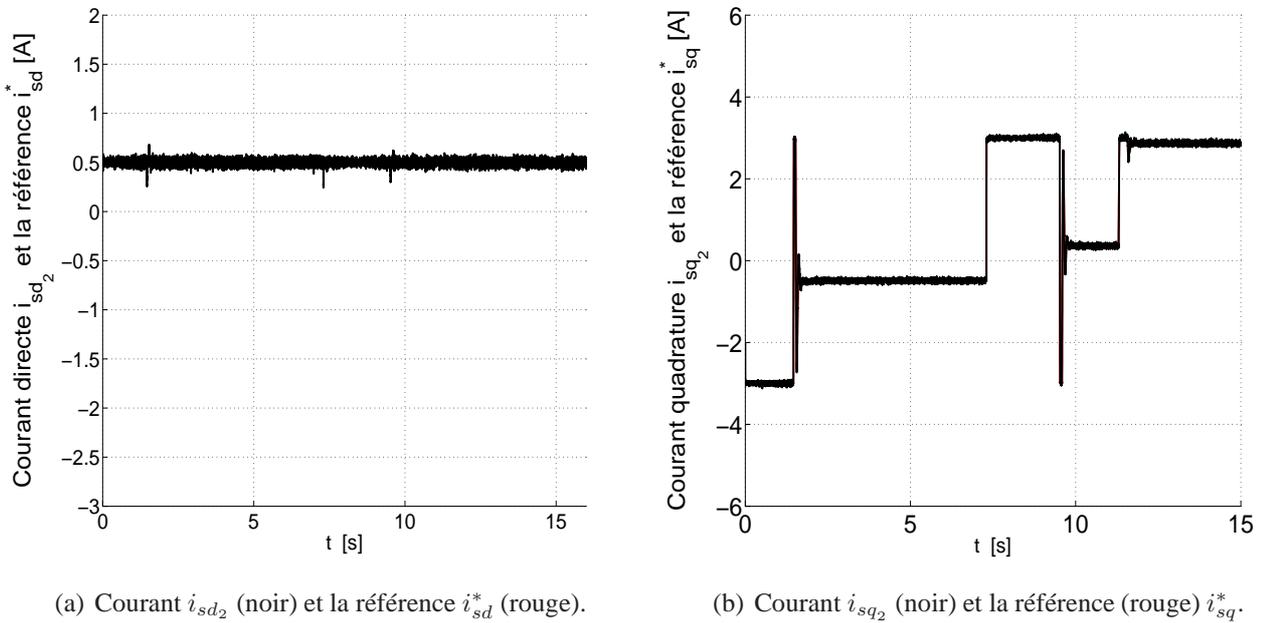
En simulation, pour imposer le même flux de  $\psi_r^* = 0,5812$  Wb que précédemment, il faut donc une référence du courant magnétisant de  $i_{sd}^* \simeq 0,5$  A (cf.relation (II.69)).

Les essais de simulation ont été effectués sous les mêmes conditions que précédemment y compris le niveau de charge qui est de nouveau fixé à 30% du couple nominal.

Comme le montrent les figures II.9 et II.10, les dynamiques des courants de Park  $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$ ,  $i_{sd2}$  et  $i_{sq2}$  ne sont pas exactement les mêmes que celles de  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  obtenues par la première méthode. Ceci était attendu car on n'a pas les mêmes références de courant dans les deux cas (en comparant la figure II.6 avec II.9 et II.10). Nous notons également des légers dépassements sur les transitoires de vitesse à la fin démarrage et à l'échelon de vitesse. Cependant, si on compare les comportements transitoires du courant de phase et de la vitesse mécanique dans les deux méthodes, on observe des réponses quasiment identiques tant en régime permanent qu'en régime transitoire. Comme le montrent les figures II.7(a) et II.11(a), les courants statoriques ont quasiment les mêmes amplitudes en régime permanent dans les deux stratégies de commande. Ces ressemblances sont attendues puisque l'on a imposé à la même machine

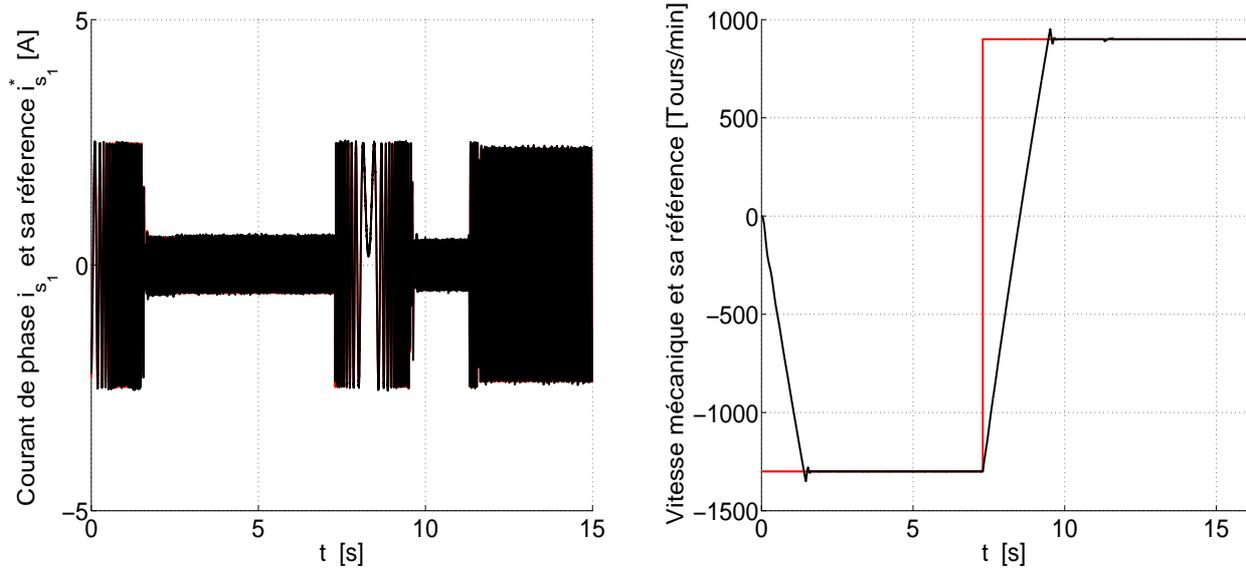


**Figure II.9.** Dynamique des courants de Park de la première étoile.



**Figure II.10.** Dynamique des courants de Park de la deuxième étoile.

les mêmes références de flux et de vitesse dans les deux cas avec une même charge de 30% du couple nominal.



(a) Dynamique du courant de phase statorique.

(b) Dynamique de la vitesse mécanique.

**Figure II.11.** Réponse du courant de phase statorique et de la vitesse mécanique.

## II.2. Etude de quelques stratégies de commande d'une machine double-étoile en cas de défaut d'alimentation

Dans un entraînement électrique, le défaut peut survenir également au niveau de l'onduleur. La défaillance peut être au niveau d'un transistor de puissance ou au niveau du bus continu. Un problème au niveau d'un interrupteur de puissance peut se caractériser soit par un défaut de court-circuit soit pas un défaut de circuit ouvert.

Des statistiques font état que le défaut de court-circuit survient plus fréquemment que le défaut de circuit ouvert [98].

Dans bien des contextes, il est obligatoire d'assurer la continuité de fonctionnement de l'entraînement électrique parce que la maintenance n'est pas forcément accessible au moment du défaut. Ce contexte de continuité de service concerne notamment les domaines de l'avionique, de la propulsion navale, de la traction électrique et de l'aérospatial.

Dans ces domaines, l'inexistence de continuité de fonctionnement post-défaut pourrait aller jusqu'à coûter des vies humaines. Les chercheurs ont donc été amenés à suggérer des structures permettant de surmonter les pannes et donc de pallier ce genre de problèmes. La tolérance de panne est définie par la capacité à maintenir la fonctionnalité initiale avec un niveau de performance acceptable après avoir une ou plusieurs défaillances, au moyen d'une reconfiguration de la structure de la commande et/ou du convertisseur [70].

Dans la chaîne de conversion de l'énergie, les composants électroniques utilisés pour l'onduleur s'avèrent les plus fragiles. Ce dernier présente alors plus de vulnérabilité. Les travaux de recherches sur la détection de défauts d'onduleur et leur compensation se sont fortement développés ces derniers temps [98] et autres.

Parmi les schémas post-défaut possibles, le premier consiste à relier la phase dont le bras est défectueux à un bras de l'étoile dont tous les bras sont sains. Dans un deuxième schéma la phase du moteur associée au bras en défaut est à connecter au point milieu des deux condensateurs constituant le bus continu de l'onduleur [90]. Un troisième schéma consiste à effectuer la connexion de la phase associée au bras défaillant à un bras *redondant* servant de bras de secours. Pour certaines applications plus *pointues*, on serait amené à introduire six bras redondants c'est-à-dire un bras de secours par phase.

Nous allons analyser ici surtout les deux premières structures de convertisseur tolérant les défauts.

Ce passage est issu d'une collaboration scientifique avec des collègues Brésiliens ainsi que de mon séjour au Brésil durant près de trois semaines grâce à un accord CAPES/COFECUB.

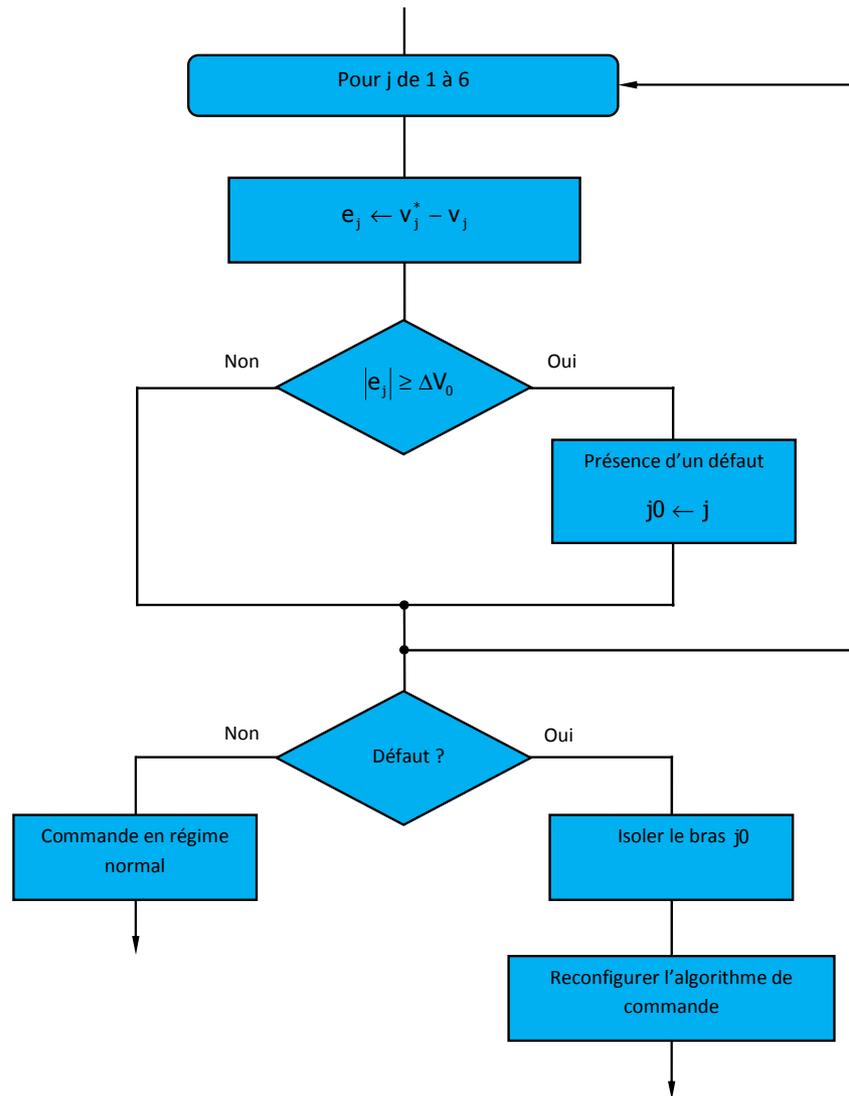
### II.2.1. *Stratégie de détection de défaut*

La localisation de la défaillance permet de définir l'action de reconfiguration et de compensation de défaut. Une des méthodes de détection de défaut consiste à évaluer l'erreur  $e_j$  entre les tensions de référence  $v_{s_j}^*$  et les tensions de pôles  $v_j$  [89], [90] (ou tensions de bras) :

$$e_j = v_{s_j}^* - v_j \quad (\text{II.70})$$

En toute rigueur, même en absence de défaut d'interrupteur, l'erreur entre la tension de référence et la tension de pôle  $e_j$  n'est jamais nulle à cause du hachage ; ce qui a amené à la méthode de calibrage [89]. Chacune des erreurs de tensions demeure tout de même alternative en régime normal d'onduleur. Lorsqu'un défaut de court-circuit survient, les quantités  $e_j$  ( $j \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ ) ne sont plus alternatives mais présentent chacune une certaine *dérive* (*offset*). Cependant, pour le  $j_0$  *ième* bras où un interrupteur est en court-circuit, la dérive de tension est élevée en valeur absolue par rapport à celles des bras restants. Dans le cas d'un court-circuit, cette erreur demeure toujours négative tout en oscillant autour de cette dérive.

Une remarque quasi analogue pourrait être effectuée lorsqu'un défaut de circuit ouvert est survenu. Une nouvelle fois, les erreurs de tension  $e_j$  présentent une dérive. Nos simulations montrent, qu'en pratique, cette dérive est toujours positive et suffisamment importante pour que l'erreur mesurée  $e_{j_0}$  soit



**Figure II.12.** Algorithme de détection d'un défaut d'interrupteur.

elle même partout positive. Par conséquent, qu'il s'agisse d'un court-circuit ou d'un défaut de circuit ouvert, la détection de défaut peut se réduire à une seule stratégie : évaluer la valeur absolue de l'erreur de tension. Lorsque cette quantité dépasse un seuil  $\Delta V_0$  estimé d'après la connaissance des paramètres du système et par des essais, alors un défaut est survenu au niveau du bras. Si on veut préciser la nature de ce défaut, il suffit d'étudier le signe de l'erreur de tension  $|e_{j0}|$ .

L'algorithme de détection de défaut se résume alors de la manière suivante :

- mesurer la tension  $v_j$  ;
- rechercher l'erreur de tension  $e_j$  en comparant  $v_j$  à la tension de référence  $v_{s_j}^*$  ;
- identifier si l'une de ces six erreurs dépasse le seuil de tension  $\Delta V_0$ .
- si oui, identifier le bras en défaut. Ce bras doit être immédiatement isolé.

Nous avons représenté ces étapes de détection de défaut sur la figure II.12. Nous signalons que l'on peut aussi se servir de l'erreur entre la tension de référence  $v_{s_j}^*$  et la tension de phase  $v_{s_j}$  comme moyen de détection. Il serait aussi envisageable d'utiliser l'erreur entre la tension composée de référence et la tension composée réelle [89].

### II.2.2. Isolement du bras défaillant

Si l'interrupteur est en défaut d'ouverture de circuit, la procédure d'isolement consiste seulement à inhiber sa commande et celle de son complémentaire. Dans le cas d'un court-circuit d'un ou de deux interrupteurs d'un même bras ( $q_j$  ou/et  $\bar{q}_j$ ), la stratégie de protection consiste à interrompre la commande de ces interrupteurs après que les fusibles  $F_j$  et  $\bar{F}_j$  ont isolé le bras en question.

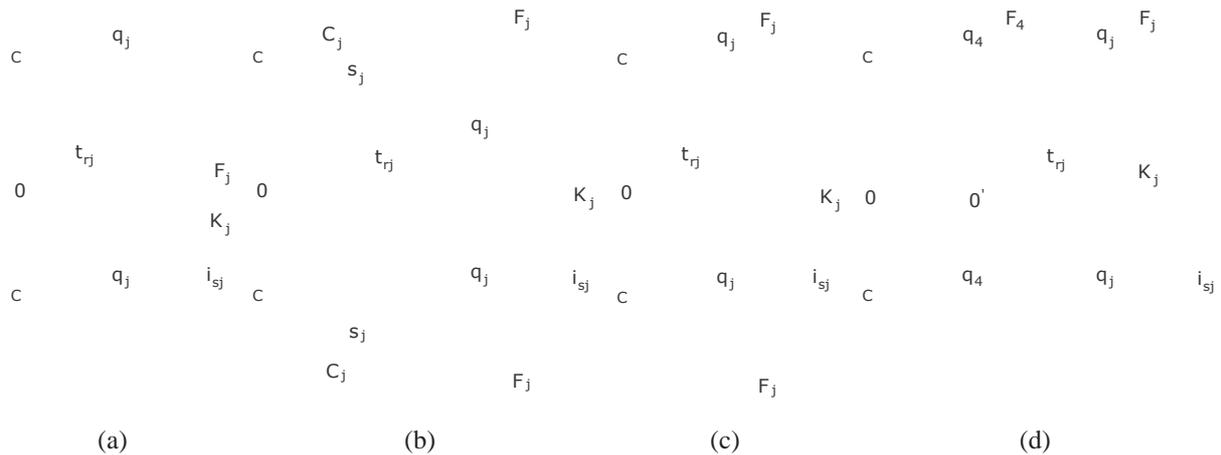


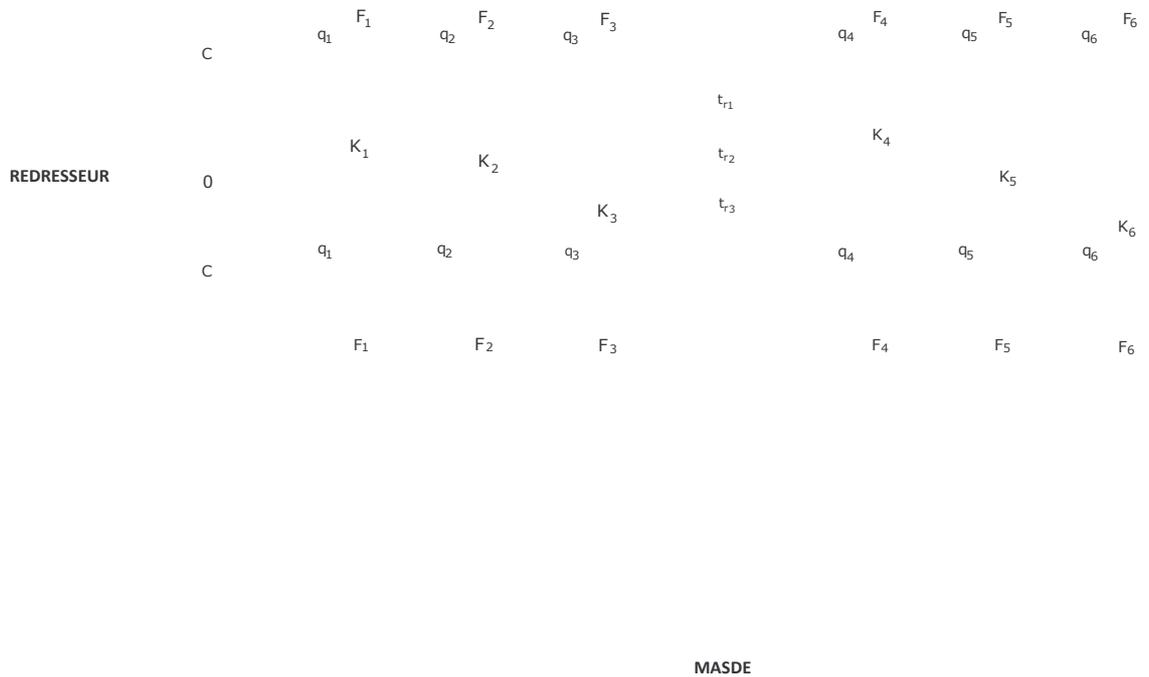
Figure II.13. Circuits de base d'isolement du bras défectueux [90].

Comme le montre la figure II.13, quatre circuits possibles peuvent être utilisés pour isoler le bras en défaut [89], [90]. Une première possibilité consiste à utiliser un fusible et un triac pour chaque bras d'onduleur (cf.figure II.13(a)). Quand l'un des interrupteurs d'un bras est en court-circuit, son complémentaire est bloqué et le triac correspondant est mis en action pour lier le point  $K_j$  au point milieu de deux capacités. Alors le fusible  $F_j$  entre en action. Une autre possibilité d'isolement du bras défaillant [90] consiste à rendre conducteurs les thyristors  $s_j$  et  $\bar{s}_j$  ; les fusibles  $F_j$  et  $\bar{F}_j$  ne conduisent plus, de sorte que le bras est isolé (cf.figure II.13(b) ). Les capacités  $C_j$  et  $\bar{C}_j$  servent à éviter que le courant continu circule d'une façon permanente dans les thyristors.

Cependant, ce circuit semble plus complexe et augmente le nombre de composants utilisés pour isoler le bras défectueux, ce qui peut également affecter la procédure de compensation [90]. Deux autres alternatives ont été alors proposées pour pallier ces problèmes (cf.figures II.13(c) et II.13(d)). Dans ces

montages, quand un interrupteur est en court-circuit, son complémentaire reste en mode conduction pour que les fusibles  $F_j$  et  $\overline{F}_j$  ne conduisent plus.

**II.2.3. Première structure de convertisseur-commande tolérant le défaut**



**Figure II.14.** Première structure de convertisseur-commande tolérant le défaut

La figure II.14 montre la première structure possible tolérant les défauts éventuels d'interrupteurs de puissance. Un  $i^{ième}$  bras de la première partie de l'onduleur alimentant la première étoile est connecté à un triac qui est à son tour relié au  $i^{ième}$  bras de la seconde partie de l'onduleur alimentant la deuxième étoile de la machine. Le montage totalise alors trois triacs. Prenons comme exemples les bras  $n^o1$  et  $n^o4$  de l'onduleur associés au triac  $t_{r1}$ . Si le bras le bras  $n^o4$  de l'onduleur tombe en défaut, le triac  $t_{r1}$  sera alors activé pour relier la première phase de la deuxième étoile (ou la quatrième phase) à la première phase de la première étoile. Le maintien d'un régime parfaitement équilibré de courants nécessite une modification des tensions de référence.

### II.2.3.1. Reconfiguration de la commande et du circuit de puissance

Nous rappelons qu'en fonctionnement normal, les tensions aux bornes de chaque phase de la machine s'expriment de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{s1} = v_1 - v_{n0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \\ v_{s2} = v_2 - v_{n0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \\ v_{s3} = v_3 - v_{n0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \\ v_{s4} = v_4 - v_{m0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \\ v_{s5} = v_5 - v_{m0} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \\ v_{s6} = v_6 - v_{m0} = (2q_6 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \end{array} \right. \quad (\text{II.71})$$

$E$  est la tension moyenne du bus continu délivrée par le redresseur.  $v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$  dénomment respectivement les tensions de pôles par rapport au point milieu du bus continu. Quant à  $v_{n0}$  et  $v_{m0}$ , elles représentent respectivement les tensions des points neutres non connectés de deux étoiles de la machine.

Nous considérons dans l'exemple suivant le cas où le bras  $n^o6$  de l'onduleur est défectueux. Alors, après la détection de défaut, l'algorithme de commande et de surveillance active le triac  $t_{r3}$  pour relier la sixième phase du moteur au bras  $n^o3$  de l'onduleur. Dans ce cas, les tensions appliquées à la machine deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{s1} = v_1 - v_{n0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \\ v_{s2} = v_2 - v_{n0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \\ v_{s3} = v_3 - v_{n0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \\ v_{s4} = v_4 - v_{m0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \\ v_{s5} = v_5 - v_{m0} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \\ v_{s6} = v_3 - v_{m0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \end{array} \right. \quad (\text{II.72})$$

Nous remarquons que :

$$v_{s3} - v_{s6} = v_{m0} - v_{n0} = v_{s36} \quad (\text{II.73})$$

Ces relations nous permettent de définir les tensions de référence à injecter dans la MLI de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_1^* = v_{s_1}^* + v_{n_0}^* \\ v_2^* = v_{s_2}^* + v_{n_0}^* \\ v_3^* = v_{s_3}^* + v_{n_0}^* \\ v_4^* = v_{s_4}^* + v_{n_0}^* + v_{s_{36}}^* \\ v_5^* = v_{s_5}^* + v_{n_0}^* + v_{s_{36}}^* \end{array} \right. \quad (\text{II.74})$$

$v_{n_0}^*$  est référence de la tension du neutre de la première étoile.

II.2.3.2. Détection et élimination d'un défaut de court-circuit

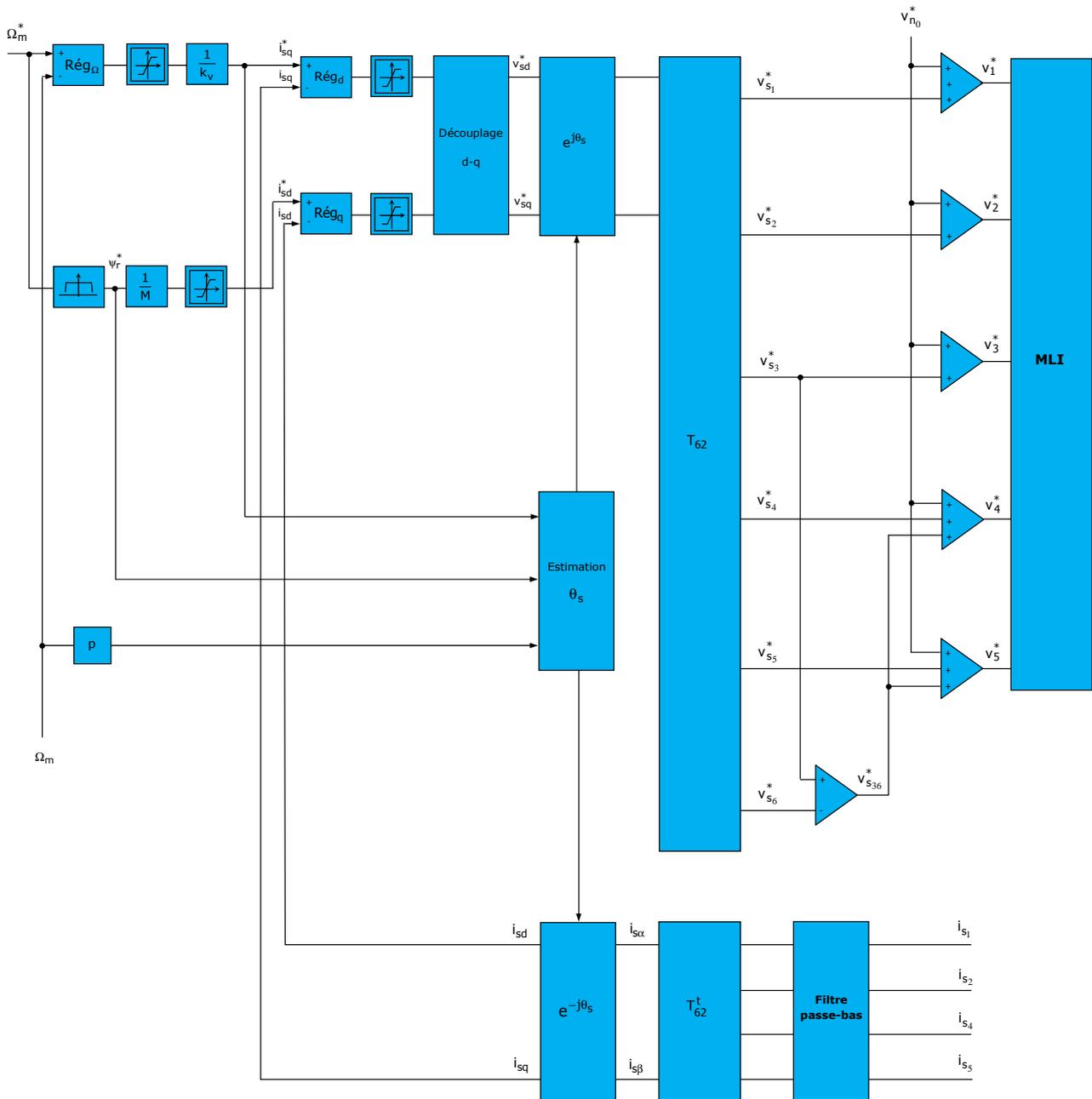
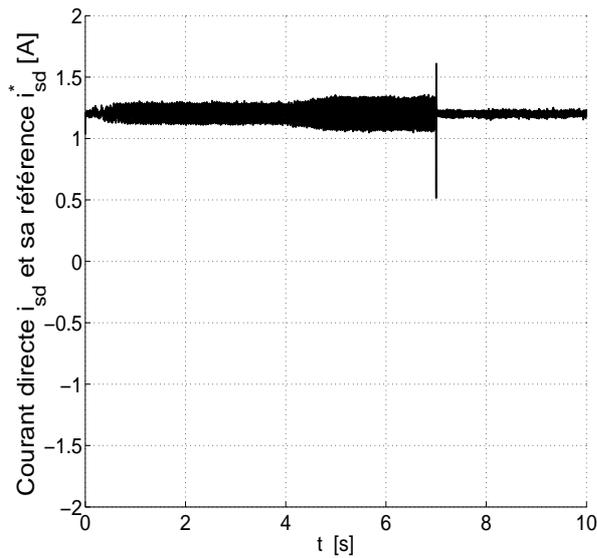
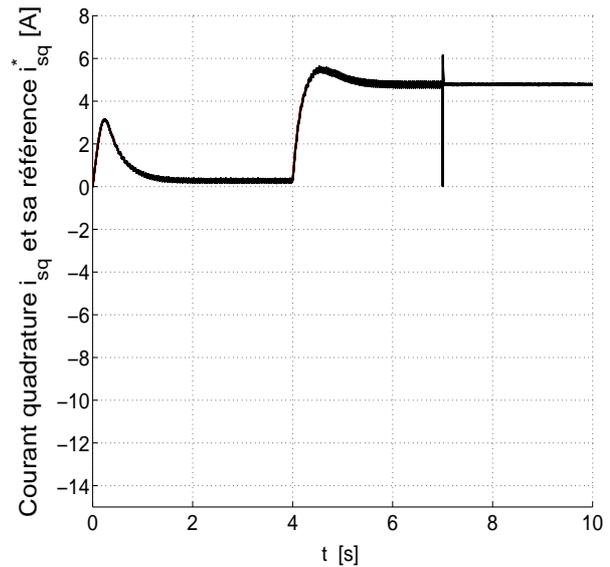
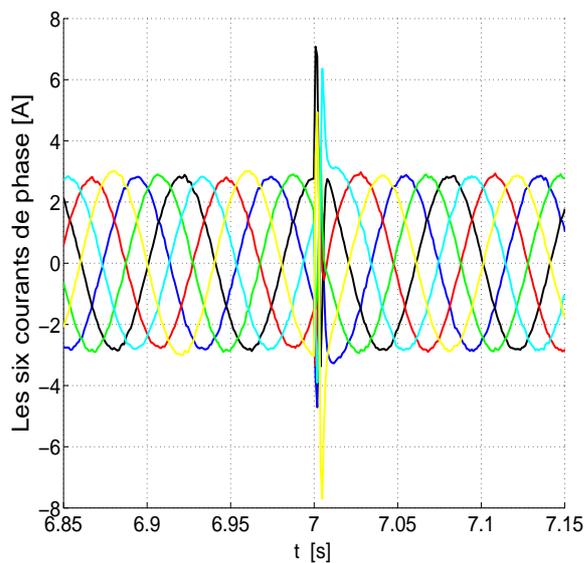


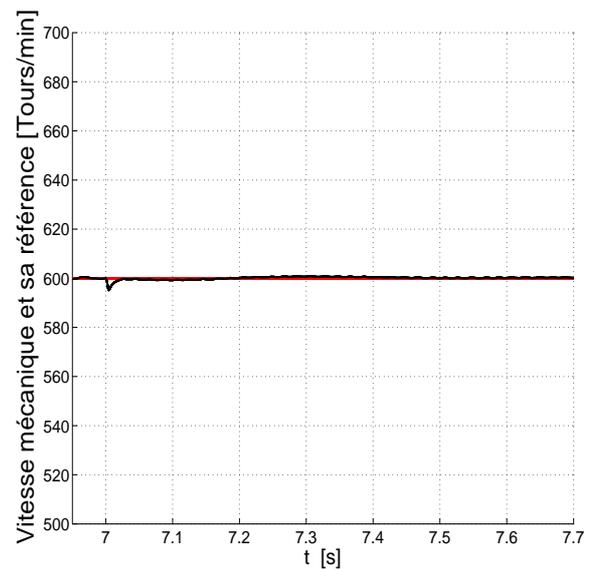
Figure II.15. Algorithme de commande quand la troisième phase de la deuxième étoile est connectée au troisième bras de l'onduleur.

La vitesse de référence étant de 600 tours/min, la machine est chargée à 65% du couple nominal. En supposant qu'à l'instant  $t = 7$  s, un court-circuit survient sur l'interrupteur de puissance  $q_6$  du sixième bras, nous avons simulé la détection de ce défaut et son élimination par la commande et par la structure du convertisseur illustrée par la figure II.14.

La sixième phase est connectée au troisième bras de l'onduleur après l'apparition du défaut. L'algorithme de commande correspondant est celui reporté sur la figure II.15. Cette structure de contrôle est

(a) Courant  $i_{sd}$  (noir) et sa référence  $i_{sd}^*$  (rouge).(b) Courant  $i_{sq}$  (noir) et sa référence  $i_{sq}^*$  (rouge).

(c) Régime équilibré des courants statoriques après l'élimination du défaut.



(d) Réponse de la vitesse en régime dégradé.

**Figure II.16.** Courants de Park, courants de phase et vitesse mécanique aux alentours de l'instant de défaut court-circuit.

une version modifiée de celle de la figure II.4.

Les figures II.16(a), II.16(b) et II.16(c) montrent que le défaut affecte la régulation de courant.

La figure II.17 indique que chacun des courants de phase tend à diverger et à s'éloigner de leur consigne avant de se stabiliser à nouveau après l'élimination du défaut. Le système parvient tout de même à éliminer le défaut et les courants statoriques regagnent un régime équilibré. Le défaut de court-circuit se répercute légèrement sur la régulation de la vitesse, cette dernière redevenant stable.

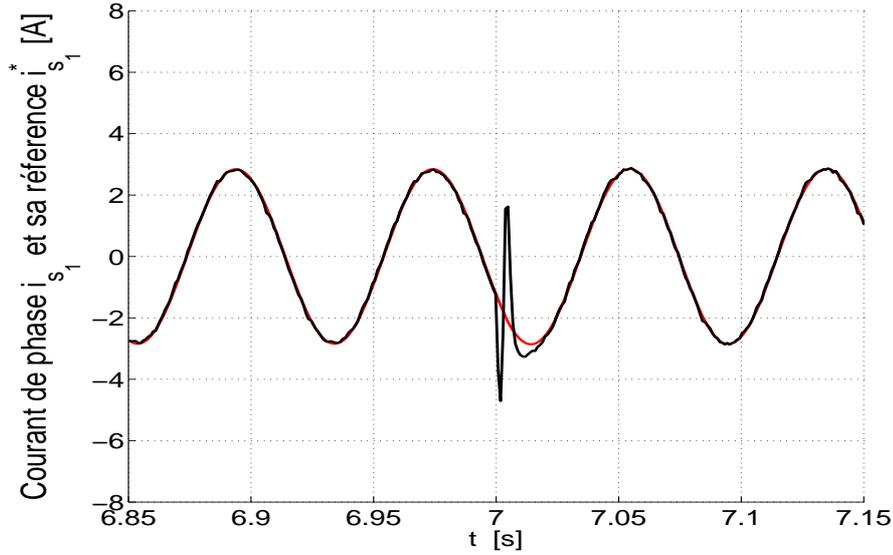


Figure II.17. Courant  $i_{s_1}$  (noir) et sa référence  $i_{s_1}^*$  (rouge) aux alentours de l'instant de défaut court-circuit.

II.2.3.3. Détection et élimination d'un défaut d'ouverture de circuit

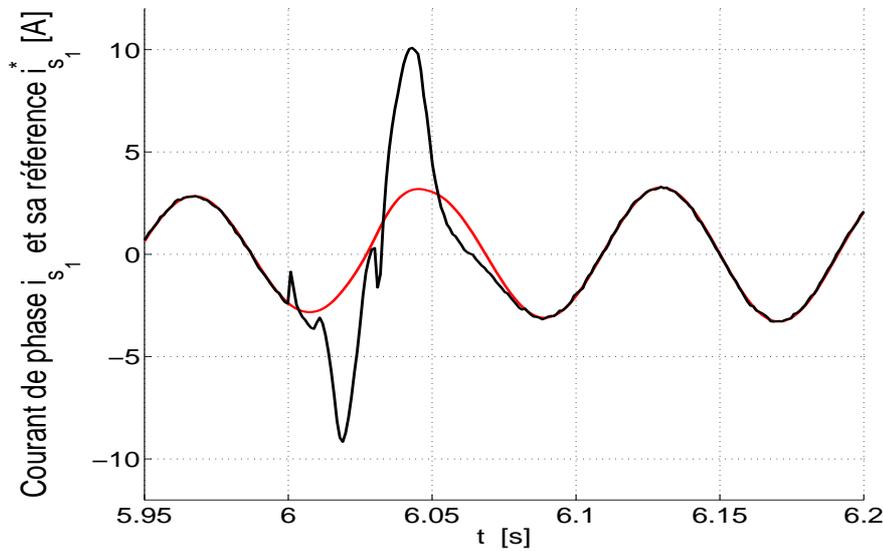
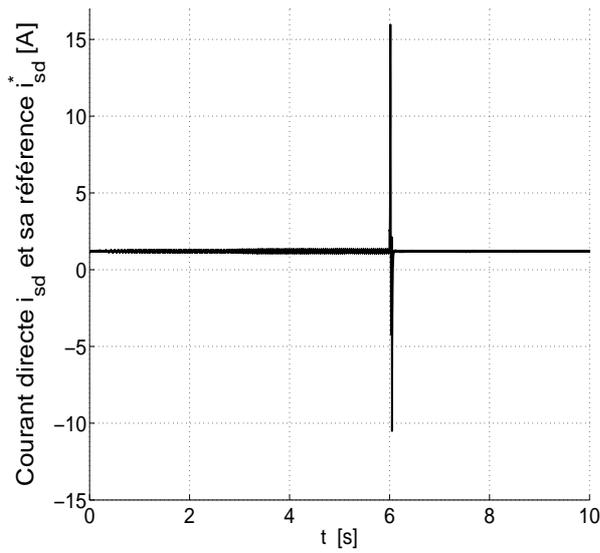
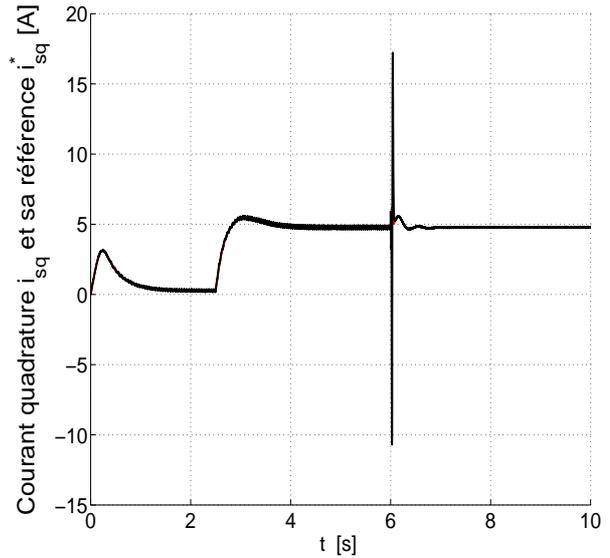
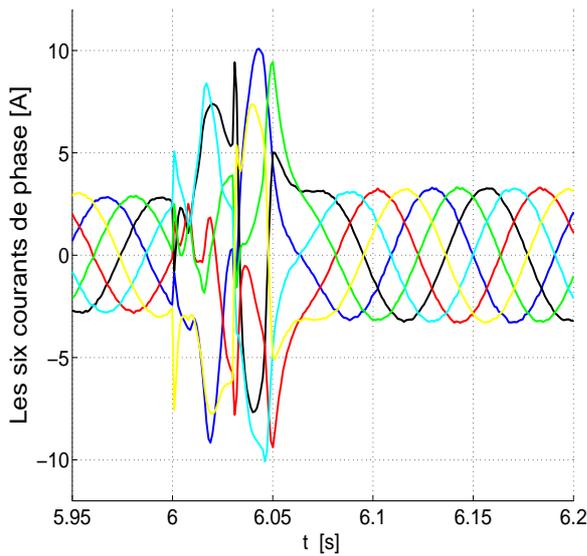


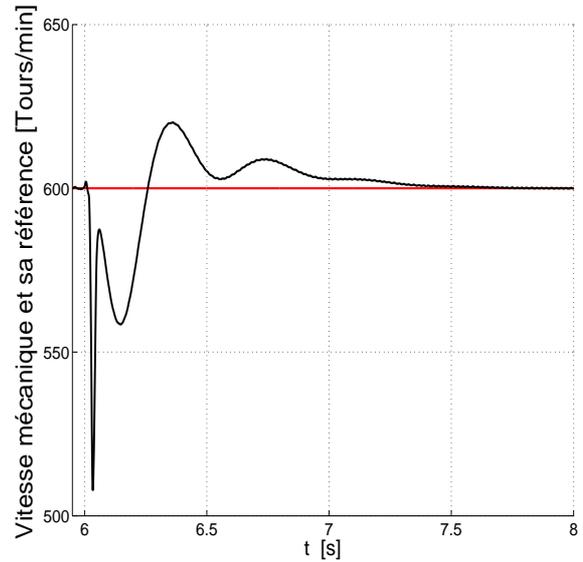
Figure II.18. Courant  $i_{s_1}$  (noir) et sa référence  $i_{s_1}^*$  (rouge) aux alentours de l'instant de défaut d'ouverture de circuit.

La vitesse de référence est toujours fixée à 600 tours/min et la machine est chargée à 65% du couple nominal (à  $t = 2.5$  s). En supposant qu'à l'instant  $t = 6$  s, un défaut de circuit ouvert apparaît sur l'interrupteur de puissance  $q_6$  du sixième bras, nous avons analysé la détection de ce défaut et son élimination par la commande et par la topologie du convertisseur (cf.figure II.14).

Comme dans le cas du court-circuit, la sixième phase est donc connectée au troisième bras par le

(a) Courant  $i_{sd}$  (noir) et sa référence  $i_{sd}^*$  (rouge).(b) Courant  $i_{sq}$  (noir) et sa référence  $i_{sq}^*$  (rouge).

(c) Régime équilibré des courants statoriques après l'élimination du défaut.



(d) Réponse de la vitesse en régime dégradé.

**Figure II.19.** Courants de Park, courants de phase et vitesse mécanique aux alentours de l'instant du défaut d'ouverture de circuit.

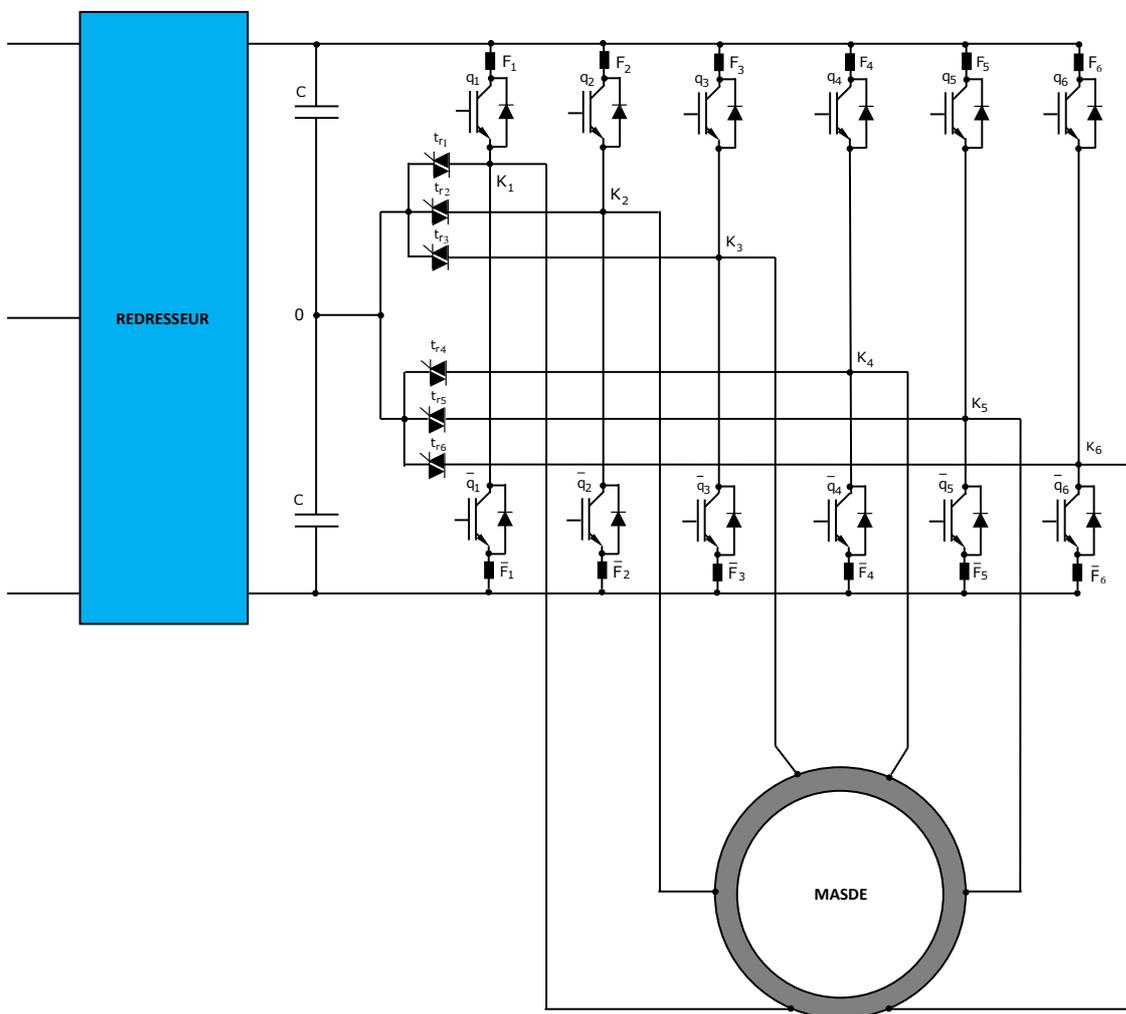
biais du triac  $t_{r3}$  après l'apparition du défaut. Le schéma de commande correspondant est toujours celui illustré par la figure II.15.

Comme on le voit sur les figures II.18, II.19(a), II.19(b) et II.19(c), le défaut perturbe le réglage de courant. Il nous semblerait que les effets du défaut d'ouverture de circuit soit plus sévères que ceux du court-circuit en particulier l'amplitude de la perturbation. Cette constatation semble se confirmer aussi sur la régulation de vitesse (cf. figure II.19(d)). Comme on le voit sur la figure II.18, chacun des courants de phase tend à diverger et à s'éloigner de sa consigne avant se stabiliser à nouveau après l'élimination

du défaut. Le système parvient tout de même à éliminer le défaut et les courants statoriques reprennent le régime équilibré. La perturbation électrique due au défaut de circuit ouvert se répercute légèrement sur la régulation de vitesse. Toutefois, celle-ci retrouve aussi la stabilité après l'isolation du bras défaillant et la reconfiguration de l'algorithme de commande.

**II.2.4. Deuxième structure de convertisseur-commande tolérant le défaut**

**II.2.4.1. Première possibilité**



**Figure II.20.** *Deuxième structure de convertisseur-commande tolérant le défaut*

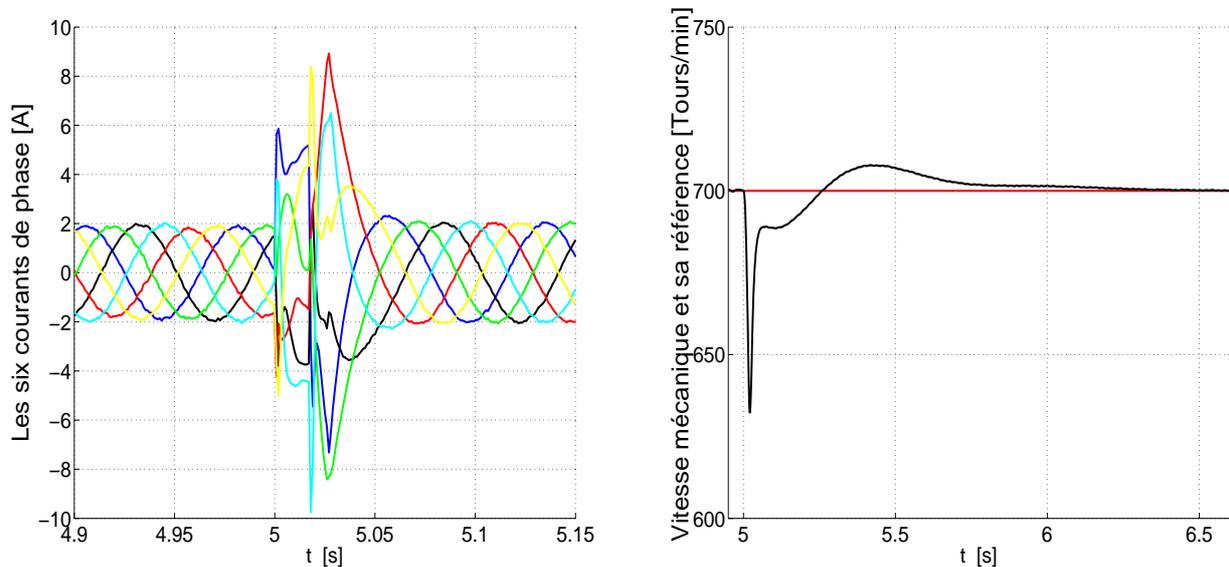
Une deuxième structure tolérant un défaut d'alimentation est celle illustrée sur la figure II.20. Globalement, elle consiste à relier la phase du moteur au point milieu du bus continu lorsque le bras associé présente un interrupteur défectueux. Les stratégies de détection de défaut et d'isolement du bras défaillant demeurent semblables à celles de la première structure. La reconfiguration se fait de préférence

en connectant la phase associée au bras défaillant au point milieu du bus continu par activation du triac correspondant lorsque l'erreur entre la tension de référence et la tension de pôle dépasse un seuil bien déterminé. Il est alors possible de maintenir un régime équilibré des courants.

Tout comme dans la structure précédente, il est recommandé de maintenir un régime équilibré des courants statoriques en agissant sur la commande. Si nous supposons que le  $j^{\text{ième}}$  bras,  $j \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$  soit défectueux, alors le  $j^{\text{ième}}$  triac sera activé pour relier la phase associée au bras en défaut au point milieu  $O$  du bus continu. Idéalement, le potentiel du point  $O$  est nul. Toutefois, les deux condensateurs ne seront jamais parfaitement identiques de sorte que le potentiel réel de ce point fluctue autour de 0 avec ou non un décalage continu (offset).

En considérant les tensions de commande  $v_{s_i}^*$ ,  $i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$  émanant directement des régulateurs de courant après application de la transformation de Park, pour garder un régime équilibré de courants, on envoie plutôt les tensions de référence suivantes à la MLI :

$$v_i^* = v_{s_i}^* - v_{s_j}^* \quad , \quad i \neq j \quad (\text{II.75})$$

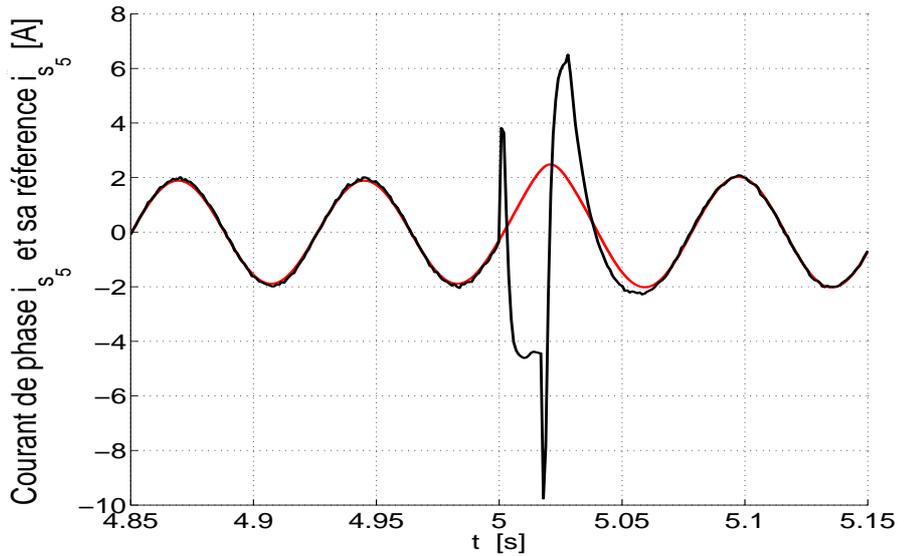


(a) Reprise du régime équilibré des courants après l'élimination du défaut.

(b) Reprise de la stabilité de la régulation de vitesse après l'élimination du défaut.

**Figure II.21.** Courants de phase et vitesse mécanique aux alentours de l'instant de défaut.

La machine étant chargée à 40% du couple nominal avec une vitesse de 700 tours/min. Un défaut de court-circuit survient à l'instant à  $t = 5$  s. L'algorithme de diagnostic détecte ce défaut et active le triac  $t_{r_1}$  qui connecte la première phase au point milieu du bus continu. Sur les figures II.21(a), II.21(b), nous avons représenté les dynamiques des courants de phase et de la vitesse issues de la simulation.



**Figure II.22.** Courant  $i_{s_5}$  (noir) et sa référence  $i_{s_5}^*$  (rouge) aux alentours de l’instant du défaut de court-circuit.

Nous observons comme dans les cas précédents que grâce à la structure du convertisseur et à la stratégie de commande, les courants de phase reprennent un régime parfaitement équilibré. La stratégie de commande a aidé le régulateur de chacun des courants à ne pas s’écarter de sa référence (cf.figure II.22).

Nous notons aussi que malgré une perturbation momentanée dans sa régulation, la vitesse se stabilise à nouveau. Nos simulations montrent que l’équilibre des courants de phase va de pair avec le déséquilibre des tensions.

S’il s’agissait d’un défaut de circuit ouvert, on vérifie que l’on obtiendrait encore la stabilité de la vitesse et le régime équilibré des courants après son élimination. Seule la sévérité du transitoire différencie l’élimination de ces deux types de défaut.

**II.2.4.2. Deuxième possibilité**

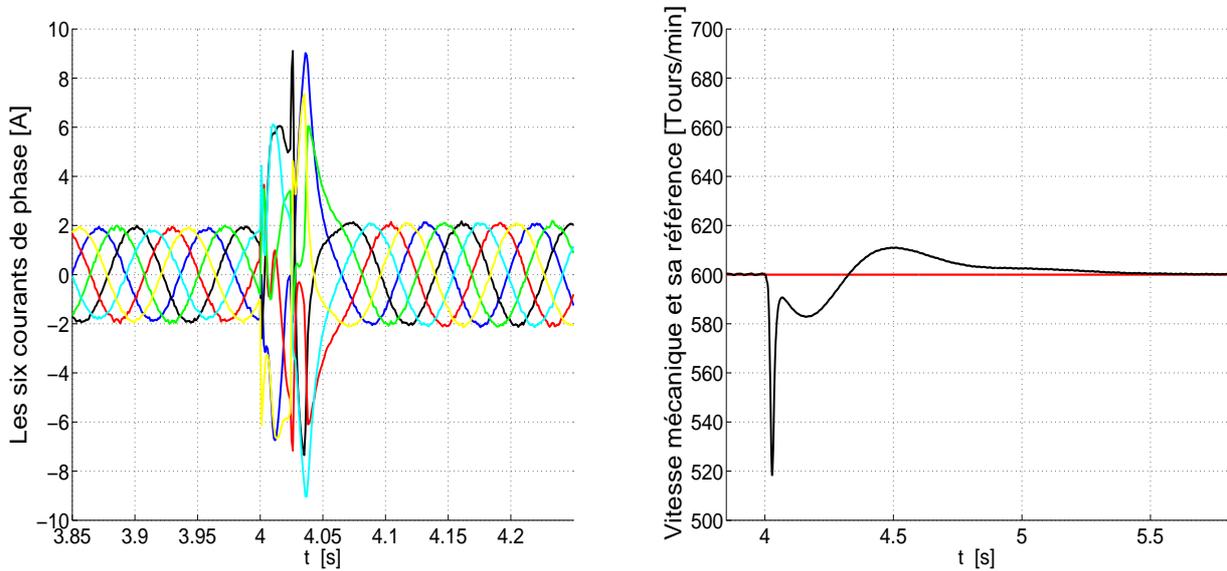
Une autre possibilité consiste à optimiser l’algorithme de commande en n’agissant que sur les tensions de référence envoyées au sous onduleur contenant le bras défaillant.

Si le bras défaillant appartient à l’onduleur alimentant la première étoile c’est à dire  $j \in \{1, 2, 3\}$ , alors, nous imposerons :

$$\begin{cases} v_i^* = v_{s_i}^* - v_{s_j}^* & i \neq j, \quad i \in \{1, 2, 3\} \\ v_i^* = v_{s_i}^* & \end{cases} \quad (\text{II.76})$$

Si le bras défaillant appartient à l'onduleur alimentant la deuxième étoile c'est à dire  $j \in \{4, 5, 6\}$ , alors, nous imposerons :

$$\begin{cases} v_i^* = v_{s_i}^* \\ v_i^* = v_{s_i}^* - v_{s_j}^* & i \neq j, \quad i \in \{4, 5, 6\} \end{cases} \quad (\text{II.77})$$



(a) Reprise du régime équilibré des courants après l'élimination du défaut. (b) Reprise de la stabilité de la régulation de vitesse après l'élimination du défaut.

**Figure II.23.** Courants de phase et vitesse mécanique aux alentours de l'instant de défaut.

Supposons que la machine étant en train de tourner à une vitesse de 600 tours/min, un défaut de circuit ouvert survient à l'instant  $t = 4$  s.

En appliquant la stratégie ci-dessus, nous avons représenté sur les figures II.23(a) et II.23(b) les dynamiques des courants statoriques et de la vitesse suite à au défaut.

Nous constatons une nouvelle fois que la modification apportée à la stratégie n'a pas perturbé la reprise du régime équilibré du courant et de la stabilité du système après l'élimination du défaut.

II.2.4.3. Troisième possibilité

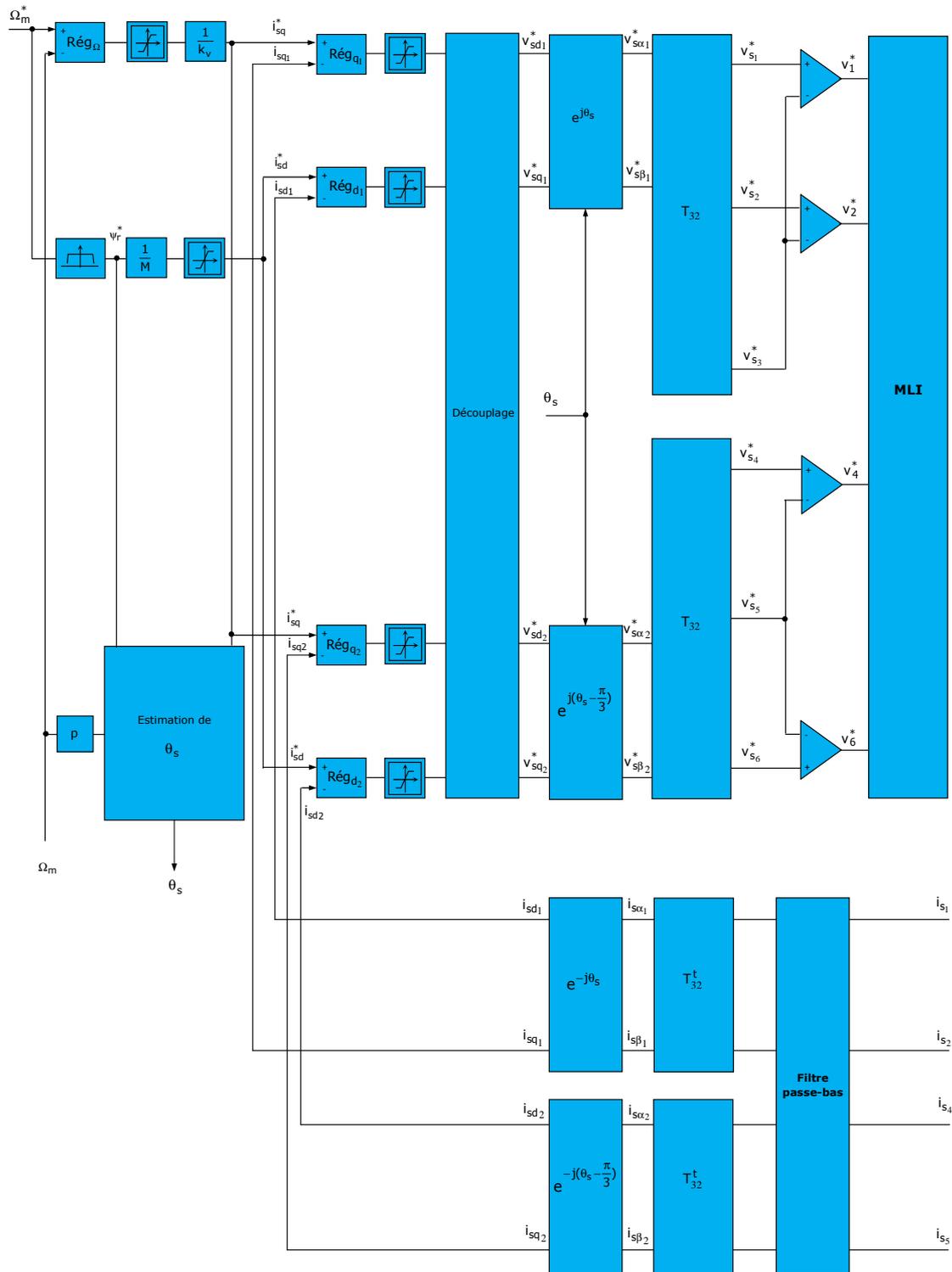


Figure II.24. Algorithme de commande déduite de la deuxième méthode lorsque les troisième et cinquième phases sont connectées au point milieu du bus continu.

Dans le paragraphe précédent, nous avons mentionné que l'on peut agir uniquement sur la commande de l'onduleur dont l'un des bras est défectueux pour garder un régime équilibré des courants statoriques.

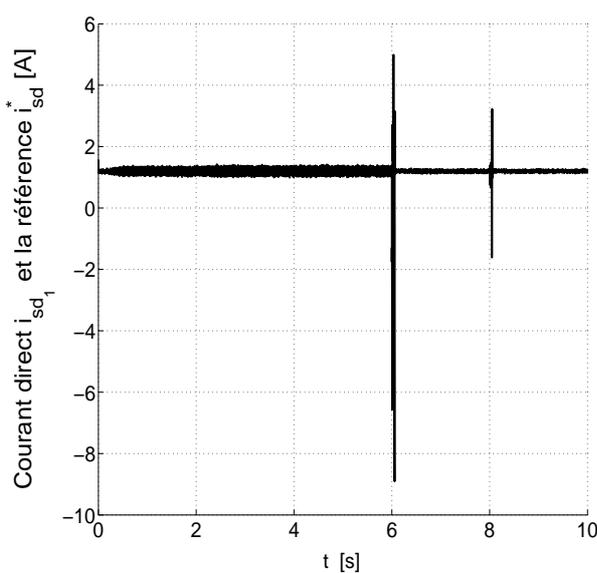
De ce fait, si un défaut survient sur l'un des bras de l'autre *sous-onduleur* (nous entendons par sous-onduleur l'ensemble de trois bras associés à une étoile de la machine), on peut encore raccorder la phase correspondante au point milieu du bus continu. Plus précisément, la connection de deux phases appartenant à deux étoiles différentes est permise.

Soit  $j_1$  l'indice du bras défectueux du premier sous-onduleur triphasé ( $j_1 \in \{1, 2, 3\}$ ) et  $j_2$  l'indice du bras défectueux du deuxième sous-onduleur triphasé ( $j_2 \in \{4, 5, 6\}$ ). Il est nécessaire de prendre pour tensions de références les suivantes :

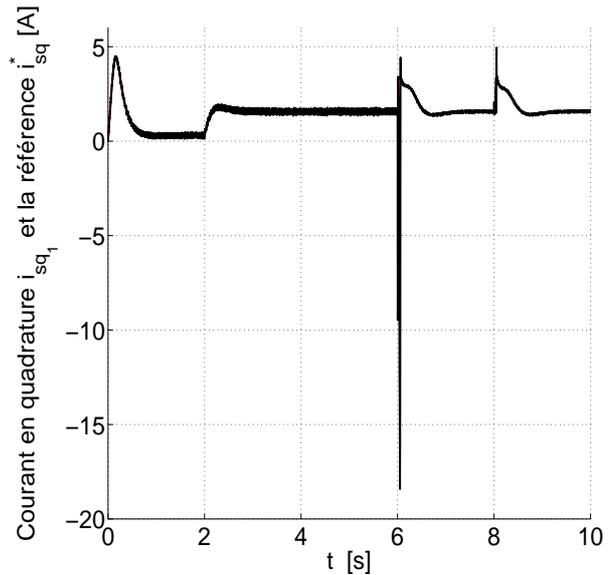
$$\begin{cases} v_i^* = v_{s_i}^* - v_{s_{j_1}}^* & i \neq j_1, & i \in \{1, 2, 3\} \\ v_i^* = v_{s_i}^* - v_{s_{j_2}}^* & i \neq j_2, & i \in \{4, 5, 6\} \end{cases} \quad (\text{II.78})$$

Jusqu'ici, l'algorithme mis en œuvre utilisait directement une transformation de Park hexaphasée (cf.figure II.4, §.II.1.1.1). Toutefois, rien n'empêche d'imaginer un schéma de commande émanant de la deuxième méthode de commande qui consiste à se servir de la transformation de Park triphasée sur chaque étoile (cf.figure II.8, §.II.1.1.2).

A titre d'exemple, nous avons représenté en figure II.24 un algorithme de commande de la machine lorsque les troisième et cinquième phases sont connectées au point milieu du bus continu suite à des défauts.

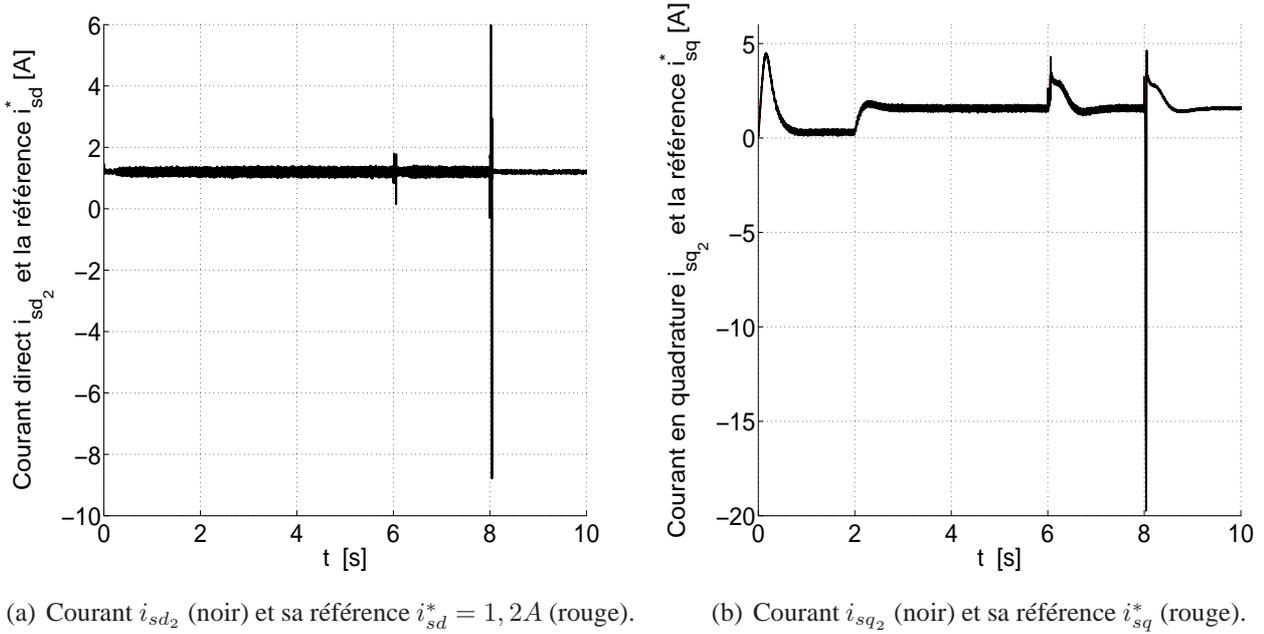


(a) Courant  $i_{sd1}$  (noir) et sa référence  $i_{sd}^* = 1,2A$  (rouge).

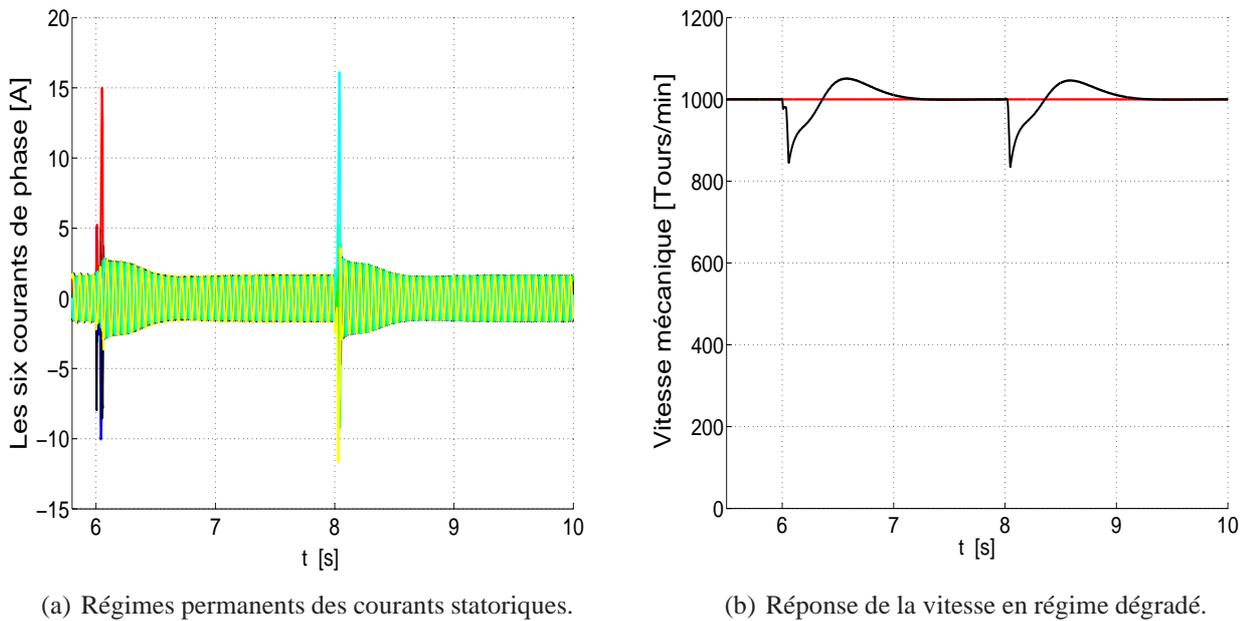


(b) Courant  $i_{sq1}$  (noir) et sa référence  $i_{sq}^*$  (rouge).

**Figure II.25.** Dynamique des courants de Park de la première étoile lorsque les troisième et cinquième phases sont connectées au point milieu du bus continu suite à des court-circuits consécutifs aux bras correspondants.



**Figure II.26.** Dynamique des courants de Park de la deuxième étoile lorsque les troisième et cinquième phases sont connectées au point milieu du bus continu suite à des court-circuits consécutifs aux bras correspondants.

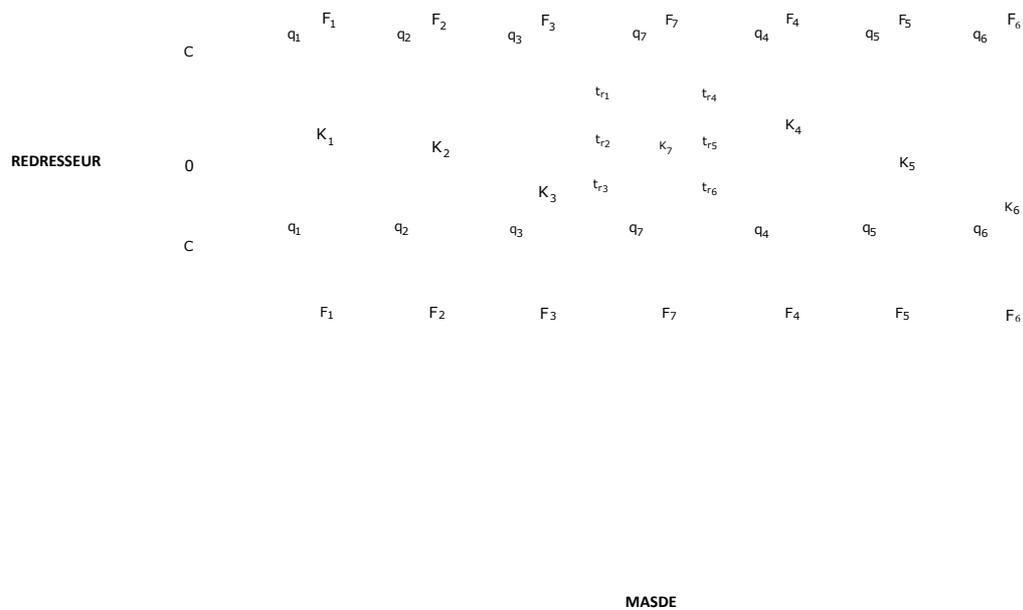


**Figure II.27.** Dynamique des courants de phase et de la vitesse lorsque les troisième et cinquième phases sont connectées au point milieu du bus continu suite à des court-circuits consécutifs aux bras correspondants.

Sur les figures II.25, II.26, II.27(a) et II.27(b), nous avons reporté les transitoires des courants de Park des deux étoiles, les transitoires des courants statoriques ainsi que la dynamique de la vitesse lorsque la troisième et la cinquième phases sont connectées au point milieu du bus continu suite à des court-circuits survenant au troisième bras (à  $t = 6$  s) et au cinquième bras (à  $t = 8$  s). Nous notons à nouveau que l'algorithme de commande en régime dégradé permet le regain de l'équilibre des courants statoriques

ainsi que la stabilité de la boucle de vitesse après l'élimination du défaut.

### II.2.5. Troisième structure de convertisseur-commande tolérant le défaut



**Figure II.28.** Troisième structure de convertisseur-commande tolérant le défaut.

Le figure II.28 représente une alimentation par onduleur tolérant les défauts de court-circuit ou de circuit ouvert.

L'onduleur est composé de sept bras constitués d'interrupteurs  $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6, q_7$  et  $\bar{q}_7$ . Le septième bras correspondant aux interrupteurs  $q_7$  et  $\bar{q}_7$  est un bras redondant servant de secours si un défaut survient. Selon la figure II.14, chacun des bras d'onduleur dispose de deux fusibles  $F_j, \bar{F}_j, j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ . Les six bras sont également connectés à six triacs  $t_{r_j}, j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$  qui servent à la reconfiguration après l'isolement du défaut. Après avoir localisé le défaut, la reconfiguration se réalise en se servant du triac  $t_{r_j}$  qui relie le point  $K_j$  au point  $K_7$  du bras redondant. Si par exemple le troisième bras tombe en panne suite à un court-circuit ou a une ouverture permanente de l'un des interrupteurs  $q_3$  ou  $\bar{q}_3$ , le triac  $t_{r_3}$  est alors activé pour relier la phase  $n^o3$  de la machine au bras  $n^o7$  qui servait de secours. Dans les applications plus exigeantes nécessitant une sécurisation très élevée comme l'avionique, le dispositif peut être muni de six bras redondants [70].

### II.3. Diagnostic d'une machine double-étoile alimentée par un onduleur et présentant un défaut d'excentration

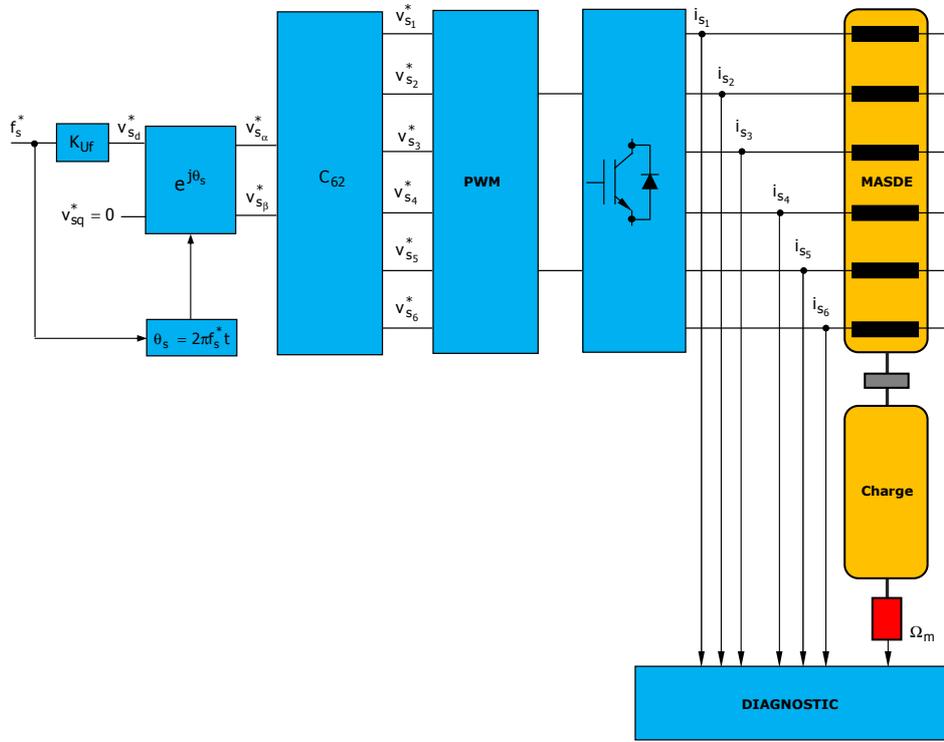


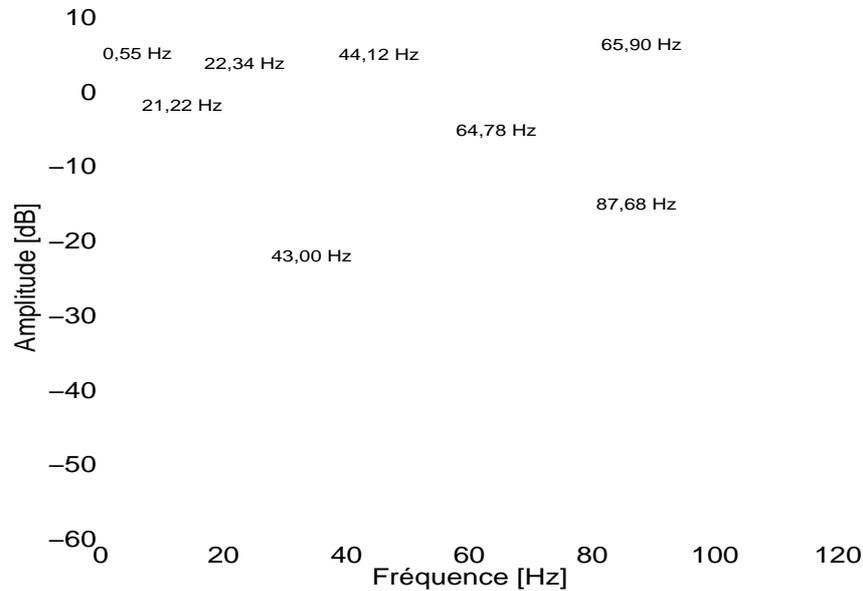
Figure II.29. Description de la commande scalaire.

Dans la première partie du présent chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle d'une machine double-étoile en régime normal et en régime dégradé d'onduleur.

Cette section est dédiée à l'analyse de la détection de défaut d'excentration de la machine alimentée par onduleur. Dans un premier temps, nous allons traiter la détection de défaut lorsque la machine est alimentée en commande scalaire. Cette commande consiste à imposer un flux rotorique constant, ce qui revient à imposer un rapport constant  $k_{Uf}$  entre la tension et la fréquence (cf.figure II.29). Dans un second temps, nous ferons l'analyse de la détection de défaut lorsque le moteur est alimenté en contrôle vectoriel. Nous nous intéresserons à l'impact de la bande passante des régulateurs de courant et de vitesse sur l'amplitude d'un harmonique généré par un défaut ou caractéristique d'un défaut.

Pour tenir compte simultanément des effets d'excentration et d'encoches, nous utilisons le modèle correspondant aux expressions d'inductances données par les relations (I.157), (I.160), (I.161).

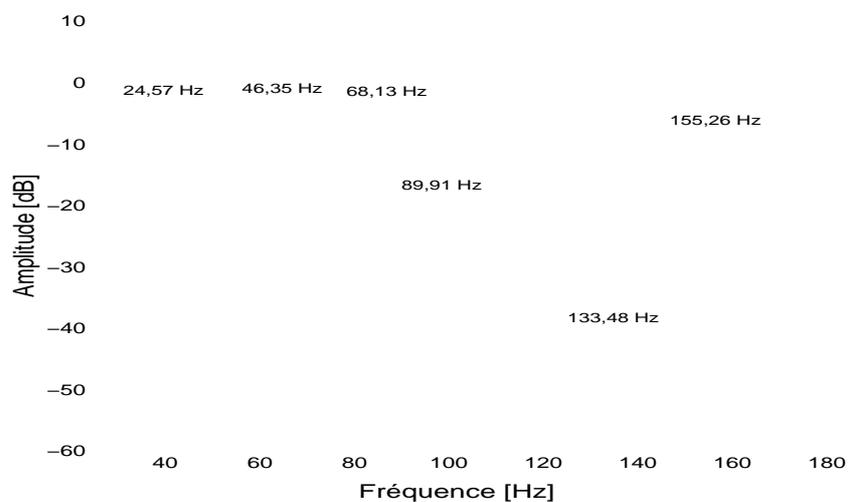
### II.3.1. Diagnostic d'une machine double-étoile alimentée en commande scalaire



**Figure II.30.** Mise en évidence des raies d'excentration autour du fondamental ( $\nu = 1$ ), avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]
$ f_s - f_r $	0,55
$ f_s + f_r $	44,12
$ f_s - 2f_r $	21,12
$ f_s + 2f_r $	65,90
$ f_s - 3f_r $	43,00
$ f_s + 3f_r $	87,63
$ f_s - 4f_r $	64,78

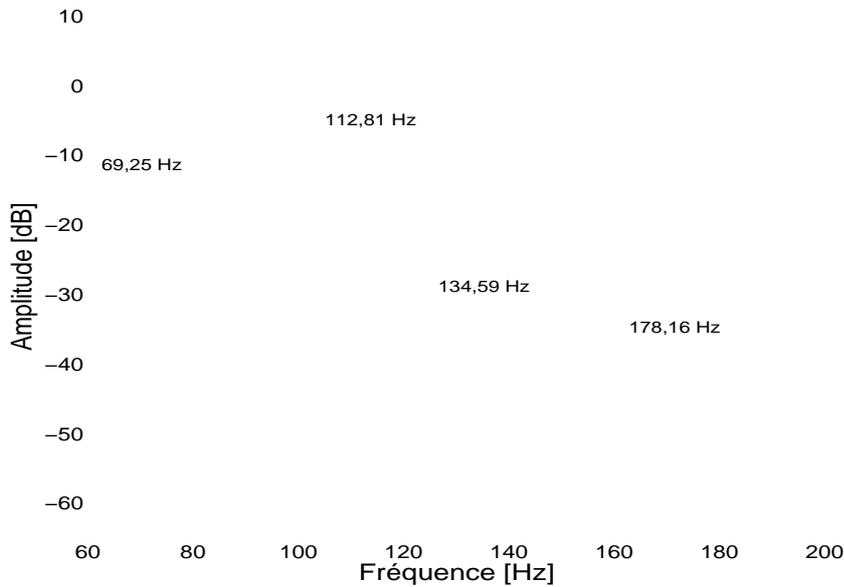
**Tableau II.1.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration sur la figure II.30.



**Figure II.31.** Raies d'excentration autour du cinquième harmonique ( $\nu = 5$ ), avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]
$ 5f_s - f_r $	89,91
$ 5f_s + f_r $	133,48
$ 5f_s - 2f_r $	68,13
$ 5f_s + 2f_r $	155,26
$ 5f_s - 3f_r $	46,35
$ 5f_s - 4f_r $	24,57

**Tableau II.2.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration sur la figure II.31.



**Figure II.32.** Raies d'excentration autour du septième harmonique ( $\nu = 7$ ), avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

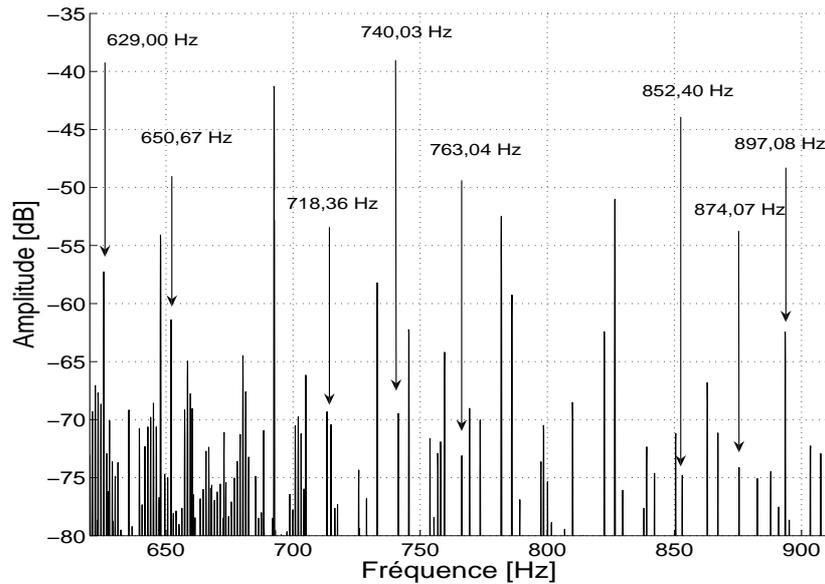
Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]
$ 7f_s - f_r $	134,59
$ 7f_s + f_r $	178,16
$ 7f_s - 2f_r $	112,81
$ 7f_s - 4f_r $	69,25

**Tableau II.3.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration sur la figure II.32.

$n_d$	$\nu$	$f_{s_{ecc2}}$ [Hz]
0	1	629,00
0	5	718,36
0	7	763,04
0	11	852,40
0	13	897,08
1	1	650,67
1	5	740,03
1	11	874,07

**Tableau II.4.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration sur la figure II.33.

La valeur du rapport entre la tension et la fréquence est fixée à  $k_{Uf} = 5,76$  V/Hz. On introduit une excentration mixte correspondant à  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ . Le moteur fonctionne sous 25% de la charge nominale et a une vitesse de rotation de 1300 tours/min. La fréquence de l'alimentation correspondante vaut alors 22,34 Hz.



**Figure II.33.** Spectre du courant statorique dans l'intervalle [620 Hz; 920 Hz], avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

Rappelons que la fréquence de la MLI est de 10 kHz (cf.§.II.1.1.1). En simulation, nous avons choisi une modélisation instantanée de la MLI en nous limitant sur celle du type sinus-triangle.

La figure (II.30) illustre la FFT normalisée du courant statorique dans [0 Hz ; 120Hz]. Les informations fournies par cette figure montrent bien la présence des fréquences de défaut pour l'ordre d'harmonique temporel du courant  $\nu = 1$ .

Nous avons récapitulé sur le tableau II.1 les valeurs numériques des fréquences relatives à l'excentration dans la plage de fréquences [0 Hz ; 120 Hz], pour une valeur de  $\nu = 1$ . Nous voyons que ces valeurs correspondent bien aux raies sur la figure (II.30).

Les fréquences d'harmoniques étudiées dans ces figures sont aux alentours du fondamental c'est-à-dire l'ordre d'harmonique temporel  $\nu = 1$ .

Toutefois, pour une alimentation par onduleur, il nous a semblé intéressant de vérifier l'interaction des harmoniques temporels avec l'excentration.

Nous avons donc représenté sur la figure II.31 le spectre du courant statorique aux alentours du cinquième harmonique ( $\nu = 5$ ). Les valeurs numériques des fréquences de défaut associées sont récapitulées sur le tableau II.2. Nous constatons que les raies correspondant aux fréquences 24,57 Hz et 89,91 Hz seraient susceptibles d'être utilisées comme moyen complémentaire de surveillance permanente de l'évolution de l'état d'excentration du moteur en service puisque leur amplitude est plus importante que celles des autres raies.

Sur la figure II.32, nous avons représenté le spectre du courant statorique autour de l'harmonique 7. Les informations correspondantes sont récapitulées numériquement sur le tableau II.3. Quatre raies de défaut sont encore visibles bien que leur amplitude soit assez faible.

En revanche, pour analyser les effets combinés de l'excentration avec les harmoniques d'encoches rotoriques, nous avons représenté la FFT du courant statorique dans la plage [620 Hz ; 920 Hz] sur la figure II.33. Nous voyons apparaître des harmoniques dans le courant statorique. Les informations numériques correspondantes sont regroupées sur le tableau II.4. Ces harmoniques sont nés de l'interaction des harmoniques temporels correspondant à  $\nu = 1, 5, 7, 11, 13$  avec l'excentration et les harmoniques d'encoches.

Ces résultats sont cohérents avec la relation théorique (I.165) établie dans le chapitre précédent. En pratique, ces harmoniques peuvent être une aide appréciable sur la décision de maintenance. Ils offrent plus de précision sur l'évolution du défaut en fonction du temps de service du moteur.

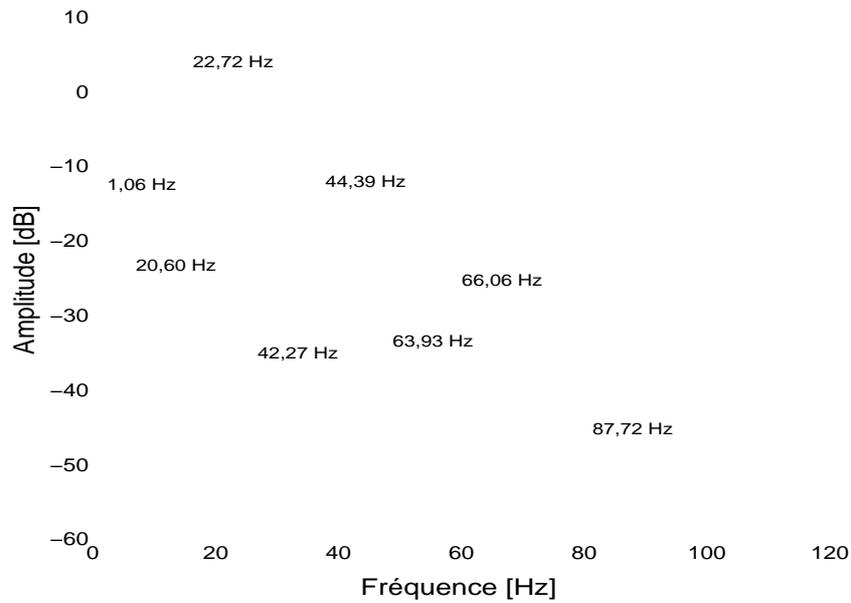
### **II.3.2. Diagnostic d'excentration pour une machine double-étoile alimentée en commande vectorielle**

Nous effectuons ici l'analyse de la détection du même type de défaut d'excentration lorsque la machine est alimentée en commande vectorielle par orientation indirecte du flux rotorique ; nous utilisons ici la stratégie de commande faisant appel à la transformation de Park hexaphasée (§.II.1.1.1, figure II.4). Pour réguler le courant statorique, on se sert d'un régulateur PI tandis que le correcteur de vitesse est du type IP *anti-windup*. Comme on le voit sur la figure II.5, ce type de régulateur n'a pas une fonction de transfert explicite entre les signaux d'erreur et de commande. Il n'est donc pas possible de tracer son diagramme de Bode. Mais, *a priori*, sa bande passante est faible.

Une nouvelle fois, nous choisissons la référence de la vitesse à 1300 tours/min avec une charge de 25% du couple nominal. Les degrés respectifs des excentrations statique et dynamique associées seront  $\varepsilon_s = 0,4$  et  $\varepsilon_d = 0,3$ . Nous fixons les paramètres du régulateur de courant  $k_{pc} = 50$  et  $k_{ic} = 11300$ . Ces contraintes fixent la fréquence d'alimentation à  $f_s = 22,72$  Hz.

#### **II.3.2.1. Analyse du courant statorique**

Sur la figure (II.34), nous avons représenté le spectre du courant statorique. De la relation (I.126), nous avons récapitulé dans le tableau II.5 les fréquences d'excentration susceptibles d'apparaître dans la plage de fréquences [0 Hz ; 120 Hz].



**Figure II.34.** FFT normalisée du courant statorique dans l'intervalle [0 Hz ; 120 Hz], pour une alimentation en commande vectorielle, avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]
$ f_s - f_r $	1.06
$ f_s + f_r $	44.39
$ f_s - 2f_r $	20.60
$ f_s + 2f_r $	66.06
$ f_s - 3f_r $	42.27
$ f_s + 3f_r $	87.72
$ f_s - 4f_r $	63.93

**Tableau II.5.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration sur la figure II.34.

L'examen de ces valeurs des fréquences et du spectre du courant statorique permet de conclure avec certitude la présence de l'excentration puisque les deux informations sont cohérentes. Ces fréquences sont une nouvelle fois régies par la relation (I.126), avec  $\nu = 1$ . En comparant les tableaux II.1 et II.5, nous constatons que ces fréquences ont été déjà détectées dans l'alimentation en  $V/f$ .

$n_d$	$\nu$	$f_{s_{ecc2}}$ [Hz]
0	1	629,39
0	5	720,30
0	7	765,76
0	11	856,67
0	13	902,12
1	1	650
1	5	741,97
1	11	878,34

**Tableau II.6.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration sur la figure II.33.

Portons notre attention à présent sur les harmoniques dus aux effets combinés d'excentration et des harmoniques d'encoches. A cet effet, nous représentons sur la figure II.35 la FFT du courant statorique dans l'intervalle [620 Hz ; 920 Hz]. A l'aide de la relation (I.165) et des données issues de simulation,

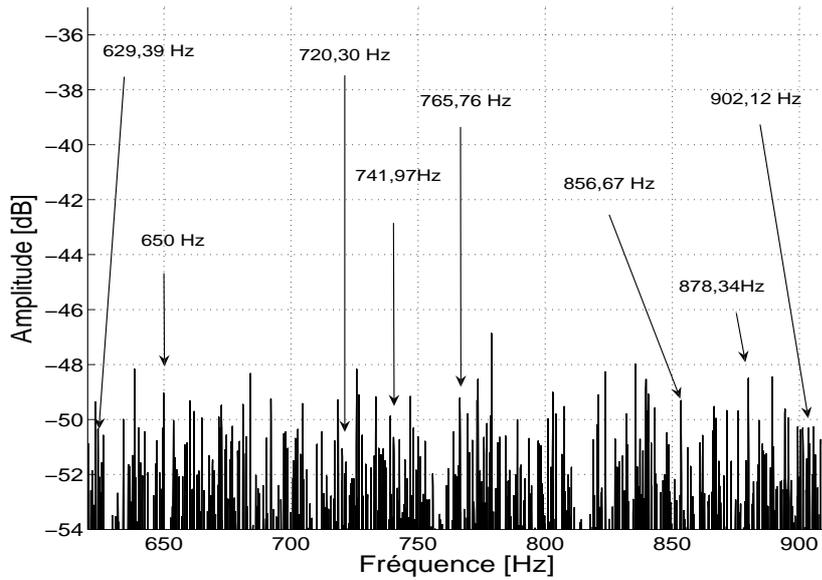


Figure II.35. FFT normalisée du courant statorique dans l'intervalle [625 Hz; 905 Hz],  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

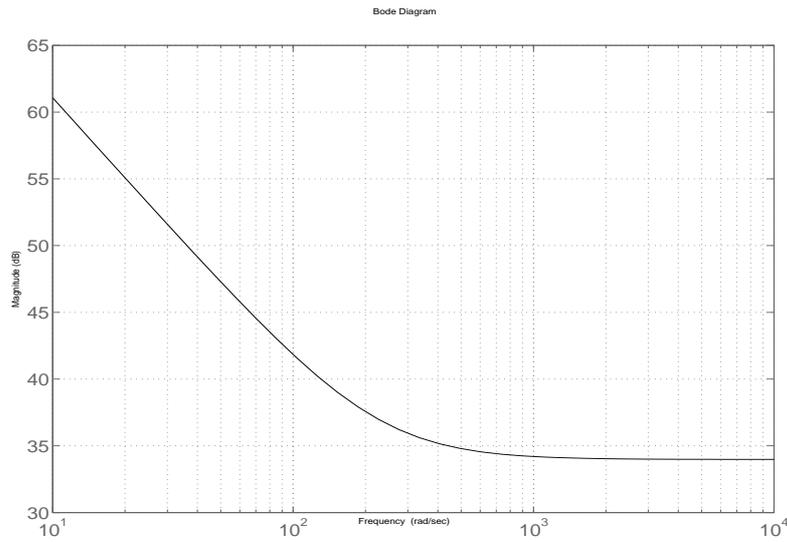


Figure II.36. Diagramme de Bode du régulateur de courant avec  $k_{pc} = 50$ ,  $k_{ic} = 11300$

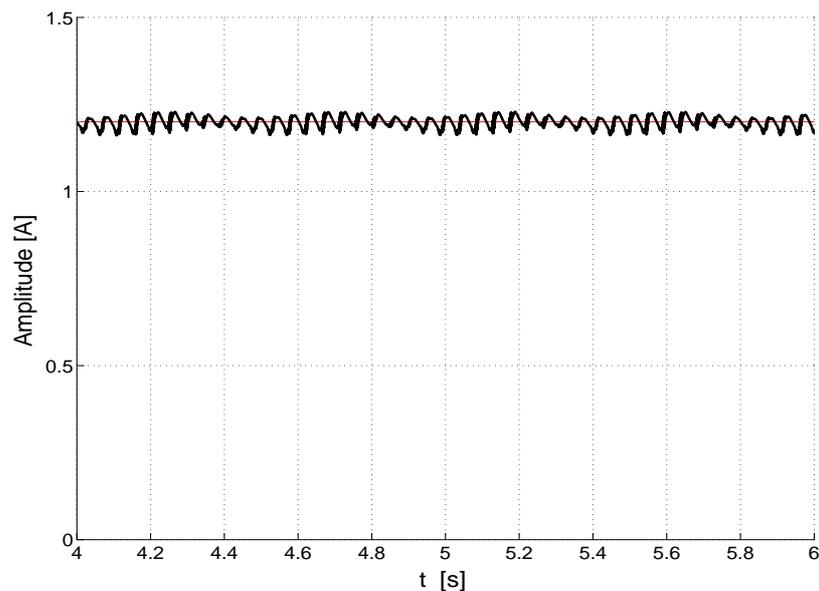
nous avons reporté sur le tableau II.6 les valeurs numériques des fréquences de défaut. Ces valeurs sont en parfaite coïncidence avec les fréquences détectées au moyen du spectre sur la figure II.35. En comparant les tableaux II.6 et II.4, on constate également la cohérence des résultats car la machine est pratiquement sous les mêmes conditions de fréquence d'alimentation, de vitesse, de flux rotorique, de charge et d'excentration. Les deux régulateurs de courant ne parviennent pas à supprimer ou à atténuer les harmoniques d'excentration parce que leur bande passante est limitée. Ce fait est confirmé par l'analyse de leur diagramme de Bode tracé sur la figure II.36.

### II.3.2.2. Analyse des courants de Park

Dans cette partie, nous montrons par simulations que les courants de Park  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  peuvent aussi être utilisés comme outils de détection de défaut.

#### II.3.2.2.1. Utilisation du courant direct

A titre d'exemple, la figure II.37 représente l'ondulation du courant  $i_{sd}$  autour de sa référence  $i_{sd}^*$ . Notons que  $i_{sq}^*$  sera aussi ondulé puisque l'excentration engendre également une oscillation dans la vitesse et dans le couple de référence émanant de son régulateur. C'est pourquoi ces ondulations seront transmises dans les tensions de référence via les deux régulateurs de courant. Notons également que les courants d'axes  $X$  et  $Y$  contiendront des bruits supplémentaires du fait des raisons évoquées.



**Figure II.37.** Ondulation du courant  $i_{sd}$  autour de sa référence  $i_{sd}^*$  pour  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$  et  $i_{sd}^* = 1,2A$ .

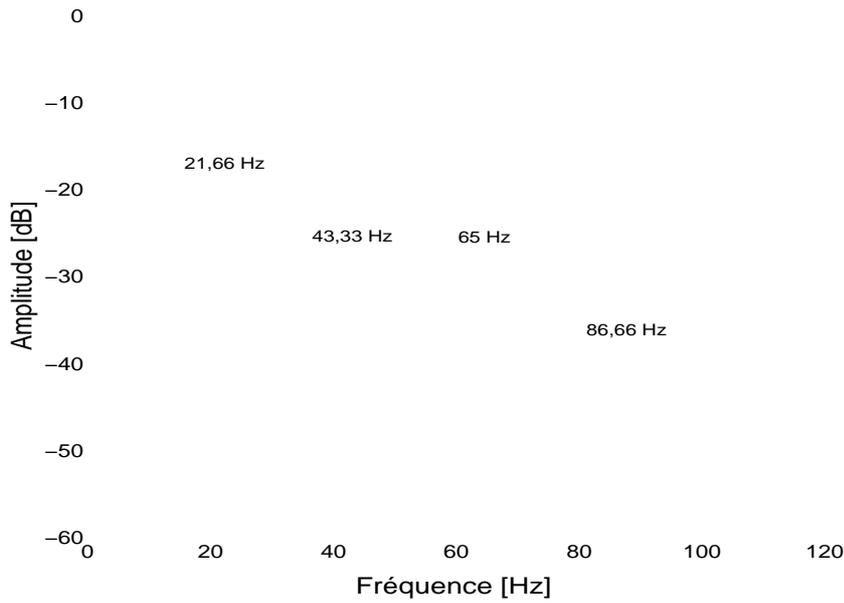
Évidemment, nous pourrions utiliser les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  comme moyen de diagnostic. Cependant, les signatures de défaut ne seraient plus directement obtenues par les relations (I.126) et (I.165) et seront déformées en amplitude. En fait, ces harmoniques de défaut dans les courant d'axes  $d$  et  $q$  sont l'image des harmoniques de défaut par la transformation de Park inverse. En conséquence, il est donc naturel d'utiliser cette transformation pour caractériser les fréquences de ces harmoniques.

Alors, les fréquences d'excentration données par (I.126) ont pour images dans les courant  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  des harmoniques admettant comme fréquences :

$$f_{s_{ecch_{dc1}}} = (h - 1)f_s + qf_r \quad h = 6m \pm 1, q \in \mathbb{Z} \quad (II.79)$$

En procédant d'une façon analogue avec les fréquences d'interaction de l'excentration et des encoches (I.165), on peut prévoir que les fréquences suivantes apparaissent dans les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  :

$$f_{s_{ecch_{dc2}}} = \left[ (n_r + n_d) \frac{(1 - s)}{p} + (\nu - 1) \right] f_s \quad (II.80)$$



**Figure II.38.** FFT normalisée du courant  $i_{sd}$  dans l'intervalle [0 Hz ; 120 Hz], avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

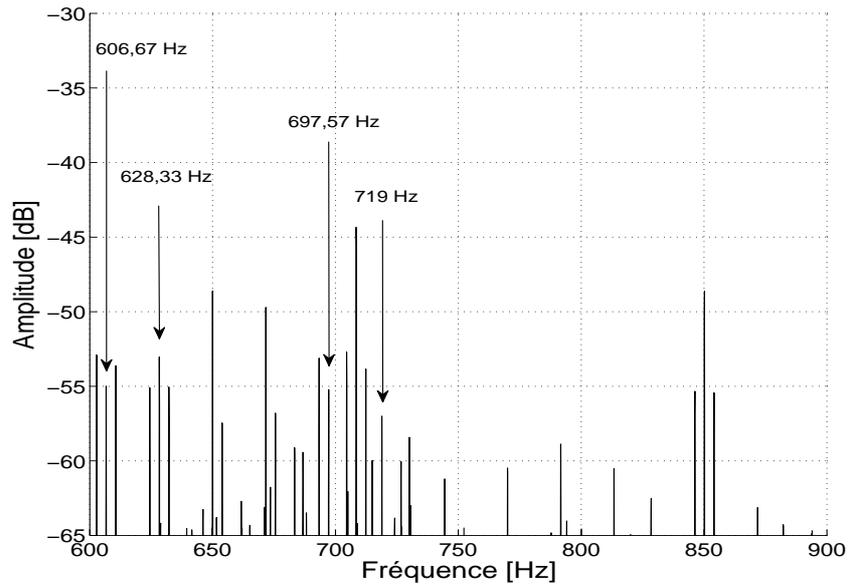
Fréquence	Numerical values [Hz]
$f_r$	21,66
$2f_r$	43,33
$3f_r$	65
$4f_r$	86,66

**Tableau II.7.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration sur la figure II.38.

$n_d$	$\nu$	$f_{s_{ecch2}}$ [Hz]
0	1	606,67
0	5	697,57
1	1	628,33
1	5	719,24

**Tableau II.8.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration sur la figure II.39.

Sur la figure II.38, nous avons représenté la spectre normalisé du courant direct  $i_{sd}$  dans la plage de fréquences [0 Hz ; 120Hz]. Au moyen de la relation (II.79), en nous limitant par exemple à  $h = 1$  et  $q = 1$ , nous avons regroupé dans le tableau II.8 les fréquences de défauts susceptibles d'apparaître dans



**Figure II.39.** FFT normalisée du courant  $i_{sd}$  dans l'intervalle [600 Hz ; 900 Hz], avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

le courant  $i_{sd}$ . En confrontant les valeurs des harmoniques données par la figure et le tableau, on conclut que les harmoniques de défaut associés à ces fréquences sont présents dans le spectre du courant direct  $i_{sd}$ .

L'analyse peut être étendue aux harmoniques relatifs à la combinaison de l'excentration et des effets d'encoches. Pour ce faire, nous étudions le contenu spectral du courant direct  $i_{sd}$  dans la plage de fréquences [580 Hz ; 920 Hz]. Le spectre correspondant est illustré sur la figure II.39. Pareillement, en recourant à la relation (II.80), le tableau II.8 fait apparaître les fréquences de défaut éventuellement présentes dans le courant  $i_{sd}$ . La comparaison de cette figure et le tableau montre que les harmoniques de défaut dont les fréquences ont été prédites théoriquement sont présents dans le spectre du courant direct.

#### II.3.2.2.2. Utilisation du courant en quadrature

Nous pouvons aussi effectuer l'analyse du spectre du courant en quadrature. Pour ce faire, nous avons représenté en figure II.40. son spectre sur la plage [0 Hz ; 120 Hz].

Comme on peut le constater par comparaison des figures II.38 et II.40, les courants direct  $i_{sd}$  et en quadrature  $i_{sq}$  présentent les mêmes harmoniques de défaut sur la plage [0 Hz ; 120 Hz].

Concernant les harmoniques générés par l'interaction de l'excentration et des effets d'encoches, nous observons au travers le spectre du courant en quadrature  $i_{sq}$  sur la plage [600 Hz ; 900 Hz] et représenté sur la figure II.41, que seules les raies de 606,67 Hz et 628,33 Hz ont des amplitudes assez élevées et

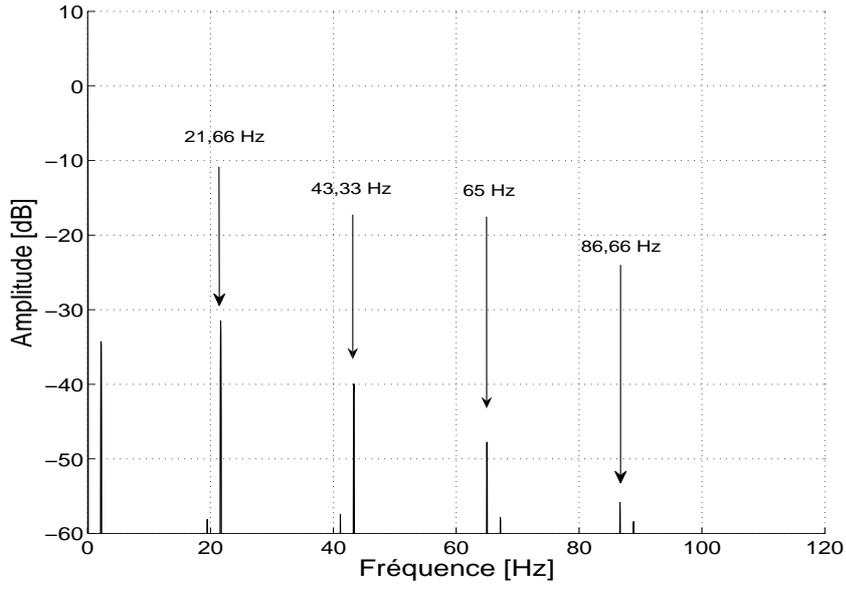


Figure II.40. FFT normalisée du courant  $i_{sq}$  dans l'intervalle [0 Hz; 120 Hz], avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

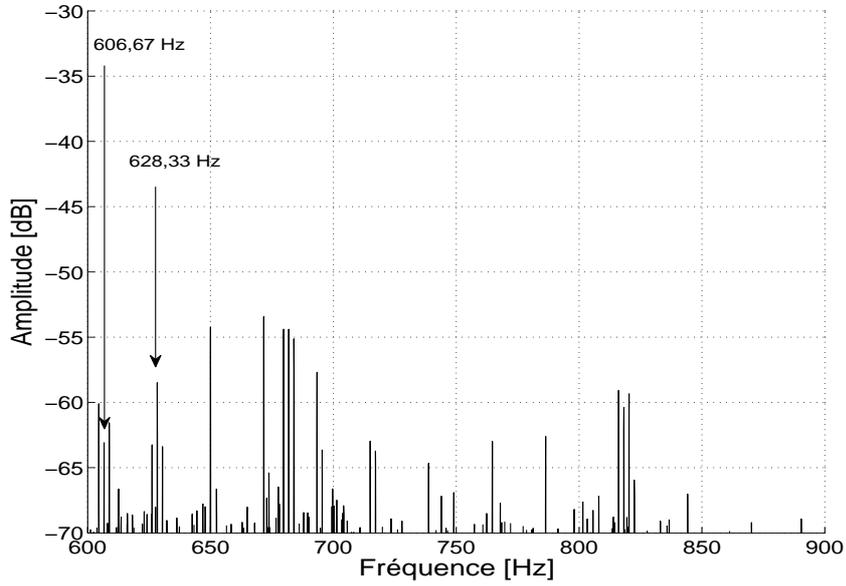
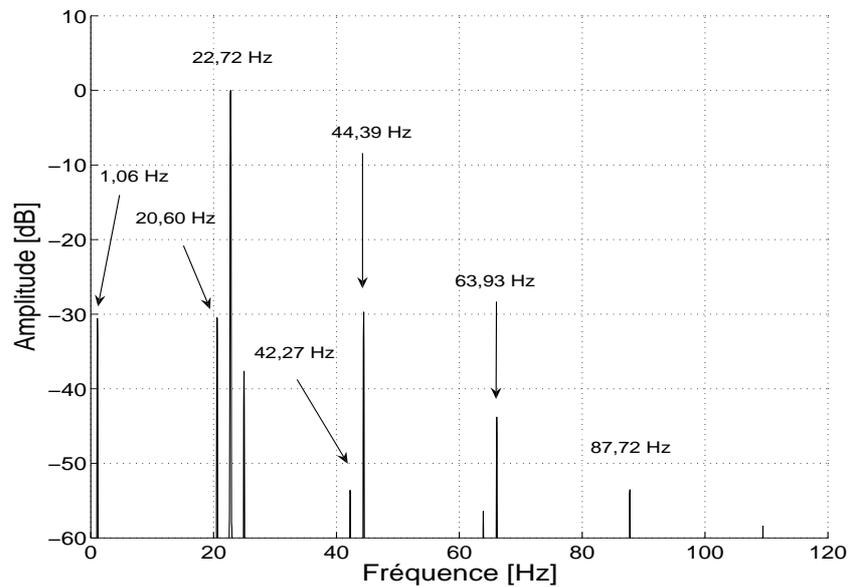


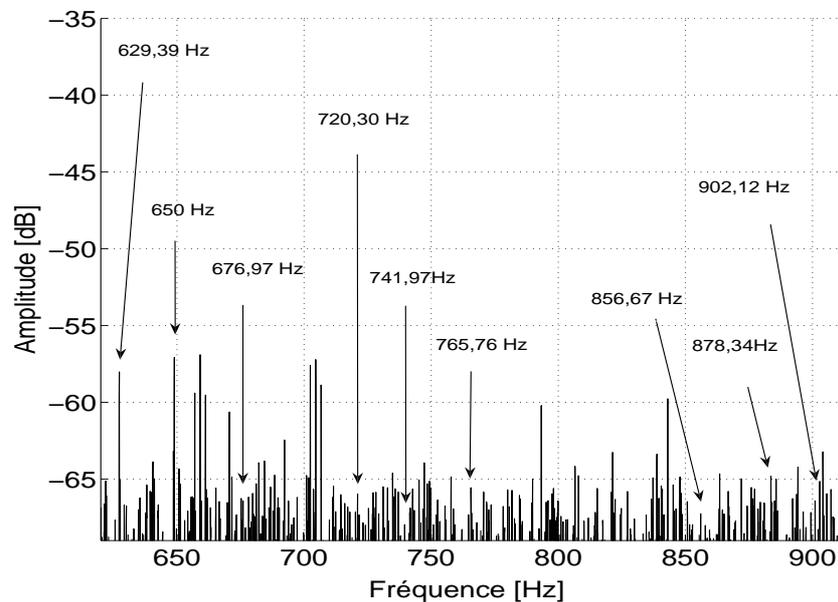
Figure II.41. FFT normalisée du courant  $i_{sq}$  dans l'intervalle [600 Hz; 900 Hz], avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

sont donc utilisables pour la détection de défaut. Les deux autres raies (697,57 Hz et 719 Hz) sont de très faible amplitude.

## II.3.2.3. Analyse des tensions de référence



**Figure II.42.** FFT normalisée de la tension de référence dans l'intervalle [0 Hz ; 120 Hz], pour une alimentation en commande vectorielle, avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .



**Figure II.43.** FFT normalisée de la tension de référence dans l'intervalle [620 Hz ; 920 Hz], pour une alimentation en commande vectorielle, avec  $\varepsilon_s = 0,4$ ,  $\varepsilon_d = 0,3$ .

Une autre voie pour surveiller l'état de la machine à induction consisterait à examiner les spectres de la tension de référence envoyée par la commande. Le spectre dans l'intervalle [0 Hz ; 120 Hz] est représenté sur la figure II.42 tandis que celui dans l'intervalle [620 Hz ; 920 Hz] est représenté sur la

figure II.43. Il apparaît clairement que les harmoniques présents sur le courant statorique sont aussi présents dans ces tensions de référence (cf. figures II.34, II.35 et tableaux II.5, II.6).

Les harmoniques de courants de phase transmis par les capteurs se répercutent dans les courants direct et en quadrature après une modulation due à la transformation de Park.

Les harmoniques de défaut contenus dans les courants de Park  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont transmis dans les deux signaux d'erreur et donc dans les tensions de référence de Park  $v_{sd}^*$  et  $v_{sq}^*$  avant de parvenir sur les tensions de référence, toujours via les transformations de Park et de Concordia. Comme la bande passante des régulateurs PI du courant n'est pas large, ils ne parviennent pas à éliminer tous les harmoniques de défaut, ce qui explique la présence des harmoniques dans la tension de référence. Nous pouvons donc nous servir de cette variable de commande comme signal pertinent en vue du diagnostic de défaut d'excentration.

## II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé par simulation la détection de défauts d'alimentation ou d'excentration rotorique dans un entraînement par une machine asynchrone double-étoile.

La reconfiguration de la loi de commande en régime dégradé d'onduleur se déduit des algorithmes usuels de la commande vectorielle en régime normal, et ce, suivant la topologie du convertisseur.

En cas de défaut d'alimentation, nous avons observé que grâce à des topologies particulières du convertisseur et à des stratégies d'adaptation de l'algorithme de commande, il est possible de maintenir le régime équilibré des courants statoriques ainsi que la stabilité de la vitesse mécanique.

Lorsque la machine alimentée en commande scalaire présente une excentration rotorique assez forte, nous avons pu observer que seul le courant statorique peut fournir des informations pertinentes en vue de la détection de défaut. Les harmoniques temporels dus à l'onduleur interagissent avec l'excentration, les effets d'encoche pour générer des signatures de défaut supplémentaires. Ces fréquences permettent aussi de surveiller de près, en permanence, l'évolution de l'excentration de la machine.

Outre le courant statorique, nous avons constaté que les variables de contrôle comme les courants de Park ainsi que la tension de référence peuvent aussi servir d'outils pertinents de surveillance de l'évolution de l'état d'excentration du moteur lorsque la machine est alimentée en commande vectorielle.

## Chapitre III

# COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES EN SERIE. APPLICATIONS A LA DETECTION DE DEFAUT

### III.1. Introduction

L'alimentation de deux machines électriques requiert en principe deux onduleurs de tensions séparés et connectés à un bus continu commun.

Depuis quelques années, le système mono-convertisseur multi-machines fait l'objet de nombreux travaux [58], [68], [69], [85], [60], [61], [64].

Une première configuration consiste à mettre en parallèle des moteurs asynchrones alimentés par un même convertisseur. Cette structure a trouvé son application industrielle lorsque l'on a réalisé le système de traction électrique *Shinkansen* au Japon [58], [68], [69]. L'avantage de cette configuration réside dans le fait que l'on peut accroître la puissance totale d'entraînement par la mise en parallèle d'unités de puissance moindre ; l'inconvénient est que les commandes de ces machines sont dépendantes l'une de l'autre.

Une deuxième configuration propose des schémas permettant de commander d'une manière complètement découplée des machines connectées en série [73]. Telle est la seconde structure mono-convertisseur multi-machines [85]. Les commandes découplées des machines connectées électriquement en série offrent un avantage économique : en effet, les moteurs électriques sont connectés à un seul et unique onduleur en lieu et place d'une alimentation propre à chaque moteur. Cette structure s'avère également très avantageuse dans les systèmes embarqués où le gain en espace et en poids nécessite une attention particulière [52], [60], [61], [64].

A titre d'exemple, la mise en série d'une machine hexaphasée avec une machine triphasée peut s'appliquer avantageusement en traction électrique où le moteur hexaphasé sert de moteur de traction alors que le moteur triphasé est utilisé comme moyen de ventilation [52]. Pour cette configuration particulière, deux machines de puissances complètement différentes peuvent donc être mises en série [52].

Le principal inconvénient de la connexion en série des machines polyphasées est la perte élevée au niveau des interrupteurs de puissance et un accroissement des pertes Joule en raison des courants statoriques mis en jeu [60], [61], [64]. Signalons que l'on peut connecter en série deux machines de types différents, par exemple une machine à aimants et une machine asynchrone [63].

La connexion en série d'un nombre donné de machines doit satisfaire à un certain nombre de conditions, *arithmétiques* entre autres. Levi [60] a publié un travail détaillé et généralisé sur ce sujet introduisant la notion de matrice de connection.

Dans une première partie, nous allons décrire brièvement ces conditions arithmétiques permettant la connection en série d'un certain nombre de moteurs.

Dans la deuxième partie, nous établirons ensuite les modèles de Park découplés d'une machine hexaphasée et d'une machine triphasée en série.

Dans la troisième partie, nous validons par simulation ce phénomène de découplage. Dans premier temps, nous nous servons du régulateur du type IP pour régler les vitesses de deux moteurs et du régulateur du type PI pour régler les courants d'onduleur. Pour confirmer l'insensibilité du découplage face aux bruits, nous allons essayer aussi d'implanter le régulateur du type *RST* pour régler les courants d'onduleur et les vitesses des deux machines.

Cependant, tout comme dans n'importe quel entraînement électrique, un défaut peut survenir dans l'une de deux machines ou au niveau du convertisseur. Par conséquent, nous allons aborder dans la dernière partie de ce chapitre l'analyse de la détection et de la compensation d'un défaut d'interrupteur au niveau de l'onduleur. On distinguera les cas d'un défaut de court-circuit et de défaut d'ouverture de circuit. Cette étude est en partie le résultat d'un travail de recherche effectué conjointement avec des chercheurs brésiliens dans le cadre du projet de coopération COFECUB.

Nous n'avons pas traité le problème d'excentration dans le cadre de deux moteurs connectés en série : l'analyse de détection pourrait s'avérer longue et très complexe ; en effet, si les deux moteurs sont simultanément excentrés, un chevauchement de leurs signatures de défaut n'est pas à exclure, ce qui rendrait la détection plus difficile.

### III.2. Connectivité des machines

Le nombre des machines connectables et leur nombre de phases dépendent du nombre de phases  $q$  de l'onduleur. Les analyses de Levi suggèrent de distinguer si  $q$  est impair ou pair [61], [62] :

#### III.2.1. Cas d'un nombre de phases impair

Voyons tout d'abord le cas où le nombre de phases est impair. Les analyses de Levi distinguent trois catégories de nombres de phases qui autorisent la connexion en série [61], [62] :

- Si le nombre  $q$  de phases du système est premier ( $q = 5, 7, 11, 13, 17, 19, \dots$ ), le nombre  $n_b$  de machines pouvant être connectées en série avec des transpositions de phases est régi par la relation :

$$n_b = \frac{q - 1}{2} \quad (\text{III.1})$$

Étant donné que l'on dispose de  $(q - 1)/2$  paires de composantes des courants de Park pouvant être mises à profit pour la commande des machines en série, elles doivent toutes avoir le même nombre de phases égal à  $q$ .

- Si le nombre de phases n'est pas premier mais est une puissance d'un nombre premier  $l$  :

$$q = l^m, \quad m = 2, 3, 4, \dots \quad (\text{III.2})$$

alors le nombre de machines connectables en série est à nouveau donné par la relation (III.1), mais les  $n_b$  machines n'ont pas toutes le même nombre  $q$  de phases.

Vu les nombres élevés de phases possibles (25,49,...), nous ne nous sommes pas attaché à l'étude de ce cas.

- Si le nombre de phases n'est ni premier ni une puissance d'un nombre premier, mais divisible par deux nombres premiers ou plus, alors le nombre de machines connectables en série est régi par la condition suivante :

$$n_b < \frac{q - 1}{2} \quad (\text{III.3})$$

Soient  $q_1, q_2, q_3, \dots, q_{j_0}$  ces nombres premiers, en supposant que  $q_1 > q_2 > q_3 > \dots > q_{j_0}$ . La machine ayant le nombre de phases le plus élevé est connectée à l'onduleur de tension. Après,

suivent les machines ayant  $q_1$  phases, puis à  $q_2$  phases, et ainsi de suite. Toutefois, pour pouvoir connecter la machine à  $q_1$  phases à celle à  $q_2$  phases, il faut de plus que le rapport  $q_1/q_2$  soit un entier, sinon on se heurterait à un court-circuit des terminaux.

Le seul cas d'intérêt pratique reste le nombre de phases premier. Compte tenu de la rareté de ce dispositif, nous ne nous intéressons pas ainsi au cas  $q$  impair.

### III.2.2. Cas d'un nombre de phases pair

Trois possibilités peuvent être distinguées [60].

- Si  $q/2$  est un nombre premier, alors le nombre de moteurs pouvant être connectés en série est donné par la relation :

$$n_b = \frac{q}{2} - 1 \quad (\text{III.4})$$

Parmi eux,  $n_b/2$  moteurs sont à  $q$  phases et les  $n_b/2$  moteurs restants sont à  $q/2$  phases. Ceci englobe les cas  $q = 6, 10, 14, 22, 26, 34, \dots$

- Si  $q/2$  satisfait à :

$$q = 2^m, \quad m = 2, 3, 4, \dots \quad (\text{III.5})$$

le nombre de machines connectables est encore donné par la relation (III.4). Cette fois encore, toutes les machines n'ont pas  $q$  phases. Par exemple, pour le cas où  $q = 8$  c'est à dire  $n_b = 3$ , il y a deux machines octophasées et une machine tétraphasée. Pour généraliser, quand  $m \geq 3$ , les nombres de phases des machines pouvant être connectées en série sont donnés par la succession :

$$q, \frac{q}{2}, \frac{q}{2^2}, \dots, \frac{q}{2^{m-2}} \quad m = 2, 3, 4, \dots \quad (\text{III.6})$$

Les possibilités pratiques sont à 8, 16, ... et les machines correspondantes auront généralement 16, 8 et 4 phases.

- La troisième éventualité regroupe les nombres de phases qui ne sont pas inclus dans les deux premières. Le nombre de machines à connecter doit être inférieur  $q/2 - 1$  :

$$n_b < \frac{q}{2} - 1 \tag{III.7}$$

Une nouvelle fois, parmi les  $n_b$  moteurs, seuls certains sont à  $q$  phases. Les autres sont à  $q/2, q/3, q/4, \dots$  phases. Les nombres des phases des machines connectables appartiennent à la succession suivante :

$$q, \frac{q}{2}, \frac{q}{3}, \frac{q}{4}, \dots \tag{III.8}$$

Il y a au moins trois nombres de phases différents dans cette configuration.

Les premières possibilités sont 12, 18, 20, 24, 28, ....

En résumé, pratiquement tous les premiers nombres pairs supérieurs ou égaux à 6 conviennent à la connection des machines en série. Nous avons fait le choix d'un système hexaphasé pour son intérêt pratique évident de simplicité et de coût et pour des questions de faisabilité pratique d'un prototype pour l'étude expérimentale qui suivra (chapitre IV). Cette possibilité correspond à la mise en série d'une machine hexaphasée et d'une machine triphasée dans l'ordre hexaphasé et triphasé.

### III.3. Modèles de Park découplés de deux machines en série

Contrairement à la machine asynchrone double-étoile, il n'y a aucune ambiguïté de numérotation de phases qui seront prises dans leur ordre naturel. Nous avons donc à modéliser une machine hexaphasée et une machine triphasée dont le schéma de connection est donné par la figure III.1 [52].

Si nous désignons respectivement par  $\mathbf{v}$  et  $\mathbf{i}$  les vecteurs des tensions et des courants délivrés par la source hexaphasée, alors :

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} \tag{III.9}$$

Nous précisons que chacune des tensions  $v_i, i = 1, 2, \dots, 6$  représente la tension entre le  $i^{\text{ième}}$  bras de l'onduleur hexaphasé et le neutre de la machine triphasée (cf.figure III.1).

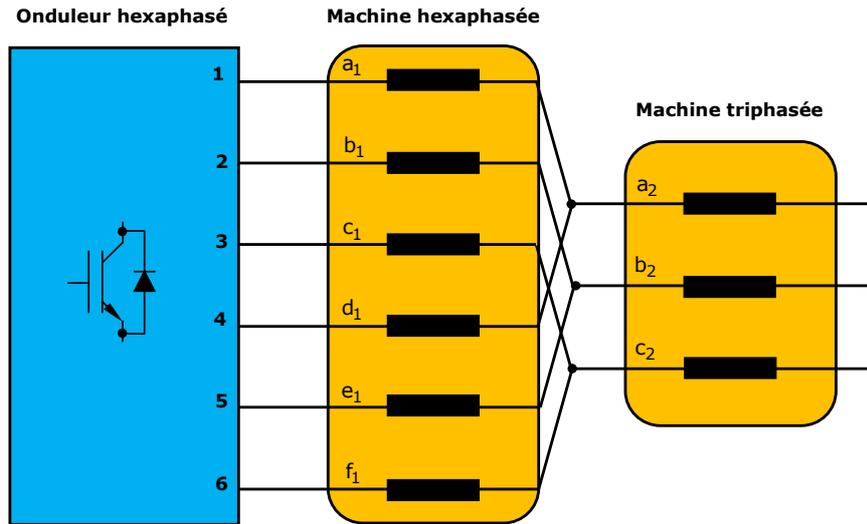


Figure III.1. Mode de connexion série d'une machine hexaphasée avec une machine triphasée [52].

La machine hexaphasée absorbe ces même courants (cf.figure III.1).

Si nous désignons respectivement par  $\mathbf{v}_s$ ,  $\mathbf{u}_s$ ,  $\mathbf{j}_s$  le vecteur de tension aux bornes de la machine hexaphasée, le vecteur des tensions aux bornes de la machine triphasée et le vecteur des courants absorbés par la machine triphasée, alors :

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \\ v_{s4} \\ v_{s5} \\ v_{s6} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u}_s = \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ u_{s3} \end{bmatrix} \quad \mathbf{j}_s = \begin{bmatrix} j_{s1} \\ j_{s2} \\ j_{s3} \end{bmatrix} \tag{III.10}$$

En vertu de la mise en série des circuits statoriques de deux machines, on peut écrire :

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s1} + u_{s1} \\ v_{s2} + u_{s2} \\ v_{s3} + u_{s3} \\ v_{s4} + u_{s1} \\ v_{s5} + u_{s2} \\ v_{s6} + u_{s3} \end{bmatrix} \tag{III.11}$$

La loi de Kirchoff appliquée aux noeuds de connexion des phases des deux machines implique :

$$\mathbf{j}_s = \begin{bmatrix} j_{s_1} \\ j_{s_2} \\ j_{s_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1 + i_3 \\ i_2 + i_5 \\ i_3 + i_6 \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

En explicitant les tensions de la machine hexaphasée  $v_{s_1}, v_{s_2}, \dots, v_{s_6}$  et les tensions de la machine triphasée  $u_{s_1}, u_{s_2}, u_{s_3}$  en fonction des paramètres de deux machines, de leurs courants statoriques et rotoriques et en tenant compte de la relation (III.12), la relation (III.11) s'écrit de la manière suivante :

$$\begin{cases} \mathbf{v} = (\mathbf{R}_{s_1} + \mathbf{R}'_{s_2}) \mathbf{i} + \frac{d}{dt} [(\mathbf{L}_{s_1} + \mathbf{L}'_{s_2}) \mathbf{i}] + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{sr_1} \mathbf{i}_{r_1}) + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}'_{sr_2} \mathbf{i}_{r_2}) \\ \mathbf{0} = \mathbf{R}_{r_1} \mathbf{i}_{r_1} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{rs_1} \mathbf{i}) + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{r_1} \mathbf{i}_{r_1}) \\ \mathbf{0} = \mathbf{R}_{r_2} \mathbf{i}_{r_2} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}'_{rs_2} \mathbf{i}) + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{r_2} \mathbf{i}_{r_2}) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

où  $\mathbf{i}_{r_1}$  et  $\mathbf{i}_{r_2}$  désignent respectivement les vecteurs des courants rotoriques de la machine hexaphasée et de la machine triphasée.  $\mathbf{R}_{s_1}, \mathbf{L}_{s_1}, \mathbf{L}_{sr_1}, \mathbf{R}_{r_1}, \mathbf{L}_{r_1}$  sont les matrices de résistances statoriques, d'inductances statoriques, d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor, de résistances rotoriques et d'inductances rotoriques de la machine hexaphasée.

$\mathbf{R}_{s_2}, \mathbf{L}_{s_2}, \mathbf{L}_{sr_2}, \mathbf{R}_{r_2}, \mathbf{L}_{r_2}$  sont les matrices des résistances statoriques, d'inductances statoriques, d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor, de résistances rotoriques et d'inductances rotoriques de la machine triphasée.

Les matrices  $\mathbf{R}'_{s_2}, \mathbf{L}'_{s_2}, \mathbf{L}'_{sr_2}$  et  $\mathbf{L}'_{rs_2}$  du système (III.13) se définissent par :

$$\mathbf{R}'_{s_2} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{s_2} & \mathbf{R}_{s_2} \\ \mathbf{R}_{s_2} & \mathbf{R}_{s_2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}'_{s_2} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{s_2} & \mathbf{L}_{s_2} \\ \mathbf{L}_{s_2} & \mathbf{L}_{s_2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}'_{sr_2} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{sr_2} \\ \mathbf{L}_{sr_2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}'_{rs_2} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{sr_2}^t & \mathbf{L}_{sr_2}^t \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Nous pouvons nous servir directement de la transformation de Concordia d'ordre 6 [94] caractérisée par la matrice  $\mathbf{C}_6^t$  (cf. relation (II.10), §.II.1.0.1.1). Pour un vecteur  $\mathbf{G}$  de dimension six, on pose donc :

$$\mathbf{G}' = [G_\alpha, G_\beta, G_X, G_Y, G_{o_1}, G_{o_2}]^t = \mathbf{C}_6^t \mathbf{G} \quad (\text{III.15})$$

La transformée de Concordia du vecteur des tensions d'onduleur est donc définie par :

$$\mathbf{v}' = [v_\alpha, v_\beta, v_X, v_Y, v_{o_1}, v_{o_2}]^t = \mathbf{C}_6^t \mathbf{v} \quad (\text{III.16})$$

tandis que la transformée de Concordia du vecteur des courants d'onduleur est :

$$\mathbf{i}' = [i_\alpha, i_\beta, i_X, i_Y, i_{o_1}, i_{o_2}]^t = \mathbf{C}_6^t \mathbf{i} \quad (\text{III.17})$$

Pour les grandeurs rotoriques  $\mathbf{G}_{r_i}$  des machines hexaphasée et triphasée, nous pouvons écrire :

$$\mathbf{G}'_{r_i} = [G_{r\alpha_i}, G_{r\beta_i}, G_{ro_i}]^t = \mathbf{T}_3^t \mathbf{G}_{r_i} \quad i \in \{1, 2\} \quad (\text{III.18})$$

Les transformées de Concordia des vecteurs des courants rotoriques de deux machines sont par conséquent :

$$\mathbf{i}'_{r_i} = [i_{r\alpha_i}, i_{r\beta_i}, i_{ro_i}]^t = \mathbf{T}_3^t \mathbf{i}_{r_i} \quad i \in \{1, 2\} \quad (\text{III.19})$$

Soient  $\theta_{m_1}, \theta_{m_2}$  les positions angulaires instantanées des rotor de deux machines et  $p_1, p_2$  les nombres de paires de pôles de deux machines.

Soient  $R_{s_1}, R_{r_1}$  les résistances statorique et rotorique de la machine hexaphasée ;  $L_{s_1}, L_{r_1}$  ses inductances cycliques statorique et rotorique.  $M_1$  son inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor ;  $L_{sl_1}, L_{rl_1}$  ses inductances de fuite statorique et rotorique.

Soient  $R_{s_2}, R_{r_2}$  les résistances statorique et rotorique de la machine triphasée ;  $L_{s_2}, L_{r_2}$  ses inductances cycliques statorique et rotorique ;  $M_2$  son inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor ;  $L_{sl_2}, L_{rl_2}$  ses inductances de fuite statorique et rotorique.

Pour les stators des deux machines virtuelles, on dispose donc de trois systèmes différentiels qui sont associés aux trois systèmes d'axes  $(\alpha, \beta)$ ,  $(X, Y)$  et  $(o_1, o_2)$ .

Les tensions d'onduleur du système d'axes  $(\alpha, \beta)$  sont donc :

$$\begin{cases} v_\alpha = R_{s_1} i_\alpha + L_{s_1} \frac{di_\alpha}{dt} + M_1 \frac{d}{dt} [\cos(p_1 \theta_{m_1}) i_{r\alpha_1} - \sin(p_1 \theta_{m_1}) i_{r\beta_1}] \\ v_\beta = R_{s_1} i_\beta + L_{s_1} \frac{di_\beta}{dt} + M_1 \frac{d}{dt} [\sin(p_1 \theta_{m_1}) i_{r\alpha_1} + \cos(p_1 \theta_{m_1}) i_{r\beta_1}] \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

tandis que les tensions d'onduleur du système d'axes  $(X, Y)$  sont :

$$\begin{cases} v_X = (R_{s1} + 2R_{s2}) i_X + (L_{sl1} + 2L_{s2}) \frac{di_X}{dt} + \sqrt{2}M_2 \frac{d}{dt} [\cos(p_2\theta_{m2}) i_{r\alpha_2} - \sin(p_2\theta_{m2}) i_{r\beta_2}] \\ v_Y = (R_{s1} + 2R_{s2}) i_Y + (L_{sl1} + 2L_{s2}) \frac{di_Y}{dt} + \sqrt{2}M_2 \frac{d}{dt} [\sin(p_2\theta_{m2}) i_{r\alpha_2} + \cos(p_2\theta_{m2}) i_{r\beta_2}] \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Enfin, pour le système homopolaire  $(o_1, o_2)$ , nous avons :

$$\begin{cases} v_{o1} = (R_{s1} + 2R_{s2}) i_{o1} + (L_{sl1} + 2L_{sl2}) \frac{di_{o1}}{dt} \\ v_{o2} = R_{s1} i_{o2} + L_{sl1} \frac{di_{o2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Pour le rotor de la machine hexaphasée :

$$\begin{cases} 0 = R_{r1} i_{r\alpha_1} + L_{r1} \frac{di_{r\alpha_1}}{dt} + M_1 \frac{d}{dt} [\cos(p_1\theta_{m1}) i_\alpha + \sin(p_1\theta_{m1}) i_\beta] \\ 0 = R_{r1} i_{r\beta_1} + L_{r1} \frac{di_{r\beta_1}}{dt} + M_1 \frac{d}{dt} [-\sin(p_1\theta_{m1}) i_\alpha + \cos(p_1\theta_{m1}) i_\beta] \\ 0 = R_{r1} i_{ro1} + L_{rl1} \frac{di_{ro1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Pour le rotor de la machine triphasée :

$$\begin{cases} 0 = R_{r2} i_{r\alpha_2} + L_{r2} \frac{di_{r\alpha_2}}{dt} + \sqrt{2}M_2 \frac{d}{dt} [\cos(p_2\theta_{m2}) i_X + \sin(p_2\theta_{m2}) i_Y] \\ 0 = R_{r2} i_{r\beta_2} + L_{r2} \frac{di_{r\beta_2}}{dt} + \sqrt{2}M_2 \frac{d}{dt} [-\sin(p_2\theta_{m2}) i_X + \cos(p_2\theta_{m2}) i_Y] \\ 0 = R_{r2} i_{ro2} + L_{rl2} \frac{di_{ro2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Les systèmes différentiels (III.20), (III.21), (III.23) et (III.24) montrent que les systèmes d'axes  $(\alpha, \beta)$  et  $(X, Y)$  sont complètement découplés l'un de l'autre : les courants d'onduleur  $i_\alpha, i_\beta$  n'interviennent aucunement dans le système d'axe  $(X, Y)$  et vice-versa. Les courants d'onduleur  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  sont couplés seulement aux courants rotoriques  $i_{r\alpha_1}$  et  $i_{r\beta_1}$  de la machine hexaphasée. A l'inverse, les courants d'onduleur  $i_X$  et  $i_Y$  sont couplés seulement aux courants rotoriques  $i_{r\alpha_2}$  et  $i_{r\beta_2}$  de la machine triphasée.

Le système différentiel (III.20) qui fait intervenir les tensions d'onduleur  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  est donc représentatif des équations de la machine hexaphasée et que le système différentiel (III.21) qui fait intervenir les tensions d'onduleur  $v_X$  et  $v_Y$  est représentatif des équations de Concordia de la machine triphasée.

La relation (III.23) traduit les équations électriques rotoriques de la machine hexaphasée tandis que la relation (III.24) représente celles de la machine triphasée.

Les équations de la machine triphasée sont semblables à celles d'une machine asynchrone ordinaire au changement des paramètres près : on y voit apparaître la résistance et l'inductance de la machine hexaphasée  $(X_1, Y_1)$  dite *secondaire* : la machine triphasée est combinée avec la machine hexaphasée  $(X_1, Y_1)$  dite *secondaire*.

En définitive, les deux machines sont électriquement découplées, ce qui justifie ainsi le mode de connexion proposé par Jones [52] (cf.figure III.1).

L'application de la matrice de transformation  $\mathcal{C}_6^t$  nous conduit à la relation suivante sur les tensions de Concordia de l'onduleur :

$$\mathbf{v}' = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_X \\ v_Y \\ v_{o1} \\ v_{o2} \end{bmatrix} = \mathcal{C}_6^t \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{s\alpha_1} \\ \mathbf{v}_{s\beta_1} \\ \mathbf{v}_{sX_1} + \sqrt{2}\mathbf{v}_{s\alpha_2} \\ \mathbf{v}_{sY_1} + \sqrt{2}\mathbf{v}_{s\beta_2} \\ \mathbf{v}_{so1} + \sqrt{2}\mathbf{v}_{so2} \\ \mathbf{v}_{so1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Des relations (III.21) et (III.25), nous déduisons :

$$\begin{cases} i_\alpha = \mathbf{i}_{s\alpha_1}, & i_\beta = \mathbf{i}_{s\beta_1} \\ i_X = \mathbf{i}_{sX_1} + \frac{\mathbf{i}_{s\alpha_2}}{\sqrt{2}}, & i_Y = \mathbf{i}_{sY_1} + \frac{\mathbf{i}_{s\beta_2}}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

où  $\mathbf{v}_{s\alpha_1}$  et  $\mathbf{v}_{s\beta_1}$  sont les tensions de Concordia de la machine hexaphasée ;  $\mathbf{i}_{s\alpha_1}$  et  $\mathbf{i}_{s\beta_1}$  ses courants de Concordia.  $\mathbf{i}_{sX_1}$  et  $\mathbf{i}_{sY_1}$  sont les courants de la machine hexaphasée *secondaire*  $(X_1, Y_1)$ .  $\mathbf{i}_{s\alpha_2}$  et  $\mathbf{i}_{s\beta_2}$  sont les courants de Concordia de la machine triphasée.

Finalement, l'application de la transformation de Concordia transforme les deux machines connectées en deux machines découplées : l'une est la machine hexaphasée *principale*  $(\alpha, \beta)$ , l'autre une combinaison  $(X, Y)$  de la machine hexaphasée *secondaire*  $(X_1, Y_1)$  et de la machine triphasée.

Signalons qu'idéalement,  $\mathbf{i}_{sX_1}$  et  $\mathbf{i}_{sY_1}$  sont nuls. Dans une machine hexaphasée réelle, en raison des harmoniques de courant et des dissymétries de construction,  $\mathbf{i}_{sX_1}$  et  $\mathbf{i}_{sY_1}$  sont en fait non nuls mais très faibles, et donc contribuent à des faibles pertes Joule supplémentaires.

Le système différentiel (III.22) correspond aux systèmes homopolaires de deux machines. Ces cou-

rants homopolaires n'interviennent pas dans les processus de conversion d'énergie mais sont eux aussi à l'origine des pertes Joule supplémentaires.

De même que les grandeurs statoriques, les grandeurs rotoriques de deux machines sont découplées comme le montrent les relations (III.23) et (III.24).

Nous allons maintenant mettre en équation le couple électromagnétique fourni par chacune de ces deux machines électriques. La formule générale (II.25) peut encore être utilisée aux deux moteurs ; par conséquent, leurs couples  $\Gamma_{em_1}$  et  $\Gamma_{em_2}$  sont :

$$\begin{cases} \Gamma_{em_1} = p_1 M_1 [\cos(p_1 \theta_{m_1}) (i_{r\alpha_1} i_\alpha - i_{r\beta_1} i_\beta) - \sin(p_1 \theta_{m_1}) (i_{r\alpha_1} i_\alpha + i_{r\beta_1} i_\beta)] \\ \Gamma_{em_2} = \sqrt{2} p_2 M_2 [\cos(p_2 \theta_{m_2}) (i_{r\alpha_2} i_X - i_{r\beta_2} i_Y) - \sin(p_2 \theta_{m_2}) (i_{r\alpha_2} i_X + i_{r\beta_2} i_Y)] \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Ces deux relations montrent encore les couples électromagnétiques des deux machines sont eux aussi indépendants. Autrement dit, il est possible d'effectuer les commandes de ces deux machines d'une manière totalement indépendante quel que soit le type de commande envisagé par la suite.

En raison du découplage électromécanique, les champs tournants de chacun des moteurs admettent deux positions instantanées  $\theta_{s_1}$  et  $\theta_{s_2}$  totalement indépendantes. Ces champs peuvent donc tourner à deux vitesses différentes  $\dot{\theta}_{s_1}$  et  $\dot{\theta}_{s_2}$ . Les matrices de transformation de Park appliquées aux grandeurs électriques des systèmes d'axes  $(\alpha, \beta)$  et  $(X, Y)$  sont donc  $\mathbf{P}_2^{-1}(\theta_{s_1})$  et  $\mathbf{P}_2^{-1}(\theta_{s_2})$ . Quant aux grandeurs rotoriques de chacun des deux moteurs, les transformations de Park caractérisées par les matrices  $\mathbf{P}_2^{-1}(\theta_{s_1} - p_1 \theta_{m_1})$  et  $\mathbf{P}_2^{-1}(\theta_{s_2} - p_2 \theta_{m_2})$  leurs sont appliquées.

En conséquence, les équations de tension du moteur hexaphasé deviennent en composantes de Park :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{dq} = R_{s_1} \mathbf{i}_{dq} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{dq}}{dt} \mp \dot{\theta}_{s_1} \mathbf{\Psi}_{qd} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} = R_{r_1} \mathbf{i}_{rdq_1} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{rdq_1}}{dt} \mp (\dot{\theta}_{s_1} - p_1 \Omega_{m_1}) \mathbf{\Psi}_{rdq_1} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

où  $\Omega_{m_1}$  est la vitesse mécanique de la machine hexaphasée ;  $\mathbf{v}_{dq} = [v_d, v_q]^t$  est le vecteur des tensions d'onduleur dans le système d'axes  $(d, q)$  ;  $\mathbf{i}_{dq} = [i_d, i_q]^t$  est le vecteur des courants d'onduleur dans le système d'axes  $(d, q)$  ;  $\mathbf{i}_{rdq_1} = [i_{rd_1}, i_{rq_1}]^t$  est le vecteur des courants rotoriques de Park de la machine hexaphasée ; les vecteurs de flux  $\mathbf{\Psi}_{dq} = [\psi_d, \psi_q]^t$ ,  $\mathbf{\Psi}_{rdq_1} = [\psi_{rd}, \psi_{rq}]^t$  sont définis par :

$$\begin{cases} \Psi_{dq} = L_{s1} \mathbf{i}_{dq} + M_1 \mathbf{i}_{rdq1} \\ \Psi_{rdq1} = L_{r1} \mathbf{i}_{rdq1} + M_1 \mathbf{i}_{dq} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

En réalité, les équations électriques (III.28) et (III.29) représentant le fonctionnement de notre système dans le système d'axes  $(d, q)$  sont les équations de Park de la machine hexaphasée : les tensions  $v_d$  et  $v_q$  sont les tensions de Park de la machine hexaphasée ; les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont aussi les courants de Park de la même machine ; les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  représentent les flux statoriques  $\psi_{sd1}$  et  $\psi_{sq1}$  de celle-ci et les flux  $\psi_{rd1}$  et  $\psi_{rq1}$  en sont les flux rotoriques de Park.

En appliquant les transformations de Park aux courant  $i_\alpha, i_\beta, i_{r\alpha_1}$  et  $i_{r\beta_1}$ , la première équation de (III.27) nous conduit à l'expression du couple électromagnétique de la machine hexaphasée :

$$\Gamma_{em1} = p_1 \frac{M_1}{L_{r1}} (i_q \psi_{rd1} - \psi_{rq1} i_d) \quad (\text{III.30})$$

Les grandeurs du système d'axe  $(x, y)$  et les grandeurs rotoriques du moteur triphasé sont données par :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{xy} = (R_{s1} + 2R_{s2}) \mathbf{i}_{xy} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{xy}}{dt} \mp \dot{\theta}_{s2} \mathbf{\Psi}_{yx} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} = R_{r2} \mathbf{i}_{rdq2} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{rdq2}}{dt} \mp (\dot{\theta}_{s2} - p_2 \Omega_{m2}) \mathbf{\Psi}_{rdq2} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

où  $\Omega_{m2}$  est la vitesse mécanique de la machine triphasée ; les composantes  $v_x$  et  $v_y$  du vecteur  $\mathbf{v}_{xy}$  sont les tensions de Park de la machine triphasée à  $\sqrt{2}$  près tandis que les composantes  $i_x$  et  $i_y$  du vecteur  $\mathbf{i}_{xy}$  sont ses courants de Park à  $1/\sqrt{2}$  près ; les vecteurs de flux  $\mathbf{\Psi}_{xy} = [\psi_x, \psi_y]^t$ ,  $\mathbf{\Psi}_{rdq2} = [\psi_{rd2}, \psi_{rq2}]^t$  sont donnés par :

$$\begin{cases} \mathbf{\Psi}_{xy} = (L_{sl1} + 2L_{s2}) \mathbf{i}_{xy} + \sqrt{2} M_2 \mathbf{i}_{rdq2} \\ \mathbf{\Psi}_{rdq2} = L_{r2} \mathbf{i}_{rdq2} + \sqrt{2} M_2 \mathbf{i}_{xy} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Pour éviter toute ambiguïté, remarquons qu'en régime stationnaires, les grandeurs dans le système d'axes  $(X, Y)$  sont alternatives alors que celles du système d'axes  $(x, y)$  sont des grandeurs continues. Comme le montre la première équation du système (III.32), les flux  $\psi_x$  et  $\psi_y$  ne représentent pas exactement les flux statoriques de la machine triphasée parce qu'il y apparaît l'inductance de fuite statorique  $L_{sl1}$  de la machine hexaphasée. Ceci est dû au fait que la machine dite *secondaire* du moteur hexaphasé



Nous venons de voir que les équations électriques de Concordia et/ou de Park de deux machines en série sont découplées. Nous avons établi également que la production du couple d'une machine n'affecte pas la production du couple de l'autre machine. Il en résulte la possibilité de commandes vectorielles indépendantes des deux machines à l'aide d'un seul onduleur hexaphasé. Pour contrôler la machine hexaphasée, nous agissons sur les courants  $(d, q)$  tandis que pour contrôler la machine triphasée, nous exploitons les courants  $(x, y)$ . Dans cette section, nous traitons la commande par orientation indirecte des flux rotoriques des deux machines.

L'orientation indirecte des flux rotoriques consiste à forcer, d'une part, les flux directs  $\psi_{rd1}$  et  $\psi_{rd2}$  à tendre respectivement vers deux références  $\psi_{r1}^*$  et  $\psi_{r2}^*$  pour chacun des deux moteurs, et d'autre part, les flux en quadrature à tendre vers 0 :

$$\begin{cases} \psi_{rd1} \longrightarrow \psi_{r1}^*, & \psi_{rq1} = 0 \\ \psi_{rd2} \longrightarrow \psi_{r2}^*, & \psi_{rq2} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Pour la machine hexaphasée, les relations entre les grandeurs de référence sont donc :

$$\begin{cases} v_d^* = (R_{s1} + s\sigma_1 L_{s1}) i_d^* + \frac{M_1}{L_{r1}} \frac{d\psi_{r1}^*}{dt} - \sigma_1 L_{s1} \omega_1 i_q \\ v_q^* = (R_{s1} + s\sigma_1 L_{s1}) i_q^* + \omega_1 \frac{M_1}{L_{r1}} \psi_{r1}^* + \sigma_1 L_{s1} \omega_1 i_d \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

dans lequel :

$$\begin{cases} \sigma_1 = 1 - \frac{M_1^2}{L_{s1} L_{r1}} \\ \omega_1 = \dot{\theta}_{s1} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

où  $\sigma_1$  est le coefficient de dispersion de la machine hexaphasée.

Ces relations permettent de déterminer les paramètres des régulateurs de courant de la machine hexaphasée.

Vu la relation (III.26), les relations entre les courants de référence  $i_{sd1}^*$  et  $i_{sq1}^*$  de la machine hexaphasée et les courants  $i_d^*$  et  $i_q^*$  de l'onduleur sont :

$$\begin{cases} i_d^* = i_{sd1}^* \\ i_q^* = i_{sq1}^* = \frac{L_{r1} \Gamma_{em1}^*}{p_1 M_1 \psi_{r1}^*} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

Ces relations sont importantes pour contrôler directement le moteur hexaphasé par les courants d'onduleur.

De (III.31), on peut exprimer les relations liant les grandeurs de référence du système d'axes  $(x, y)$  :

$$\begin{cases} v_x^* = [(R_{s1} + 2R_{s2}) + s\sigma_2 (L_{sl1} + 2L_{s2})] i_x^* + \frac{\sqrt{2}M_2}{L_{r2}} \frac{d\psi_{r2}^*}{dt} - \sigma_2 (L_{sl1} + 2L_{s2}) \omega_2 i_y^* \\ v_y^* = [(R_{s1} + 2R_{s2}) + s\sigma_2 (L_{sl1} + 2L_{s2})] i_y^* + \omega_2 \frac{\sqrt{2}M_2}{L_{r2}} \psi_{r2}^* + \sigma_2 (L_{sl1} + 2L_{s2}) \omega_2 i_x^* \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

où :

$$\begin{cases} \sigma_2 = 1 - \frac{(\sqrt{2}M_2)^2}{(L_{sl1} + 2L_{s2})L_{r2}} \\ \omega_2 = \dot{\theta}_{s2} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Cette dernière expression nous montre que le coefficient de dispersion  $\sigma_2$  n'est pas celui du moteur triphasé mais en est très voisin puisqu'ils ne diffèrent que par la présence de l'inductance de fuite  $L_{sl1}$  de la machine hexaphasée. Ceci est dû au couplage entre la machine hexaphasée *secondaire* et la machine triphasée.

Pour commander la machine triphasée, il faut imposer directement ses références de courant  $i_{sd2}^*$  et  $i_{sq2}^*$ . Or elle est contrôlée en se servant des consignes de courant  $i_x^*$  et  $i_y^*$ . Il faut alors trouver des relations entre ces grandeurs de référence. Nous utilisons la relation (III.26).

Pour minimiser les pertes Joules dans le montage global, il faut imposer :

$$\begin{cases} i_{sX1}^* = 0 \\ i_{sY1}^* = 0 \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

Il en résulte :

$$\begin{cases} i_x^* = \frac{i_{sd2}^*}{\sqrt{2}} \\ i_y^* = \frac{i_{sq2}^*}{\sqrt{2}} = \frac{L_{r2} \Gamma_{em2}^*}{p_2 \sqrt{2} M_2 \psi_{r2}^*} \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Ces informations suffisent pour dresser le diagramme de commandes découplées de deux machines. Ce diagramme est illustré par la figure (III.2).

### III.5. Simulation

Nous allons vérifier par simulation les résultats de modélisation précédents. Dans un premier temps, nous faisons usage du régulateur PI pour le réglage de courants d'onduleur et du régulateur IP pour l'asservissement de vitesses des deux machines. Dans un deuxième temps, nous allons aussi tester la possibilité d'implantation du régulateur RST pour les réglages de courants et de vitesses et ce dans l'objectif de confirmer le découplage de commandes des deux moteurs même en changeant la nature du régulateur.

#### III.5.1. Utilisation des régulateurs IP et PI

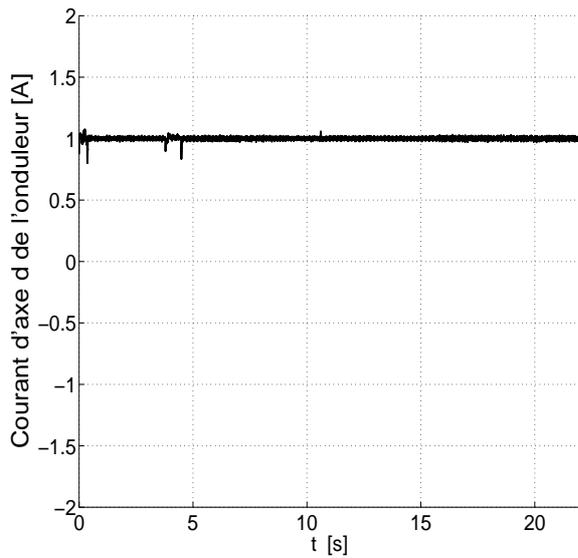
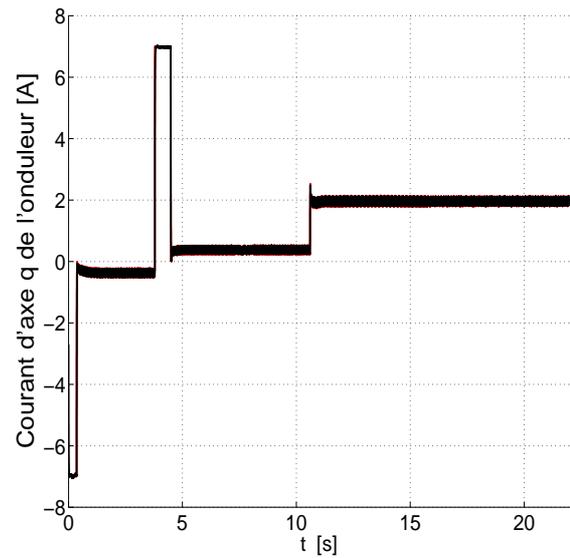
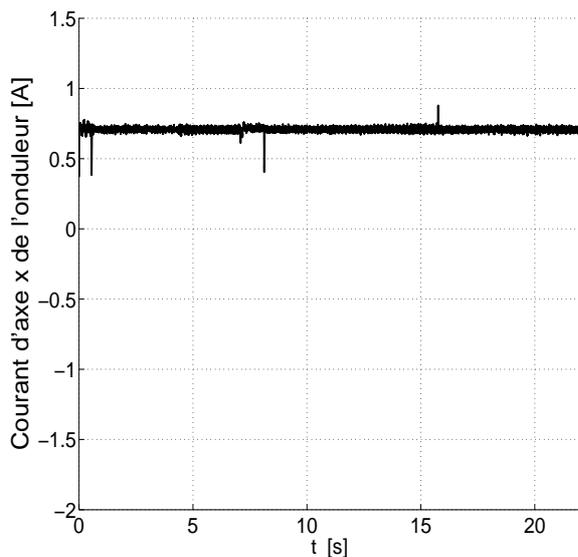
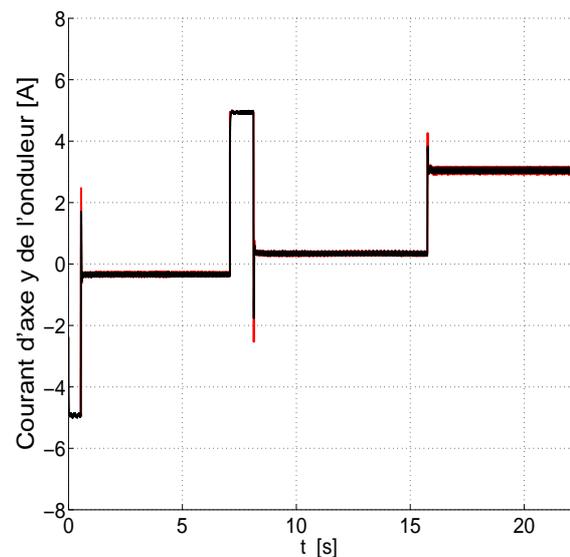
Nous nous servons ici du régulateur IP pour les vitesses et du régulateur PI pour les courants, les paramètres de deux machines sont ceux donnés par les annexes I et II. Les références des courants directs seront respectivement  $i_{sd1}^* = 1$  A,  $i_{sd2}^* = 1$  A. La tension du bus continu est fixée à 500 V.

A l'instant  $t = 0$  s, on effectue un démarrage simultané des deux machines respectivement à  $-800$  tours/min et  $-600$  tours/min.

A  $t = 3,79$  s, les régimes permanents sont acquis et l'on procède à l'inversion de vitesse de la machine hexaphasée à 800 tours/min.

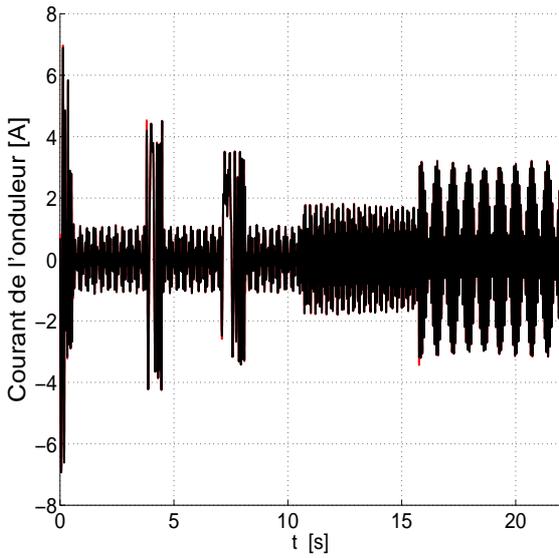
Les figures III.3(a) et III.3(b) indiquent les réponses des courants d'axes  $d$  et  $q$  de cette même machine. Ces courants sont aussi les composantes  $i_d$  et  $i_q$  du courant de l'onduleur.

Les figures III.4(a) et III.4(b) illustrent les réponses des courants d'axes  $d$  et  $q$  de la machine triphasée à leur consigne (au coefficient  $1/\sqrt{2}$  près). Ces courants sont aussi les courants d'axes  $x$  and  $y$  de l'onduleur et leurs références respectives  $i_x^*$  et  $i_y^*$ . Ces figures montrent bien que le régime transitoire causé par cette inversion de vitesse n'affecte pas du tout les dynamiques des courants  $i_x$  et  $i_y$ .

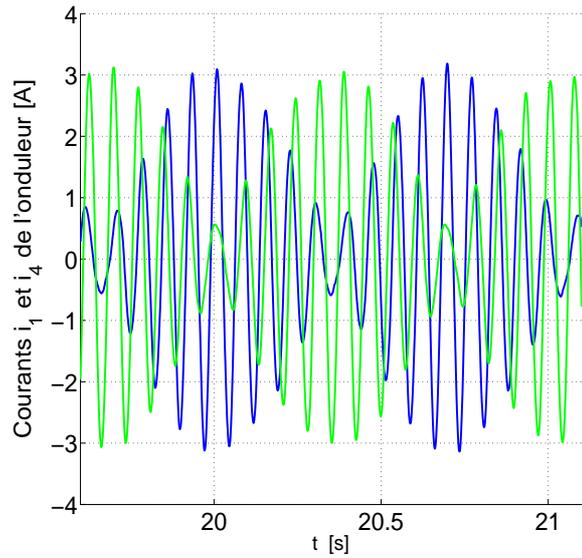
(a)  $i_d$  (noir) et sa référence  $i_d^*$  (rouge).(b)  $i_q$  (noir) et sa référence  $i_q^*$  (rouge).**Figure III.3.** Composantes d'axes  $d$  et  $q$  du courant délivré par l'onduleur.(a)  $i_x$  (noir) et sa référence  $i_x^*$  (rouge).(b)  $i_y$  (noir) et sa référence  $i_y^*$  (rouge).**Figure III.4.** Composantes d'axes  $x$  et  $y$  du courant délivré par l'onduleur.

De plus, l'analyse des figures III.7(a) et III.7(b) illustrant les dynamiques de vitesses des deux machines montre un régime parfaitement stationnaire de la vitesse de la machine triphasée. Ces constatations confirment encore les découplages électrique et mécanique entre les deux machines prévus analytiquement.

A  $t = 7,08$  s, on procède à l'inversion de vitesse de la machine triphasée à 600 tours/min. Comme on

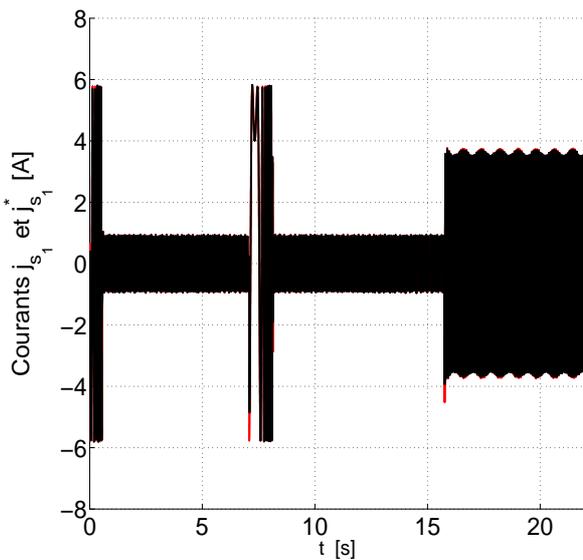


(a) Vue globale du courant de l'onduleur.

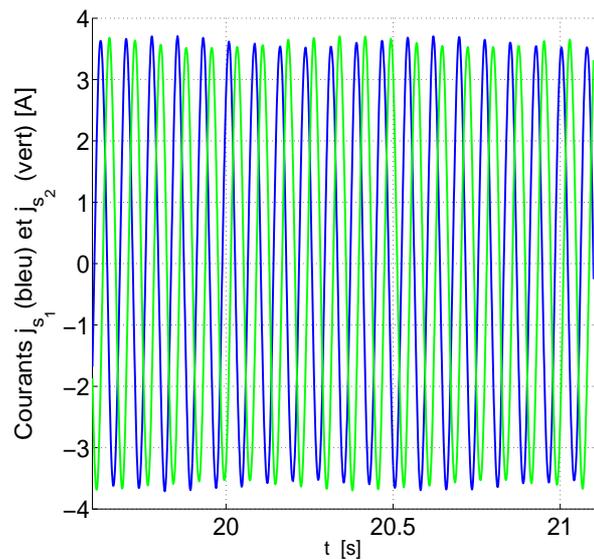


(b) Zoom du régime établi du courant de l'onduleur.

**Figure III.5.** Allure du courant délivré par l'onduleur.



(a) Vue globale du courant de la machine triphasée.

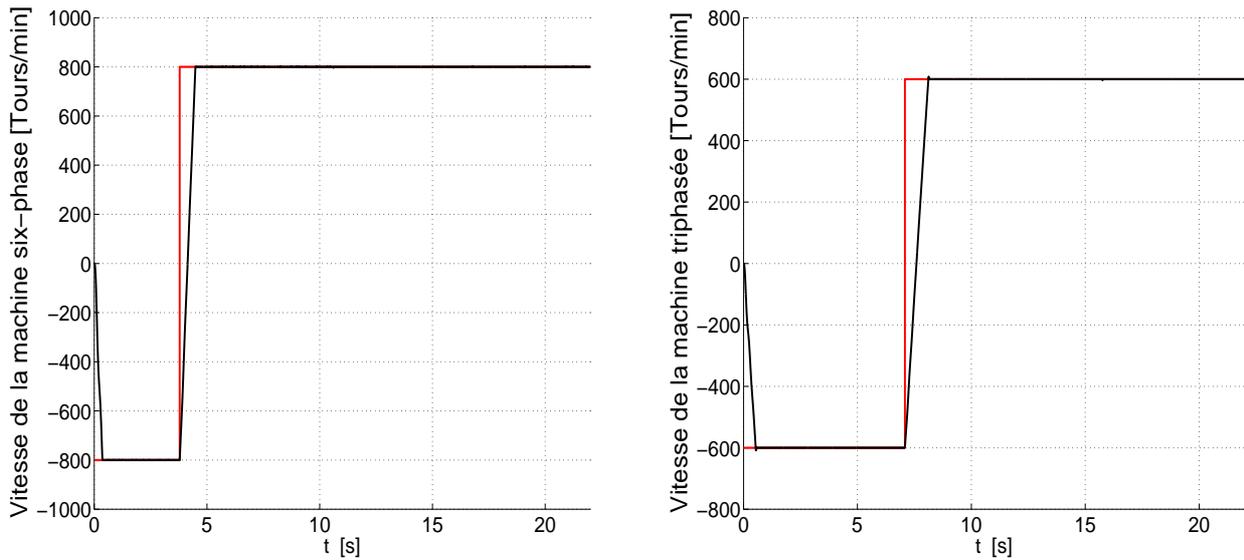


(b) Zoom du régime établi des courants  $j_{s_1}$  et  $j_{s_2}$  de la machine triphasée.

**Figure III.6.** Allure du courant de la machine triphasée.

le voit encore sur les figures III.3(a) et III.3(b), III.4(a), III.4(b) III.7(a) et III.7(b), les commandes de deux moteurs sont découplées durant cette phase transitoire.

A  $t = 10, 60$  s, on procède à l'application d'une charge de 20% à la machine hexaphasée. De même, à l'instant  $t = 15, 75$  s, on procède à l'application d'une charge de 24% à la machine triphasée. Dans les deux cas, on observe le phénomène de découplage entre les deux moteurs. Ces résultats permettent de



(a) Vitesse de la première machine.

(b) Vitesse de la deuxième machine.

**Figure III.7.** Réponses des vitesses mécaniques de deux machines.

confirmer définitivement l'indépendance de leur commande malgré leur alimentation commune par un onduleur hexaphasé unique.

Les vitesses et les glissements de deux moteurs sont différents, de sorte que les pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont également différents. Par conséquent, quand on applique les transformations  $\mathbf{P}_2(\theta_{s_1})$ ,  $\mathbf{P}_2(\theta_{s_2})$  et  $\mathcal{C}_6$  aux signaux sortant des régulateurs de courant, les tensions de référence de l'onduleur résultent de la superposition de deux ondes dont les fréquences sont distinctes. Cette forme d'onde des tensions de référence se répercute sur les tensions réelles de l'onduleur ainsi que sur les courants absorbés par les deux machines. Cela explique la forme modulée de l'onde du courant statorique comme on peut le voir sur les figures III.5(a) et III.5(b). Nous avons aussi reporté sur les figures III.6(a) et III.6(b) les allures des courants de la machine triphasée. Ils présentent également un battement qui semble légèrement allégé par rapport à la modulation du courant de la machine hexaphasée. En fait, ce phénomène de battement dans les courants de deux moteurs dépend de leur vitesse.

### III.5.2. Utilisation du régulateur RST

L'Automatique propose de nombreuses techniques avancées de régulation digitale parmi lesquelles le régulateur du type RST [67]. Certains auteurs l'appellent régulateur polynomial [39], [80]. Il existe plusieurs variantes de correcteur, mais ici, nous appliquons seulement la structure proposée par Longchamp [67]. L'avantage principal de cette structure est qu'il permet de disposer de plus de degrés de

liberté pour le choix de la dynamique globale du système. Nous allons l'appliquer à la commande découplée de deux machines en série.

III.5.2.1. Régulateur de courant

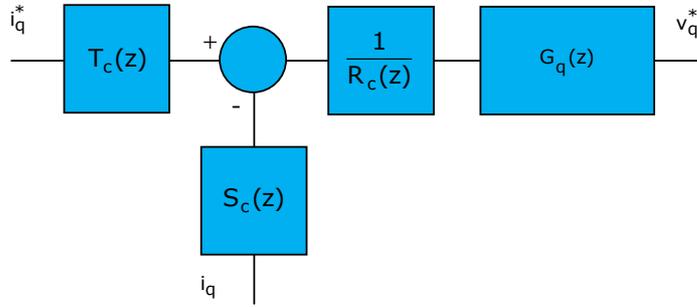


Figure III.8. Régulateur RST du courant d'axe q de l'onduleur

En prenant comme exemple la régulation des courants d'axes *d* et *q* de l'onduleur, la forme générale d'un correcteur RST est illustrée sur la figure III.8. Il est constitué de trois blocs R, S et T qui sont en fait des polynômes en *z* [67]. La différence entre les diverses variantes de régulateur RST réside dans la spécification de ces polynômes, ou dans la disposition de ces trois blocs [80].

Les étapes à suivre pour la détermination du régulateur sont [6], [7], [67] :

- Déterminer la fonction de transfert en boucle fermée  $H_{mc}(z) = B_{mc}(z)/A_{mc}(z)$  en partant de sa fonction de transfert en boucle ouverte  $H_c(z) = B_c(z)/A_c(z)$ . Elle est choisie de sorte que  $A_{mc}(z)$  soit monique [39], [67]. Les degrés  $d^o A_{mc}$ ,  $d^o B_{mc}$ ,  $d^o A_c$  et  $d^o B_c$  de ces polynômes satisfont à la condition :

$$d^o A_{mc} - d^o B_{mc} \geq d^o A_c - d^o B_c \tag{III.42}$$

On choisit  $A_{mc}(z) = z^d A'_{mc}(z)$  tel que  $A'_{mc}(z)$  est un polynôme du second degré et  $d = d^o A'_{mc} - 2$ . Cette étape s'achève ensuite en spécifiant les racines de  $A'_{mc}(z)$ .

- Adopter  $R_c(z) = (z - 1)^l R'_c(z)$  pour insérer une action intégrale dans le correcteur.  $R_c(z)$  et  $R'_c(z)$  sont moniques, on détermine les degrés de  $R'_c(z)$  et  $S_c(z)$  par les relations :

$$\begin{cases} d^o R'_c = d^o A_{mc} + d - d^o A_c - l = 0 \\ d^o S_c = d^o A_c + l - 1 \end{cases} \tag{III.43}$$

La détermination de  $R(z)$  et de  $S(z)$  est complète en résolvant l'équation de Bézout :

$$(z - 1)^l R'_c(z) A_c(z) + B_c(z) S_c(z) = A_{mc}(z) \quad (\text{III.44})$$

Dans notre cas, on pourrait prendre  $l = 1$ .

- Déterminer  $T(z)$  par la relation :

$$T_c(z) = \frac{A_{mc}(1)}{B_c(1)} z^d \quad (\text{III.45})$$

Pour les courants d'axes  $d$  et  $q$  de l'onduleur, la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$H_c(z) = \frac{b_{0c}}{z + a_{0c}} \quad (\text{III.46})$$

avec :

$$a_{0c} = -e^{-\frac{T_e}{\sigma\tau_{s1} + \tau_d}}, \quad b_{0c} = \frac{1}{R_{s1}} (1 + a_{0c}) \quad (\text{III.47})$$

où  $T_e$  désigne la période d'échantillonnage électrique qui vaut  $200\mu s$ ,  $\tau_{s1} = \sigma_1 L_{s1} / R_{s1}$  et  $\tau_d$  est le retard total introduit par la MLI et par le circuit de commande rapprochée de chacun des IGBT.

Si on note par  $z_1$  et  $z_2$  les racines de  $A'_{mc}(z)$  et en suivant ces étapes, on trouve :

$$R_c(z) = z - 1, \quad S_c(z) = s_{1c}z + s_{0c}, \quad T_c(z) = t_{0c} \quad (\text{III.48})$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} s_{0c} = \left( \frac{z_{1c}z_{2c} - e^{-\frac{T_e}{\sigma_1\tau_{s1} + \tau_d}}}{1 - e^{-\frac{T_e}{\sigma_1\tau_{s1} + \tau_d}}} \right) R_{s1} \\ s_{1c} = \left( \frac{1 - z_{1c} - z_{2c} + e^{-\frac{T_e}{\sigma_1\tau_{s1} + \tau_d}}}{1 - e^{-\frac{T_e}{\sigma_1\tau_{s1} + \tau_d}}} \right) R_{s1} \\ t_{0c} = \left( \frac{1 - z_{1c} - z_{2c} + z_{1c}z_{2c}}{1 - e^{-\frac{T_e}{\sigma_1\tau_{s1} + \tau_d}}} \right) R_{s1} \end{array} \right. \quad (\text{III.49})$$

### III.5.2.2. Régulateur de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse de la machine hexaphasée est :

$$H_v(z) = \frac{b_{0v}}{(z + a_{0v})} \quad (\text{III.50})$$

avec :

$$a_{0v} = -e^{-f_{v1} \frac{T_m}{J}} \quad b_{0v} = \frac{1}{f_{v1}} (1 + a_{0v}) \quad (\text{III.51})$$

$f_{v1}$  et  $J_1$  désignent respectivement son coefficient de frottement visqueux et son moment d'inertie.  $T_m = 1ms$  représente la période d'échantillonnage mécanique.

Nous observons que cette fonction de transfert est aussi du premier ordre de sorte que les étapes à suivre sont exactement analogues à celles du régulateur de courant.

En désignant par  $z_{1v}$  and  $z_{2v}$  les pôles de la fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse, les polynômes  $R_v(z)$ ,  $S_v(z)$ ,  $T_v(z)$  du régulateur de vitesse sont déterminés par :

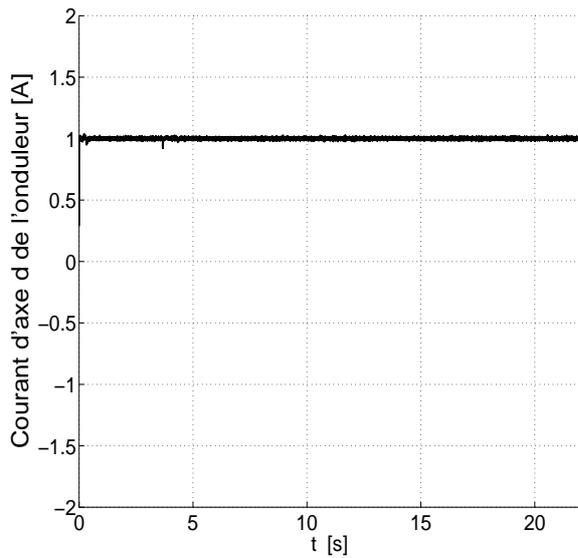
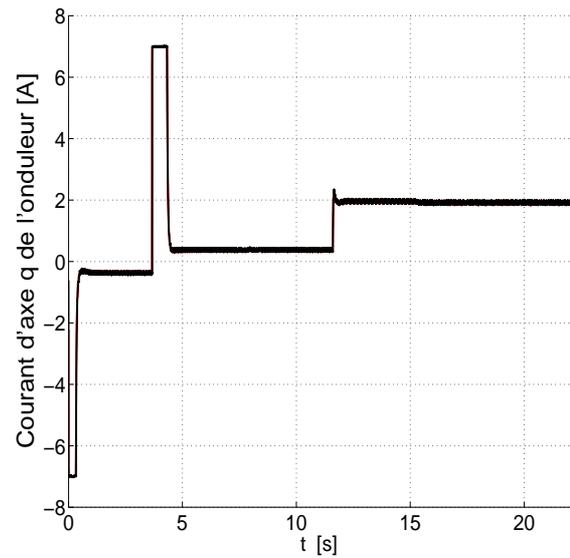
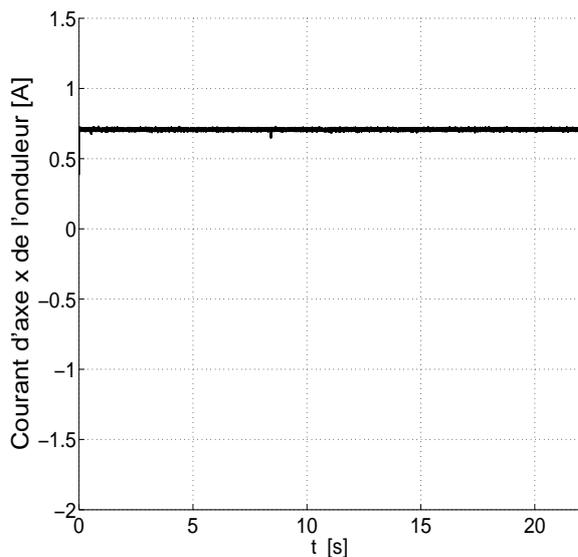
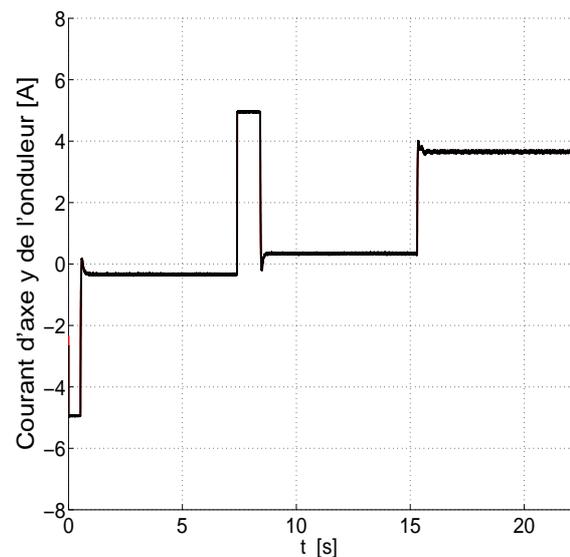
$$\begin{cases} R_v(z) = z - 1 \\ S_v(z) = s_{0v} + s_{1v}z \\ T_v(z) = t_{0v} \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

avec :

$$\begin{cases} s_{0v} = \left( \frac{z_{1v} z_{2v} - e^{-f_{v1} \frac{T_{m1}}{J_1}}}{1 - e^{-f_{v1} \frac{T_{m1}}{J_1}}} \right) f_{v1} \\ s_{1v} = \left( \frac{1 - z_{1v} - z_{2v} + e^{-f_{v1} \frac{T_{m1}}{J_1}}}{1 - e^{-f_{v1} \frac{T_{m1}}{J_1}}} \right) f_{v1} \\ t_{0v} = \left( \frac{1 - z_{1v} - z_{2v} + z_{1v} z_{2v}}{1 - e^{-f_{v1} \frac{T_{m1}}{J_1}}} \right) f_{v1} \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

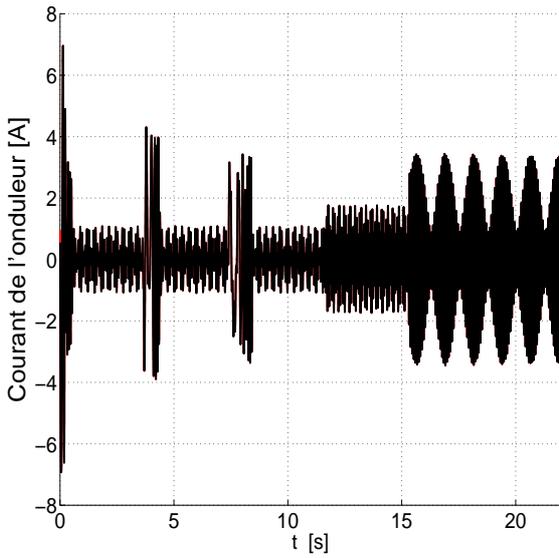
La détermination du régulateur de courant de la machine triphasée se fait par le biais des courants d'onduleur  $i_x$  et  $i_y$  en se servant plutôt du coefficient de dispersion  $\sigma_2$  et de la constante de temps électrique  $\tau_{s2} = \sigma_2 (L_{sl1} + 2L_{s2}) / (R_{s1} + 2R_{s2})$ . La détermination de son régulateur de vitesse s'effectue d'une manière exactement semblable à celle de la machine hexaphasée.

Nous avons effectué la simulation en imposant les mêmes valeurs de courants de magnétisation, de la tension du bus continu et des vitesses de références que précédemment.

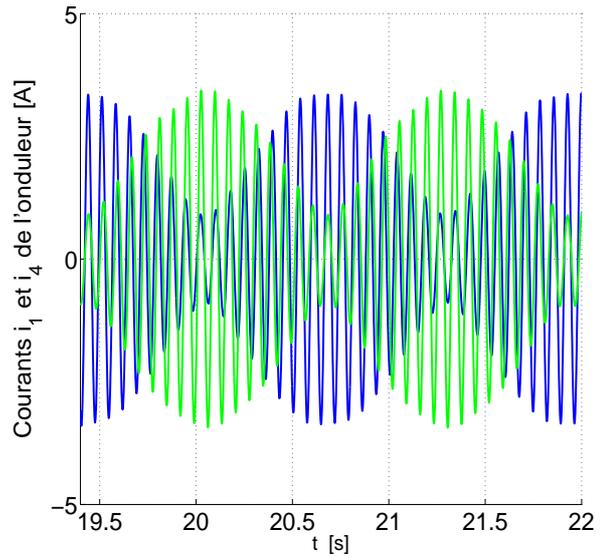
(a)  $i_d$  (noir) et sa référence  $i_d^*$  (rouge).(b)  $i_q$  (noir) et sa référence  $i_q^*$  (rouge).**Figure III.9.** Composantes d'axes  $d$  et  $q$  du courant délivré par l'onduleur.(a)  $i_x$  (noir) et sa référence  $i_x^*$  (rouge).(b)  $i_y$  (noir) et sa référence  $i_y^*$  (rouge).**Figure III.10.** Composantes d'axes  $x$  et  $y$  du courant délivré par l'onduleur.

L'inversion de vitesse de la machine hexaphasée s'effectue à l'instant  $t = 3,67$  s alors que celle de la machine triphasée s'opère à l'instant  $t = 7,40$  s.

En examinant les figures III.9, III.10, III.11, III.13, nous observons à travers ces deux opérations les performances correctes des régulateurs de courant et de vitesse en terme d'asservissement, outre l'indépendance des contrôles de deux moteurs.

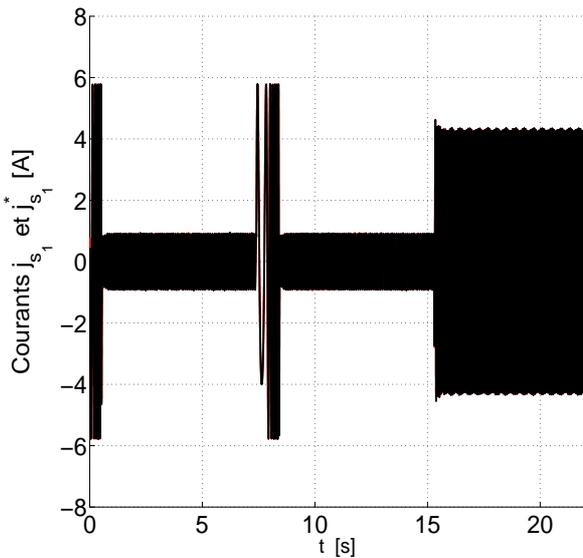


(a) Vue globale du courant de l'onduleur.

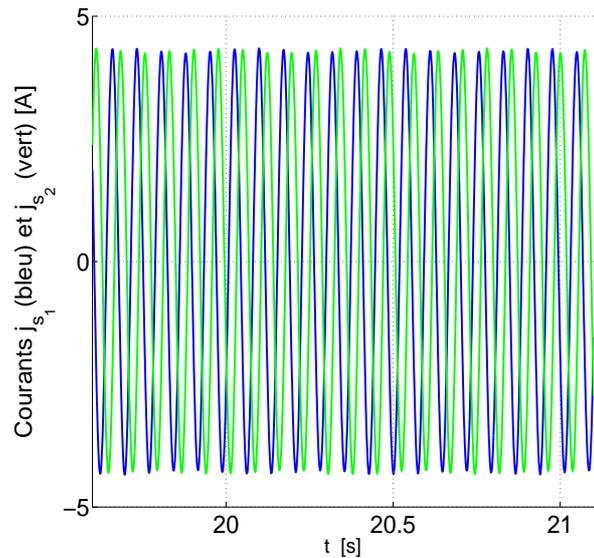


(b) Zoom du régime établi du courant de l'onduleur.

**Figure III.11.** Allure du courant délivré par l'onduleur.



(a) Vue globale du courant de la machine triphasée.

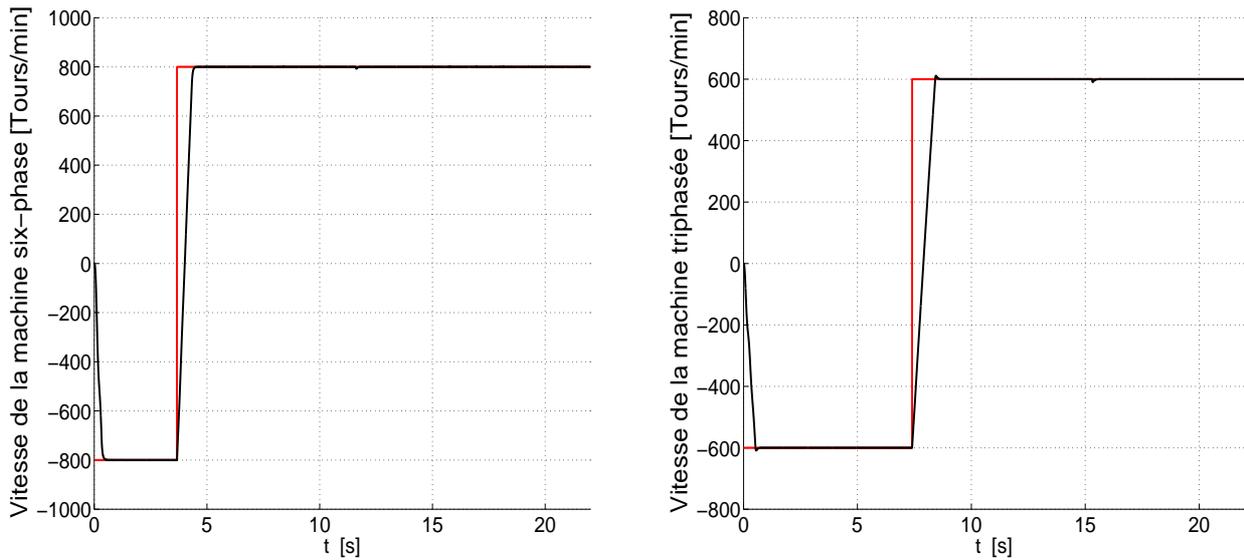


(b) Zoom du régime établi des courants  $j_{s_1}$  et  $j_{s_2}$  de la machine triphasée.

**Figure III.12.** Allure du courant de la machine triphasée.

La mise en charge de la machine hexaphasée à un niveau de 20% de son couple nominal s'opère à l'instant  $t = 11,60$  s. Pour la machine triphasée, la mise en charge se fait à l'instant  $t = 15,30$  s (28% du couple nominal).

L'analyse de ces mêmes figures nous permet de constater une nouvelle fois l'indépendance des contrôles de deux moteurs ainsi que les rejets corrects de perturbations, qu'autorise le correcteur RST.



(a) Vitesse de la première machine.

(b) Vitesse de la deuxième machine.

**Figure III.13.** Réponses des vitesses mécaniques de deux machines.

Comme on le voit sur les figures III.11(b) et III.12(b), les courants statoriques de deux moteurs sont encore modulés. En réalité, de telles modulations existent toujours dans ce mode de connexion parce que les pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont généralement différentes même si on impose aux deux moteurs la même vitesse de référence.

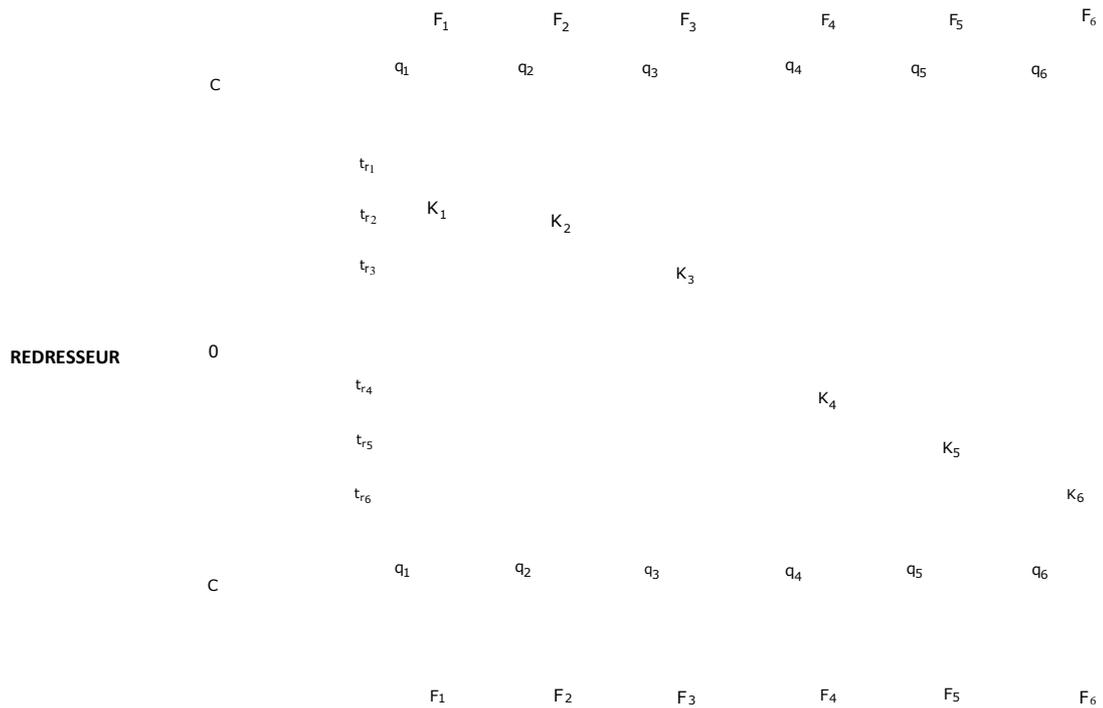
### III.6. Diagnostic et compensation d'un défaut d'alimentation

Le système de mise en série de deux machines asynchrones peut aussi tomber en panne. Le défaut peut survenir au niveau de l'un des deux moteurs ou au niveau de l'onduleur. Nous nous proposons ici d'étudier la détection et l'isolation d'un défaut de court-circuit ou d'ouverture de circuit ouvert dans l'alimentation.

On pourrait imaginer différentes topologies possibles du convertisseur permettant d'éliminer un défaut. Cependant, nous nous proposons d'appliquer la structure du convertisseur qui consiste à relier la phase dont le bras est défectueux au point milieu du bus continu.

#### III.6.1. Court-circuit d'un interrupteur

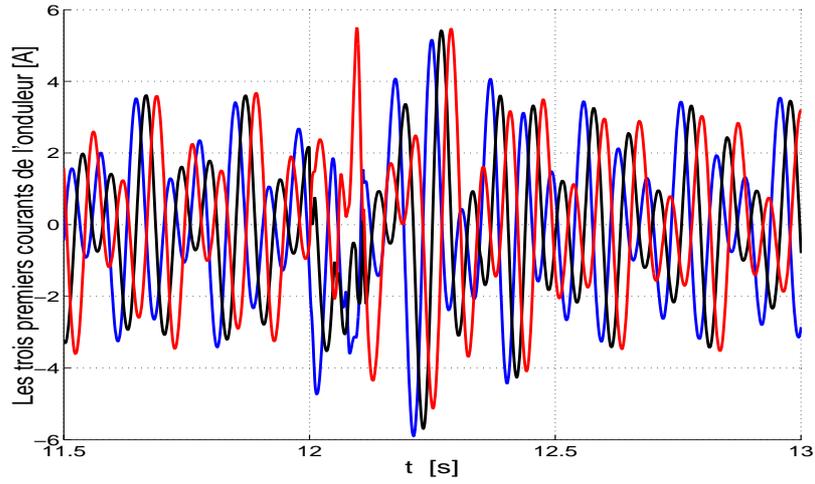
Le défaut de court-circuit se produit avec une probabilité forte. On vérifie que la méthode de détection de défaut basée sur l'erreur entre la tension de référence et la tension de pôle peut s'appliquer à nouveau



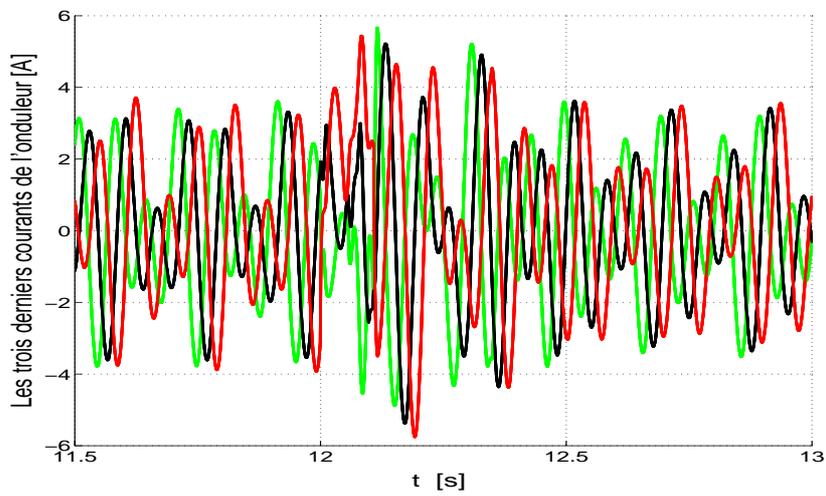
**Figure III.14.** *Court-circuit de l'interrupteur  $q_6$  du sixième bras de l'onduleur*

au système. L'algorithme de détection de défaut proposé dans le paragraphe II.2.1 peut donc à nouveau servir.

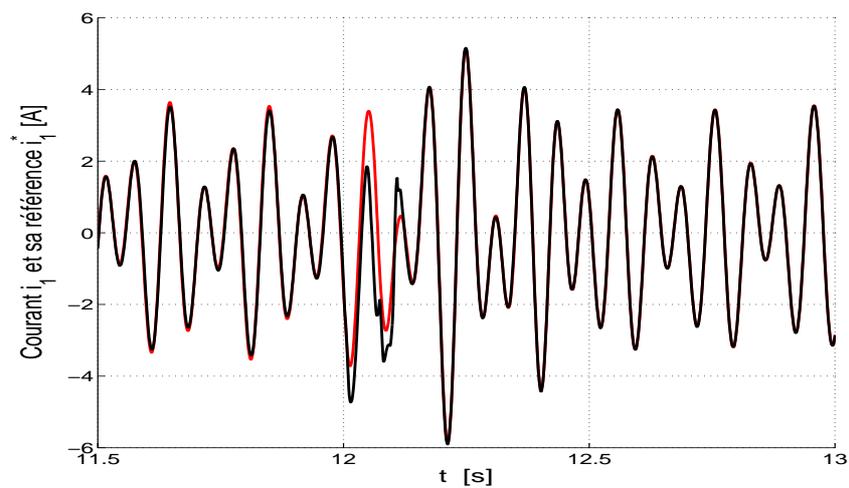
Sur la figure III.14, nous avons illustré le court-circuit survenu sur l'interrupteur  $q_6$  de l'onduleur. A cause du courant de court-circuit élevé, les fusibles  $F_6$  et  $\bar{F}_6$  ne conduisent plus de sorte que les



(a) Allure des trois premiers courants de l'onduleur.

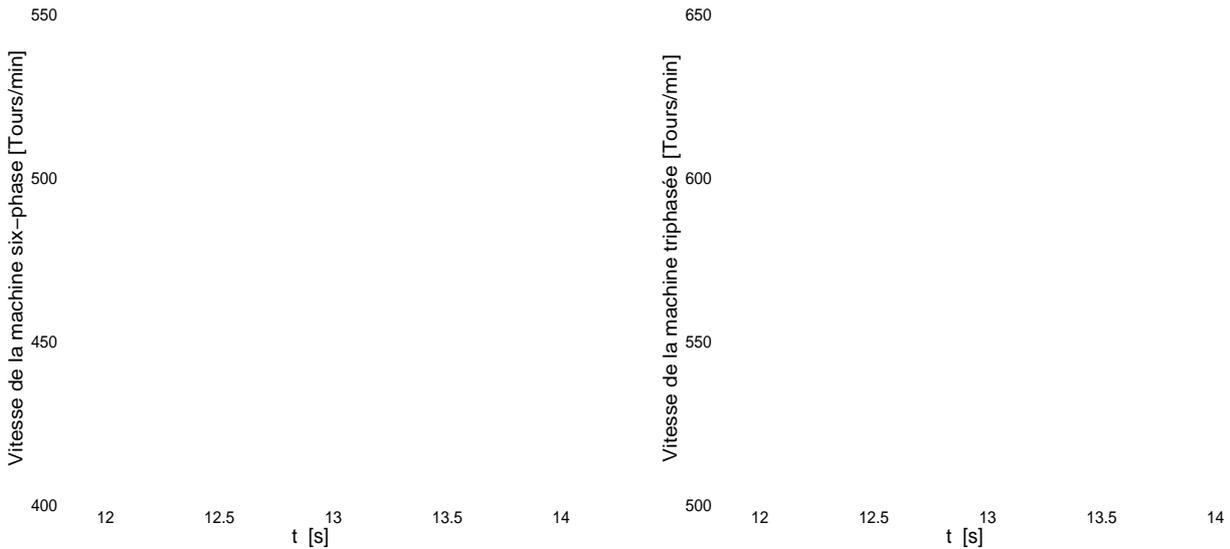


(b) Allure des trois derniers courants de l'onduleur.



(c) Courant de la première phase de l'onduleur (noir) et sa référence (rouge).

**Figure III.15.** Allure des courants de l'onduleur aux alentours de l'instant de court-circuit.



(a) Vitesse de la machine hexaphasée (noir) et sa référence (rouge). (b) Vitesse de la machine triphasée (noir) et sa référence (rouge).

**Figure III.16.** *Comportements des vitesses de deux moteurs lors du moment de l'apparition et de l'élimination du court-circuit.*

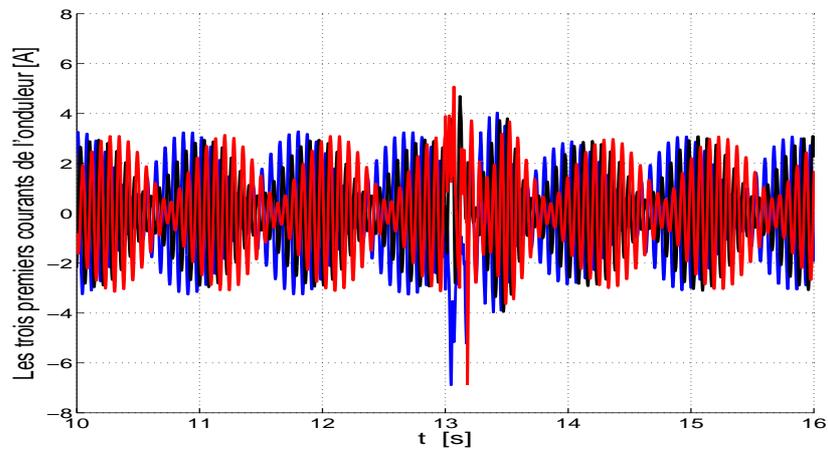
interrupteurs  $q_6$  et  $\bar{q}_6$  sont isolés. En même temps, la détection du défaut active le triac  $t_{r6}$  qui relie alors la sixième phase au point milieu du bus continu.

En choisissant la tension du bus continu égale à 500 V et les courants de magnétisation de deux machines valant  $i_{sd1}^* = 1A$ ,  $i_{sd2}^* = 0,8A$ , nous avons simulé le comportement du système lorsqu'un court-circuit apparaît à l'instant  $t = 12$  s. Les consignes de vitesse de deux moteurs sont fixées respectivement à 500 tours/min et 600 tours/min tandis que les niveaux de charge sont de 25% de leur couple nominal.

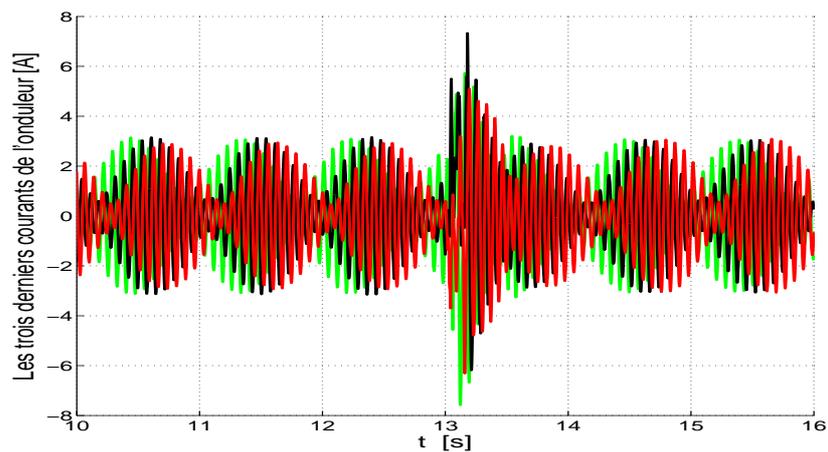
Nous avons représenté en figures III.15(a) et III.15(b) les six courants délivrés par le convertisseur statique. Ces informations confirment bien entendu la présence d'une perturbation électrique au moment de l'apparition du défaut. Mais, on constate aussi que le système de commande et de puissance parvient à éliminer le défaut et à délivrer un système de six courants parfaitement équilibrés.

La figure III.15(c) indique qu'après une brève divergence, chacun des six courants réels retrouve sa référence et son amplitude d'avant le court-circuit. Nous observons à nouveau le phénomène de modulation sur l'onde de courant, du fait que les deux machines sont entraînées à deux vitesses différentes. Comme le montrent les figures III.16(a) et III.16(b), la perturbation passagère au niveau du circuit de puissance se répercute aussi au niveau du réglage de vitesse de deux machines. En effet, on observe aussi que les vitesses s'écartent momentanément de leur référence. Néanmoins, le retour au régime équilibré des courants permet aussi de retrouver la stabilité du réglage de chacune de deux vitesses.

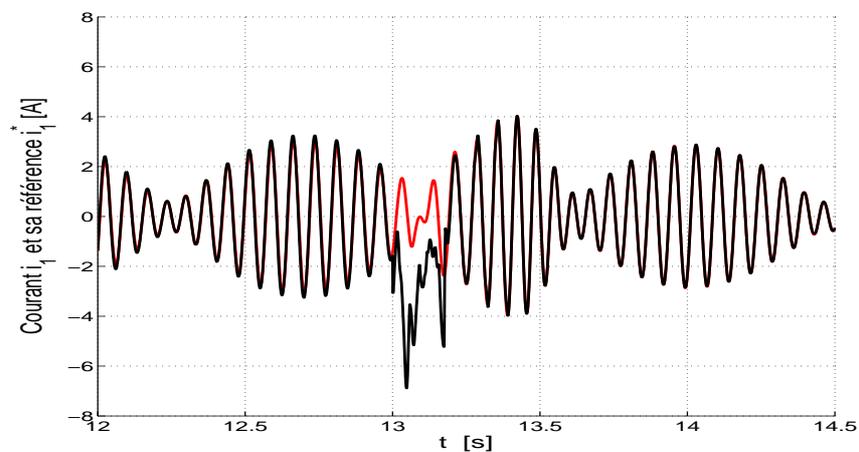
### III.6.2. Défaut d'ouverture de circuit



(a) Allure des trois premiers courants de l'onduleur.

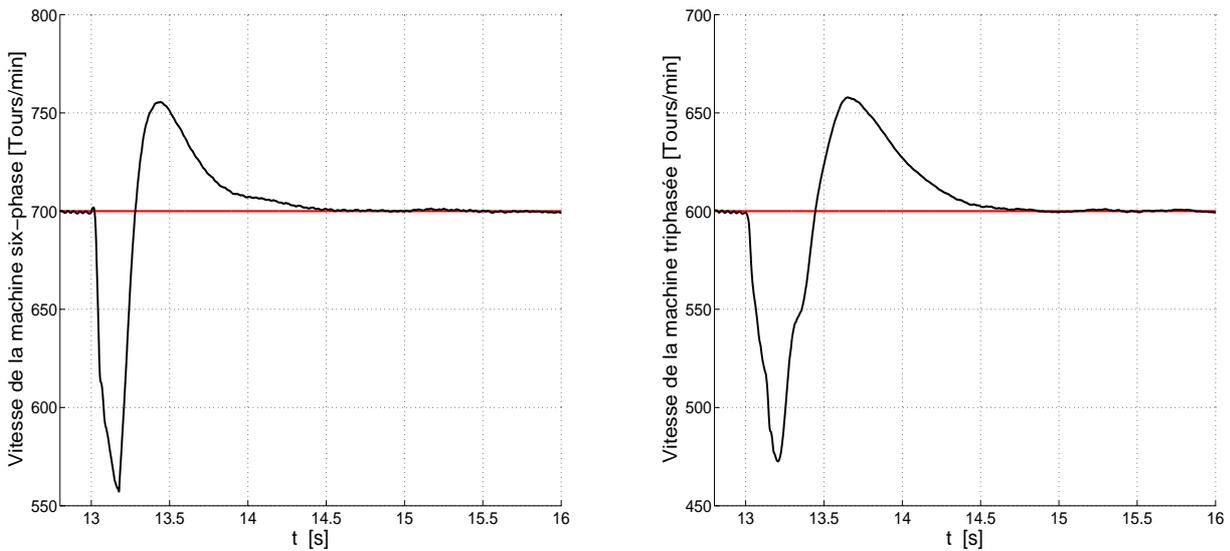


(b) Allure des trois derniers courants de l'onduleur.



(c) Courant de la première phase de l'onduleur (noir) et sa référence (rouge).

**Figure III.17.** Allure des courants de l'onduleur à l'instant du défaut d'ouverture de circuit.



(a) Vitesse de la machine hexaphasée (noir) et sa référence (rouge). (b) Vitesse de la machine triphasée (noir) et sa référence (rouge).

**Figure III.18.** *Comportements des vitesses de deux moteurs lors du moment de l'apparition et de l'élimination du défaut du type circuit ouvert.*

Le convertisseur statique peut aussi subir à tout moment un défaut d'ouverture de circuit au moins au niveau de l'un de ses interrupteurs de puissance.

Nous allons analyser par simulation la détection de ce type de défaut. Nous gardons les mêmes valeurs de la tension du bus continu, des courants de magnétisation de deux machines. Les deux moteurs sont entraînés avec des vitesses respectives de 700 tours/min et 600 tours/min avec un même niveau de charge de 20% de leur couple nominal.

Le défaut de l'interrupteur  $q_1$  étant survenue à l'instant  $t = 13$  s, comme on le voit sur les figures III.17(a), III.17(b) et III.17(c), le défaut a été décelé puis éliminé grâce à la stratégie de commande et à la topologie proposée du convertisseur. Les courants statoriques se re-équilibrent en reprenant leur amplitude avant l'apparition du défaut. Nous observons une nouvelle fois la restabilisation de la régulation du courant malgré la perturbation assez forte au moment de l'apparition du défaut.

Comme l'illustrent encore les figures III.18(a) et III.18(b), nous pouvons observer que le défaut pourrait causer une déstabilisation très forte des vitesses de deux moteurs en l'absence de la stratégie de détection et d'élimination du défaut. Chacune des vitesses s'éloignerait rapidement de sa consigne avec des oscillations très sévères.

### III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la mise en série de deux machines asynchrones, l'une hexaphasée, l'autre triphasée. Elle est un cas particulier d'une infinité de possibilités de connexion en série d'un certain nombre de moteurs à courant alternatif.

Nous avons tout d'abord montré d'une manière analytique qu'en appliquant la transformation de Concordia hexaphasée, les équations électriques de deux machines sont indépendantes. Celles de la machine hexaphasée s'exprime à travers le système d'axe  $(\alpha, \beta)$  tandis que celles de la machine triphasée s'exprime à travers le système d'axe  $(X, Y)$ . Ce découplage des équations électriques implique aussi celui des couples de deux moteurs. Nous avons pu par conséquent appliquer deux transformations de Park différentes sur chaque système d'axe. Les équations électriques et mécaniques de deux moteurs exprimées en composantes de Park sont elles aussi par conséquent découplées.

Ce phénomène de découplage électromécanique nous ont permis d'élaborer un algorithme de commande indépendante de deux machines.

Pour justifier ces prédictions analytiques, nous avons effectué la simulation. En premier lieu, l'utilisation des régulateurs PI et IP a bien montré que les deux machines se contrôlent d'une manière parfaitement indépendante. En deuxième lieu, l'usage du régulateur RST confirme encore ce découplage des commandes de deux moteurs.

Enfin, nous avons pu aussi analyser par simulation la possibilité de la détection d'un court-circuit ou d'un défaut d'ouverture de circuit pouvant apparaître sur un interrupteur de puissance. Pour isoler le bras défectueux, nous avons choisi la structure de convertisseur consistant à connecter la phase dont le bras d'onduleur est défaillant au point milieu du bus continu. La détection de ces deux types de défaut est basée sur l'erreur entre la tension de référence et la tension de bras. Les résultats de simulation montrent qu'après la détection d'un défaut (court-circuit ou ouverture de circuit) au niveau d'un interrupteur de puissance, il est possible d'éliminer les perturbations qu'il engendre grâce à une reconfiguration de l'algorithme de commande et à la structure du convertisseur.



## Chapitre IV

# EXPÉRIMENTATIONS

### IV.1. Introduction

Nous dédions ce dernier chapitre à la validation expérimentale une bonne partie des analyses théoriques et simulation effectuées en chapitres I, II, III.

Dans un premier temps, nous validons grace aux expérimentations le modèle de la machine à rotor excentré correspondant aux inductances des relations (I.157), (I.160) et (I.161) (chapitre I). Ce modèle tient compte, rappelons le, des effets d'encoches statoriques et rotoriques.

Pour ce faire, nous alimenterons la machine double-étoile par un auto-transformateur triphasé moyennant un mode de connexion particulier que nous présentons plus loin. Les résultats obtenus seront alors confrontés avec ceux du paragraphe I.4.12.

Dans un deuxième temps, nous montrons les résultats expérimentaux obtenus lors des essais en vue de tester la commande la commande vectorielle par orientation indirecte de la machine-double étoile. Les deux algorithmes de commande proposés dans le deuxième chapitre seront implantés. Une analyse des dynamiques des courants de Park et réel ainsi que de la vitesse sera effectuée.

Dans la troisième partie, nous validons cette fois la commande de la machine double-étoile lorsqu'un bras est en défaut. Dû à une limitation en temps, nous n'avons testé que la proposition où une phase est connectée à un bras de l'onduleur triphasé non adjacent.

Dans la quatrième partie, nous analysons la détection du problème d'excentration lorsque la machine est alimentée par un onduleur. Comme en simulation, nous distinguerons les cas d'une alimentation en commande scalaire et en contrôle vectoriel.

En dernière partie, nous exposons les résultats expérimentaux obtenus lors du contrôle vectoriel indépendant de chacune des deux machines connectées électriquement en série. Après l'usage des régulateurs

PI (correcteur de courant) et IP (correcteur de vitesse), nous testerons l'application du régulateur RST à ce même système. Ils permettront de confirmer l'insensibilité du découplage de commandes des deux moteurs à des bruits éventuels.

## **IV.2. Étude du contenu spectral du courant statorique d'une machine excentrée pour une alimentation par le réseau**

Dans ce paragraphe, nous présentons le spectre expérimental du courant statorique de la machine asynchrone double-étoile alimentée par le réseau triphasée.

### **IV.2.1. Procédure d'excentration du rotor**

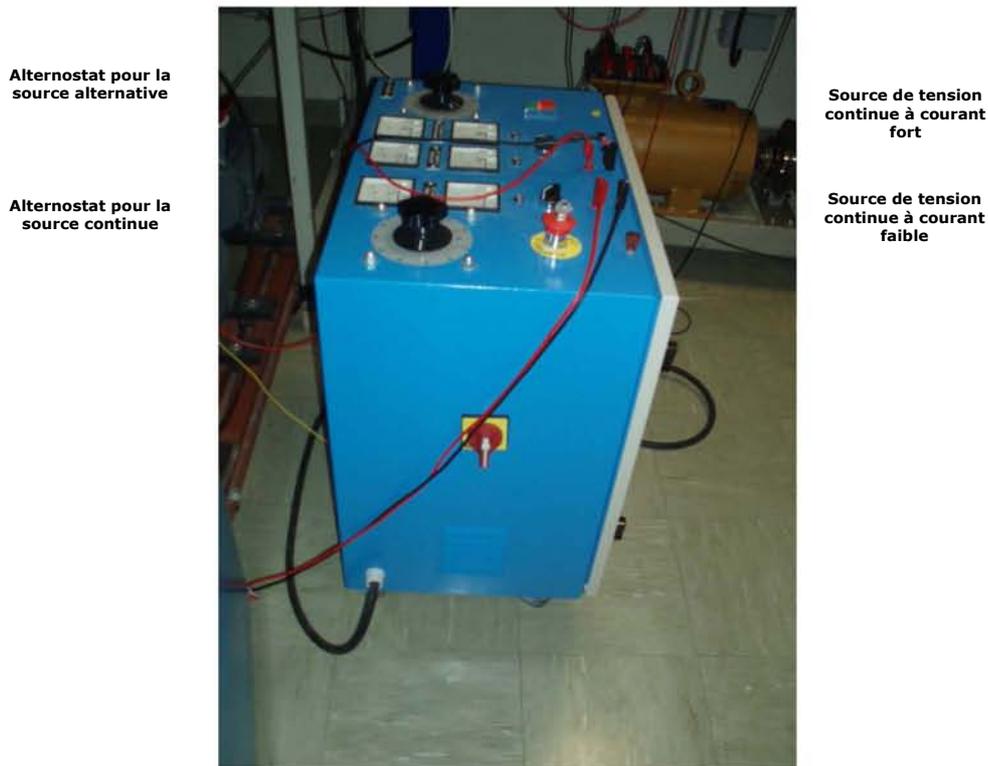


**Figure IV.1.** Photo illustrant l'insertion d'un anneau non uniforme entre la flasque et le roulement à billes présentant un jeu de contact [8].

Afin d'engendrer une excentration statique, nous avons procédé à l'insertion d'un anneau non uniforme entre l'une des flasques et l'anneau extérieur du roulement à billes (voir figure IV.1) (une excentration statique de  $70 \mu m$ ) sachant que l'entrefer de la machine vaut  $0,26 mm$ . Le degré d'excentration

statique vaut donc approximativement  $\varepsilon_s \simeq 0,27$ . Les roulements à billes présentent un jeu de contact dû au vieillissement qui, comme nous le verrons, s'apparente à une excentration dynamique.

#### IV.2.2. Alimentation par le réseau



**Figure IV.2.** Photo du dispositif d'alimentation composé de l'auto-transformateur et de deux sources continues.

Notre système est composée d'un auto-transformateur triphasé et de deux sources de tension continue réglable (cf.figure IV.2). L'auto-transformateur permet alors de régler la tension aux bornes de la machine double-étoile. Ce moteur est couplé mécaniquement avec un moteur à courant continu dont l'induit débite sur une caisse de charge résistive (cf.figure IV.3), l'alimentation de l'inducteur s'effectue par l'une des deux sources continues. Rappelons que pour une alimentation par le réseau, les machines double-étoile dont les deux sous-stator sont électriquement décalés de  $\alpha = 0^\circ$  et de  $\alpha = 60^\circ$  ont exactement les mêmes comportements électromécanique et électromagnétique [41], [72]. Par conséquent, on peut alimenter la machine dont nous disposons par le réseau triphasée en adoptant le mode de connexion des enroulements tel qu'indiqué sur la figure IV.4.

Après avoir accentué l'excentration naturelle de la machine, nous procédons à des essais sous le même niveau de charge identique à celui que l'on a vu dans les paragraphes I.3.3.7.9 et I.4.12 (13% du couple nominal). La fréquence d'alimentation est 50 Hz. La vitesse de rotation est alors de 2856 tours/min, ce qui correspond au glissement  $g = 0,048$ . Ces valeurs sont très proches à celles de la simulation. La figure



Figure IV.3. Caisse de charge résistive.

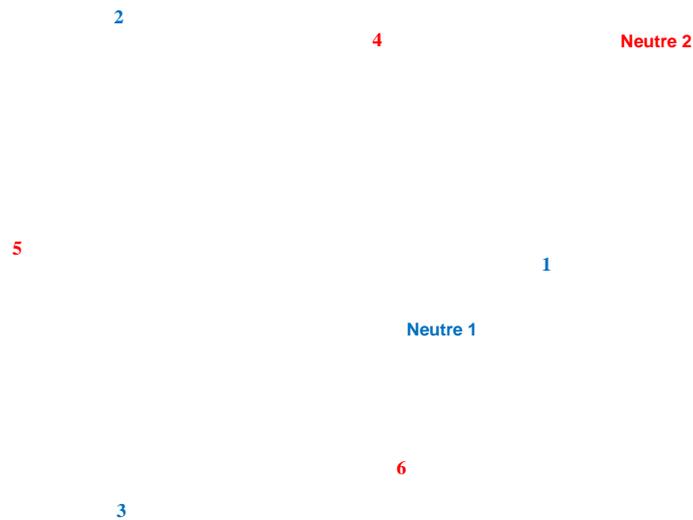
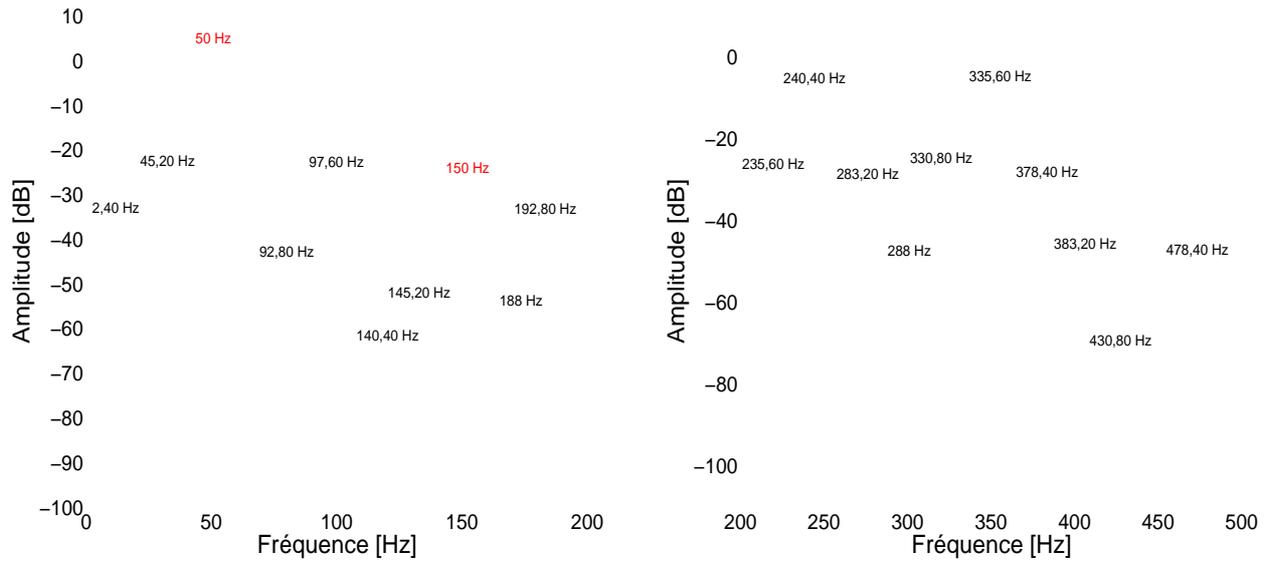


Figure IV.4. Mode de connection des phases pour une alimentation par un réseau triphasé.

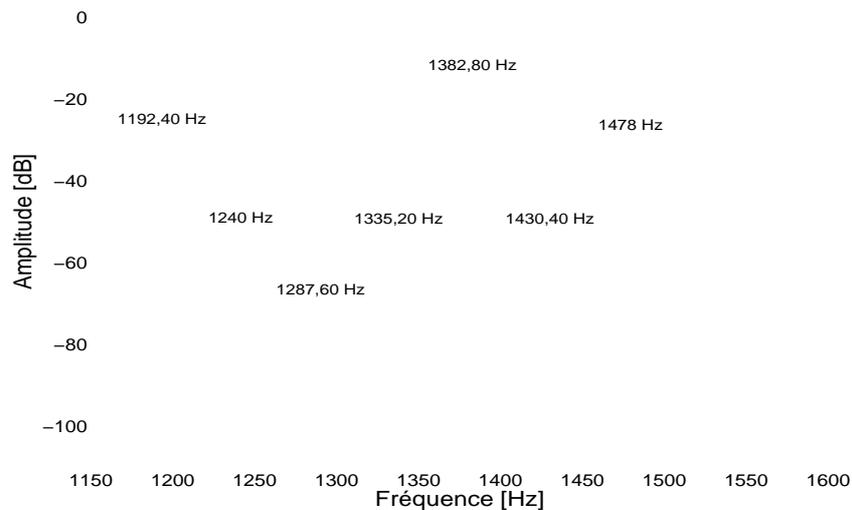
Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]	Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]
$ f_s - f_r $	2,40	$ f_s + f_r $	97,60
$ f_s - 2f_r $	45,20	$ f_s + 2f_r $	145,20
$ f_s - 3f_r $	92,80	$ f_s + 3f_r $	192,80
$ f_s - 4f_r $	140,40	$ f_s + 4f_r $	240,40
$ f_s - 5f_r $	188,00	$ f_s + 5f_r $	288
$ f_s - 6f_r $	235,60	$ f_s + 6f_r $	335,60
$ f_s - 7f_r $	283,20	$ f_s + 7f_r $	383,20
$ f_s - 8f_r $	330,80	$ f_s + 8f_r $	430,80
$ f_s - 9f_r $	378,40	$ f_s + 9f_r $	478,40

Tableau IV.1. Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure I.42.



(a) Spectre du courant statorique entre [0 Hz ; 200 Hz]. (b) Spectre du courant statorique entre [200 Hz ; 500 Hz].

**Figure IV.5.** Relevé expérimental des harmoniques d'excentration dans le courant statorique.



**Figure IV.6.** Relevé expérimental des harmoniques d'interaction de l'excentration et des effets d'encoques dans le courant statorique.

$n_d$	$f_{s_{ecc}h2}$ en Hz
0	1382,80
-1	1335,20
1	1430,40
-2	1287,60
2	1478
-3	1240
-4	1192,40

**Tableau IV.2.** Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure IV.6

IV.5 illustre le spectre du courant statorique sur la plage de fréquence [0 Hz ; 500 Hz]. Le tableau IV.1 récapitule les fréquences de défaut sur cette plage. Nous constatons que les signatures de défaut figurant dans ce tableau sont en parfait accord avec le spectre du courant. Nous confirmons donc que la machine est excentrée.

La figure IV.5 et le tableau IV.1 sont aussi en parfait accord avec la figure I.42 et le tableau IV.1 vus en simulation (§.I.4.12). De telle concordance justifie la finesse de nos modèles car nous retrouvons les prédictions analytiques et en simulation.

Nous avons aussi représenté sur la figure IV.6 le spectre du courant statorique dans la plage de fréquence [1100 Hz ; 1600 Hz]. Cela permet de localiser quelques raies issues de la combinaison de l'excentration et des effets d'encoche. Les valeurs numériques de la fréquence de ces raies sont récapitulées dans le tableau IV.2. Nous observons que les amplitudes des harmoniques liés aux fréquences 1192, 40 Hz, 1335, 20 Hz, 1382, 80 Hz, 1430, 40 Hz et 1478 Hz sont assez conséquentes, de sorte que ces raies peuvent être par conséquent exploitées comme un moyen de surveillance de l'évolution de l'excentration dans la machine.

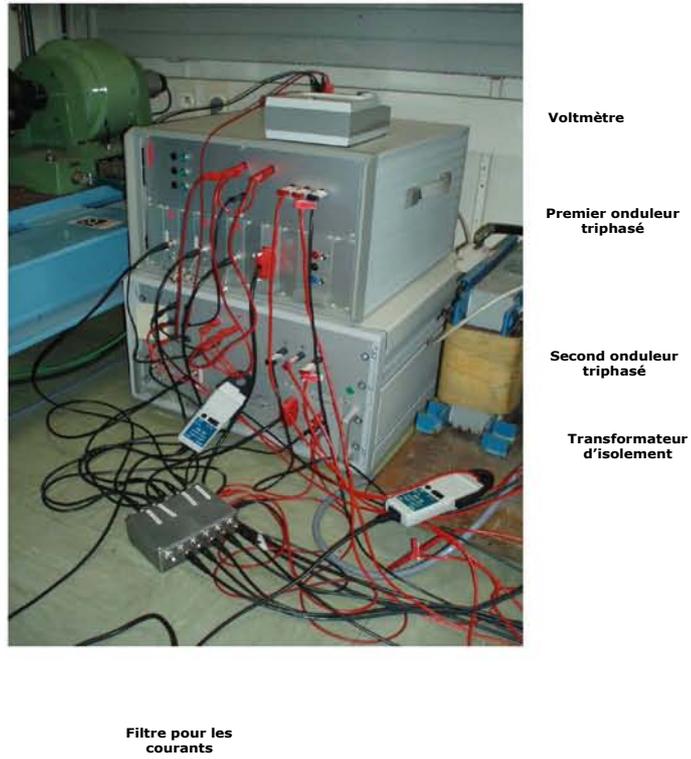
La comparaison de la figure IV.6 et le tableau IV.2 avec la figure I.43 et le tableau I.4 retrouvés dans la partie simulation permet de conclure une nouvelle fois une concordance de deux résultats.

Cette cohérence nous permet de conclure une validité correcte du modèle analytique et de la prédiction des raies d'excentration entrepris dans le premier chapitre.

### **IV.3. Commande vectorielle de la machine double-étoile**

Pour réaliser les commandes scalaire et vectorielle de la machine double-étoile, nous utilisons deux onduleurs triphasés qui font office d'un onduleur hexaphasé (IV.7). L'ensemble du *Dspace* est constitué d'une carte appelée *master* placée à l'intérieur d'un ordinateur IV.8, et d'un dispositif constitué d'une carte nommée *slave* ainsi que d'interfaces d'entrée-sortie (figure IV.9). Les algorithmes de commande sont générés dans le PC au moyen d'un logiciel appelé *Editplus* servant d'éditeur de texte, de compilation et de transfert du programme dans le DSP. Nous disposons également d'un logiciel d'interface nommé *Controldesk* pour effectuer la communication avec le système en temps réel.

Comme en simulation, la fréquence de la MLI est de 10 kHz. Les courants et la vitesse sont mesurés chaque 200  $\mu$ s. La régulation de courant s'effectue avec la même cadence tandis que la régulation de vitesse s'opère chaque 1 milliseconde. Ces conditions permettent de confronter au mieux les résultats théoriques et pratiques.



**Figure IV.7.** Photo du montage relatif à l'alimentation par un ensemble composé de deux onduleurs triphasés.



**Figure IV.8.** Ordinateur incluant la carte DSP.



Figure IV.9. Photo du dispositif incluant les cartes externes du Dspace.

### IV.3.1. Application du premier algorithme de commande

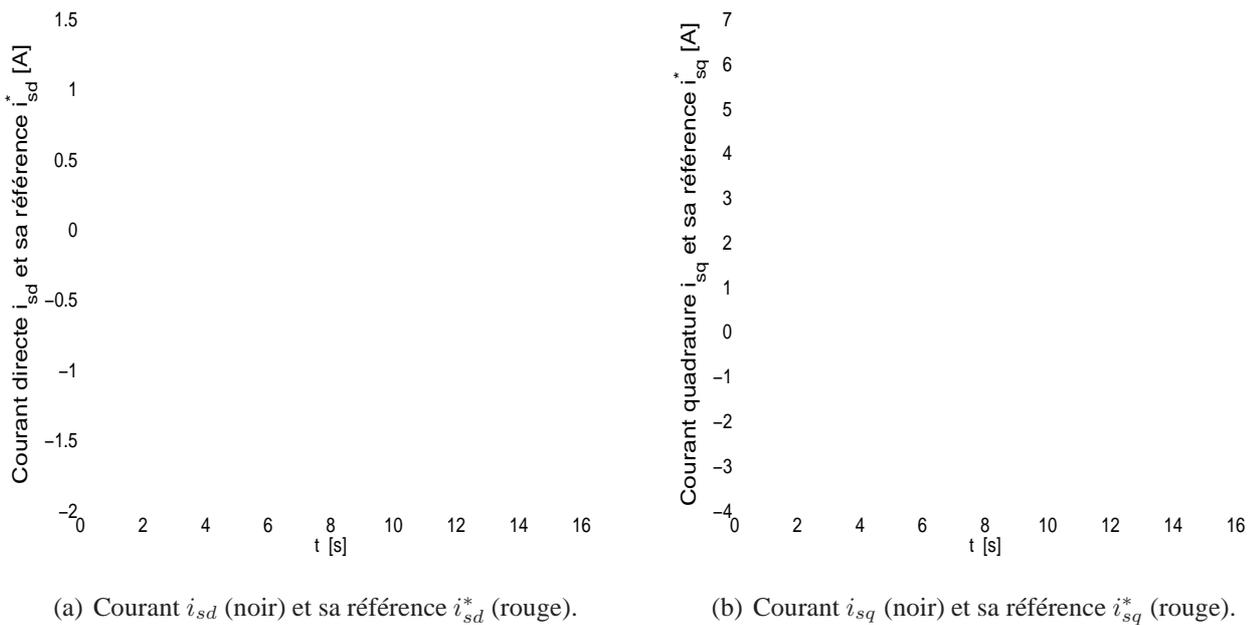
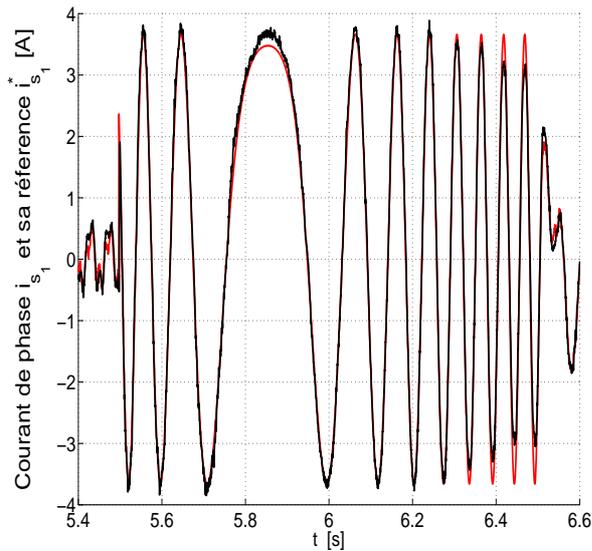
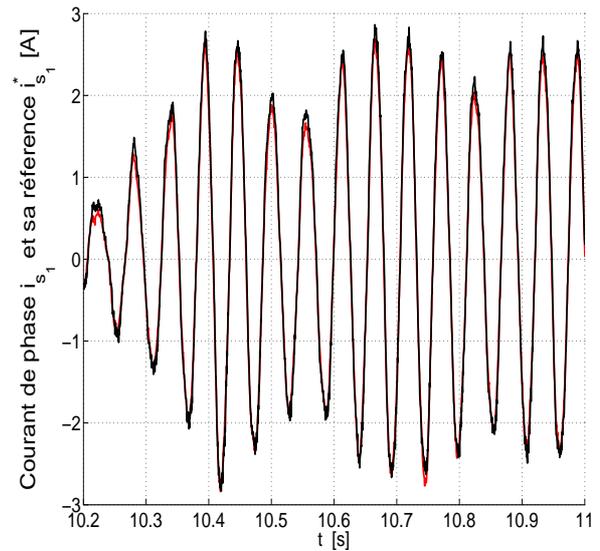
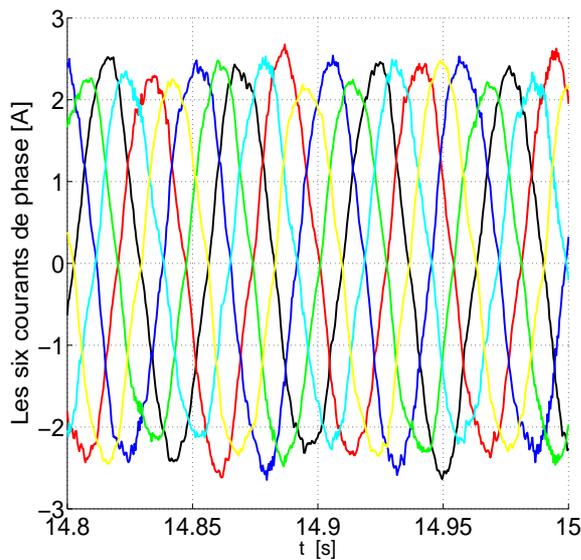


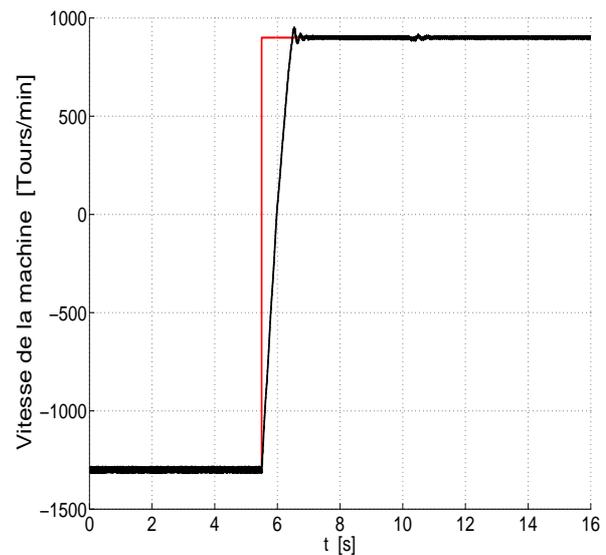
Figure IV.10. Dynamique des courants de Park.

Dans cette partie, nous implantons la première méthode de commande vectorielle de la machine double étoile avec l'algorithme faisant appel à la transformation de Park hexaphasée (§.II.1.1.1). Le courant de *magnétisation* est fixé à  $i_{sd}^* = 0,7$  A ; Initialement, la machine tourne à  $-1300$  tours/min. La régulation de la vitesse met en oeuvre un régulateur ayant une structure IP tandis que pour la régulation des courants, des structures PI seront mis en oeuvre.

A l'instant  $t = 5,5$  s, on procède à l'inversion de vitesse de la machine soit, de  $-1300$  tours/min à

(a)  $i_{s1}$  (noir) et  $i_{s1}^*$  (rouge) lors de l'inversion de vitesse.(b)  $i_{s1}$  (noir) et  $i_{s1}^*$  (rouge) en chargeant la machine.**Figure IV.11.** Courant statorique du moteur asynchrone double-étoile.

(a) Les six courants de phase.



(b) Dynamique globale de la vitesse.

**Figure IV.12.** Les six courants de phase et réponse de la vitesse mécanique du moteur asynchrone double-étoile.

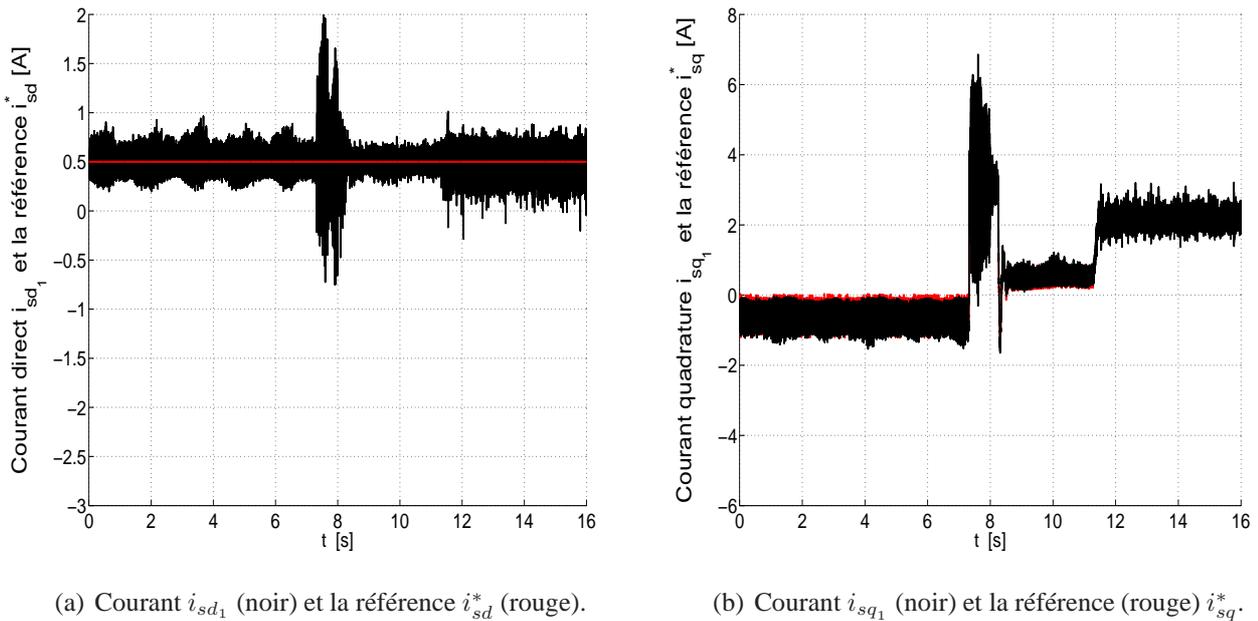
900 tours/min. La figure IV.10 illustrant la dynamique du courant direct montre une perturbation que nous considérons négligeable à cet instant. Cette perturbation vient de l'imprécision de l'algorithme de découplage entre l'axe  $d$  et l'axe  $q$ , en effet, il est difficile d'identifier les valeurs des paramètres électriques avec une grande précision. Les figures IV.10(b) et IV.11(b) et IV.11(b) montrent les performances des régulateurs de courant lors de ce transitoire. Le courant statorique poursuit de façon satisfaisante sa référence malgré l'apparition momentanée de cette perturbation.

Le régulateur de vitesse répond d'une manière excellente (figure IV.12(b)).

A l'instant  $t = 10,2$  s, on procède à la mise en charge de la machine à 30 % du couple nominal. Les figures IV.10, IV.11(b) montrent une nouvelle fois une dynamique correcte du courant répondant ainsi à notre critère de satisfaction. La vitesse est insensible à cet échelon de charge puisqu'elle reste complètement stable lors de l'apparition de ce régime transitoire (tel que l'indique la figure IV.12(b)). Le régulateur de vitesse rejette donc parfaitement la perturbation.

Comme le montre la figure IV.12(a), les six courants statoriques sont en léger déséquilibre du fait de diverses dissymétries au niveau de la machine. Ce déséquilibre incombe également aux imperfections des capteurs de courant.

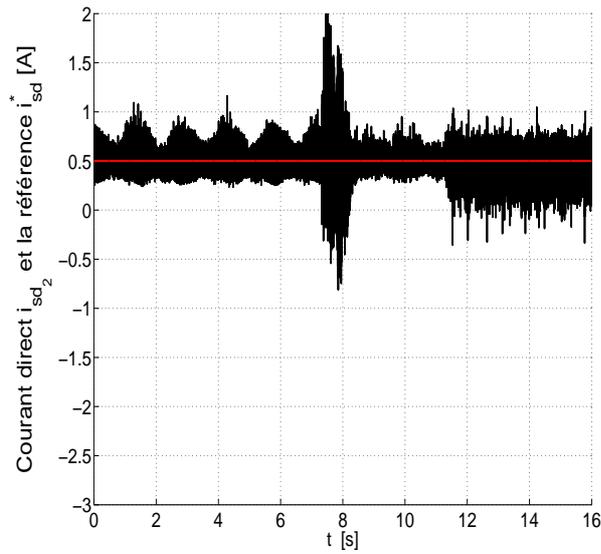
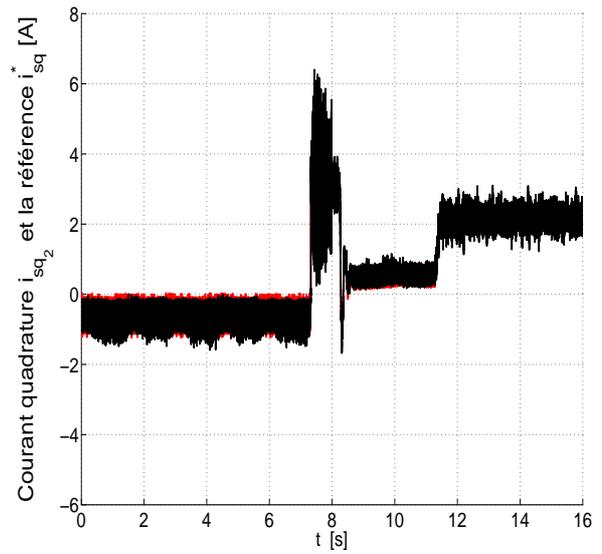
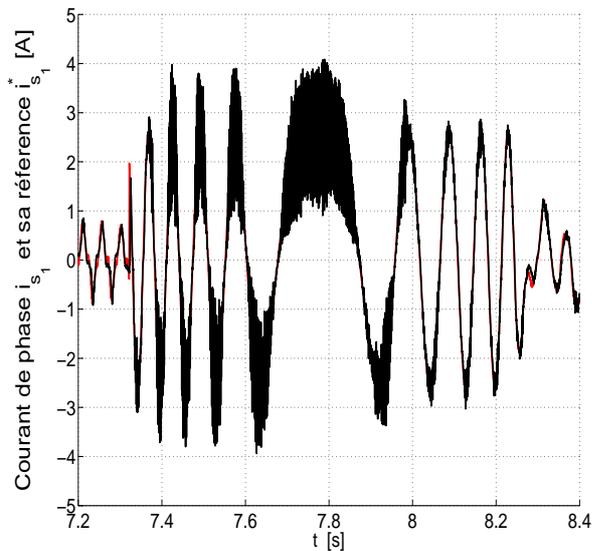
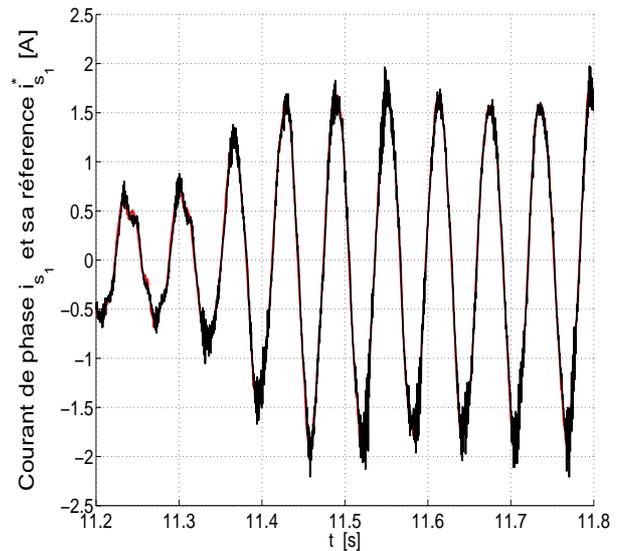
### IV.3.2. Application du deuxième algorithme de commande



**Figure IV.13.** Dynamique des courants de Park de la première étoile.

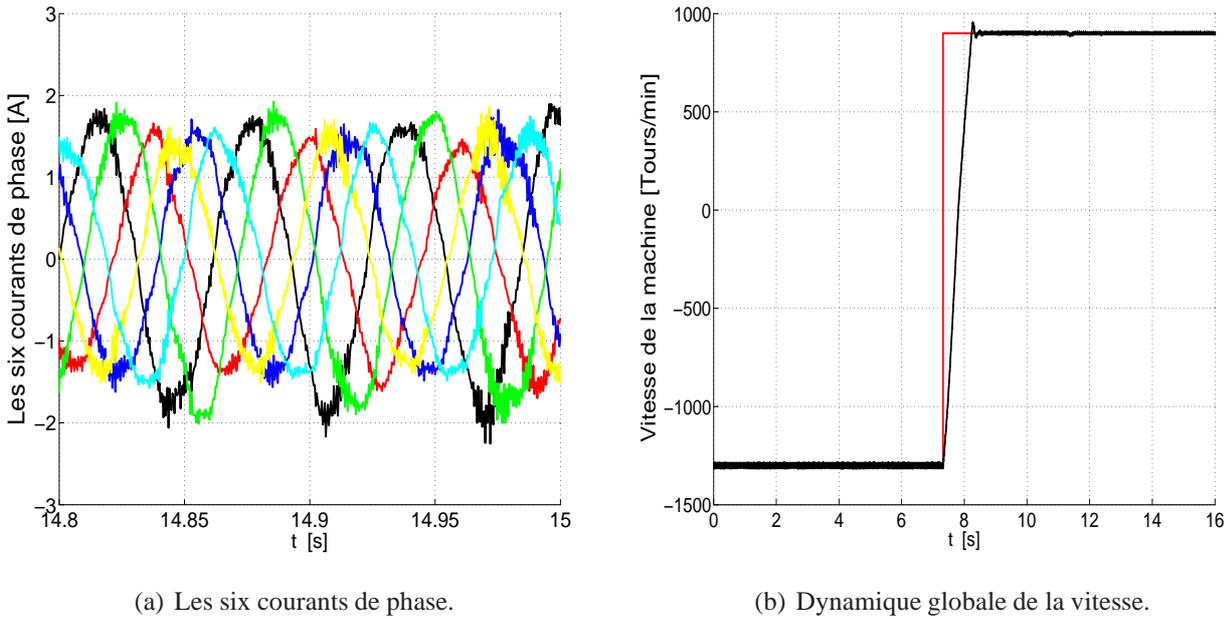
Dans cette partie, nous implantons le deuxième algorithme de commande de la machine à double étoile. Nous rappelons qu'il consiste à utiliser la transformation de Park triphasée sur chaque étoile (§.II.1.1.2).

Les conditions de vitesse initiale, son inversion et le niveau de charge demeurent identiques à celles de la section précédente avec toutefois, des instants d'applications des consignes différents (il est délicat de faire coïncider ces instants en pratiques).

(a) Courant  $i_{sd_2}$  (noir) et la référence  $i_{sd_2}^*$  (rouge).(b) Courant  $i_{sq_2}$  (noir) et la référence (rouge)  $i_{sq_2}^*$ .**Figure IV.14.** Dynamique des courants de Park de la deuxième étoile.(a)  $i_{s_1}$  (noir) et  $i_{s_1}^*$  (rouge) lors de l'inversion de vitesse.(b)  $i_{s_1}$  (noir) et  $i_{s_1}^*$  (rouge) en chargeant la machine.**Figure IV.15.** Courant statorique du moteur double-étoile.

Les figures IV.13(a), IV.13(b), IV.14(a) et IV.14(b) illustrent les courants de Park de deux étoiles de la machine. La perturbation est assez conséquente lors de l'inversion de vitesse de la machine. Ce fait résulte principalement du couplage entre les deux étoiles de ce moteur. Nous devons noter qu'elle se répercute aussi dans le courant de phase (voir figure IV.15(a)).

Nous observons cette perturbation en dépit des algorithmes de découplage adoptés. Notons qu'au



**Figure IV.16.** Les six courants de phase et réponse de la vitesse mécanique du moteur double-étoile.

début du contrôle vectoriel de la machine asynchrone, les circuits du DSP (microcontrôleurs) étaient peu performants en tant qu'éléments de calculs, de sorte qu'il n'était pas possible de mettre en œuvre des algorithmes de commande optimisés. Nous avons assisté à une évolution exponentielle de la capacité d'effectuer les opérations qui sont habituellement mesurées par les quantités de milliers d'opérations arithmétiques en virgule flottante.

Aussi, les systèmes de découplage des axes  $d$  et  $q$  est très peu mis en œuvre. Malheureusement, les régulateurs de courant avaient donc une charge supplémentaire en plus de la poursuite de la consigne, c'est celle du découplage. Même si le découplage n'est pas parfait en raison de la connaissance précise des paramètres du moteur car ils sont influencés par la température et la saturation.

Comme on l'observe sur la figure IV.16(a), les six courants statoriques sont assez déséquilibrés en raison des diverses dissymétries présentes à l'intérieur de la machine. Nous avons constaté dans le premier chapitre qu'une excentration naturelle peut, en partie, être à l'origine de ce déséquilibre.

Comme le montrent les figures IV.12(a), IV.16(a), le premier algorithme de commande s'avère plus avantageux parce que le déséquilibre des courants dû aux imperfections de la machine semble plus léger dans cette stratégie. Toutefois, dans le cas où l'un des onduleurs ne peut plus fonctionner suite à une panne, le deuxième algorithme utilisant la transformation de Park deux fois triphasée est le mieux adapté puisque l'on peut espérer une continuité de service en inhibant tout simplement l'onduleur défectueux. Dans ce cas, seule une étoile participe à la conversion d'énergie.

#### IV.4. Commande vectorielle de la machine double-étoile en régime dégradé de l'onduleur

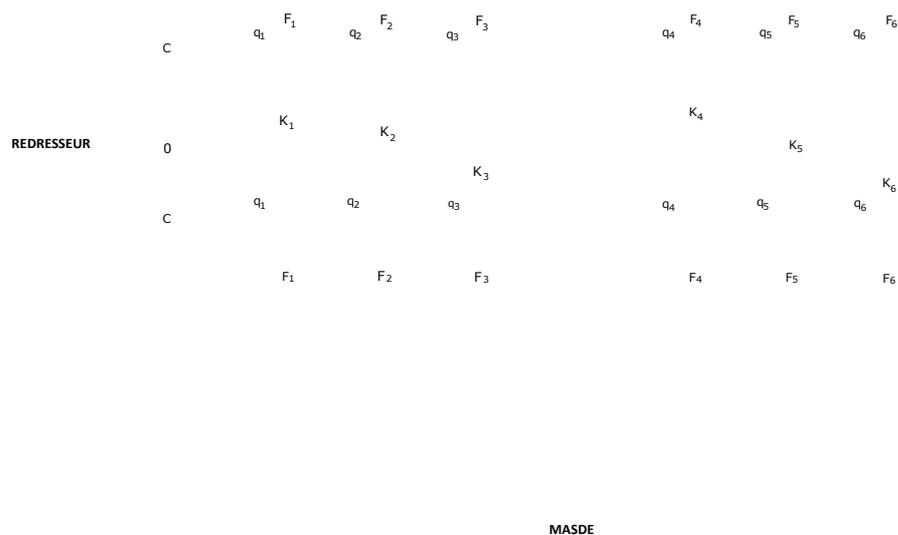


(a) La troisième phase du premier onduleur partagée par les troisième et sixième phases de la machine.



(b) Trois phases du second l'onduleur triphasé.

**Figure IV.17.** Mode connexion pour le test de la commande vectorielle en régime dégradé d'onduleur.

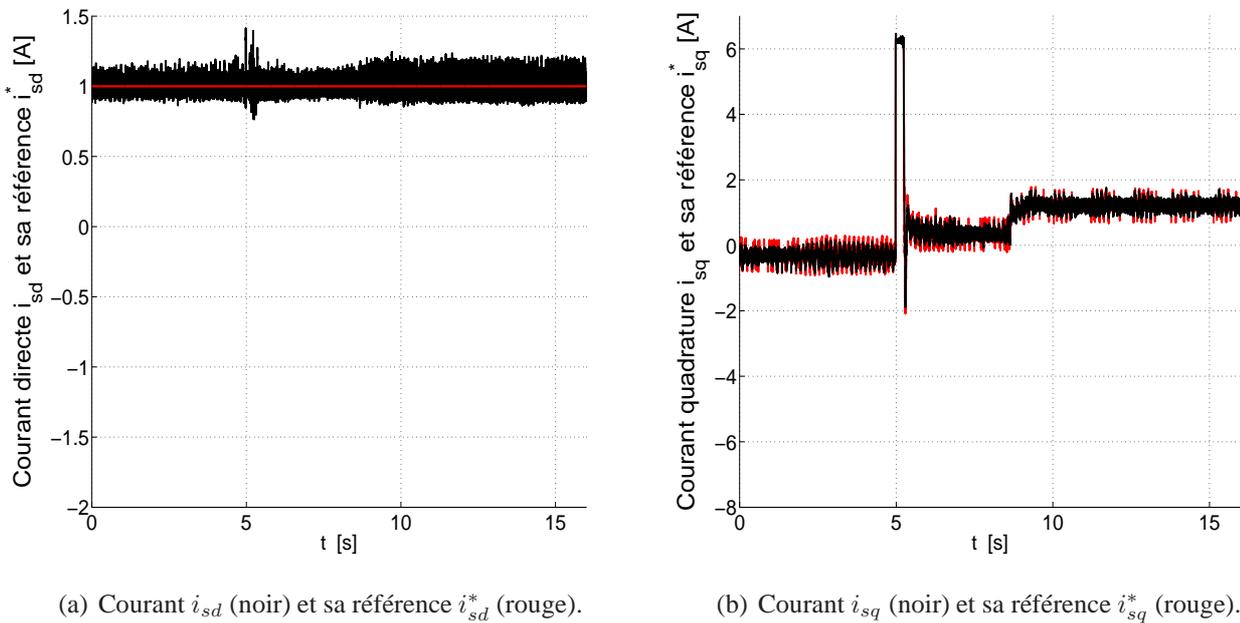


**Figure IV.18.** Schéma électrique correspondant au mode de connexion de la figure IV.17

Dans ce paragraphe, nous effectuons des tests sur la commande en régime dégradé d'onduleur. L'objectif est de montrer expérimentalement qu'une continuité de service de l'entraînement avec une machine asynchrone double-étoile est possible en dépit de l'apparition d'une défaillance d'un bras d'onduleur. Sur le plan théorique, nous avons établi en paragraphe II.2, que cette commande tolérant le défaut est réalisable grâce à des structures assez particulières du convertisseur et à la reconfiguration de l'algorithme de commande. Faute de triacs et de leurs accessoires électroniques de commande, nous ne sommes pas en mesure d'effectuer les tests sur la détection de défaut d'un interrupteur. A défaut, nous avons réalisé

des essais sur la commande vectorielle en régime dégradé d'onduleur. Pour ce faire, nous relient directement une phase à un bras de l'onduleur dont aucun bras n'est en défaut. A titre d'exemple, nous avons déconnecté la sixième phase de la machine de la troisième phase du deuxième onduleur triphasé, puis nous l'avons connectée à la troisième phase du premier onduleur triphasé (cf. figures IV.17 et IV.18).

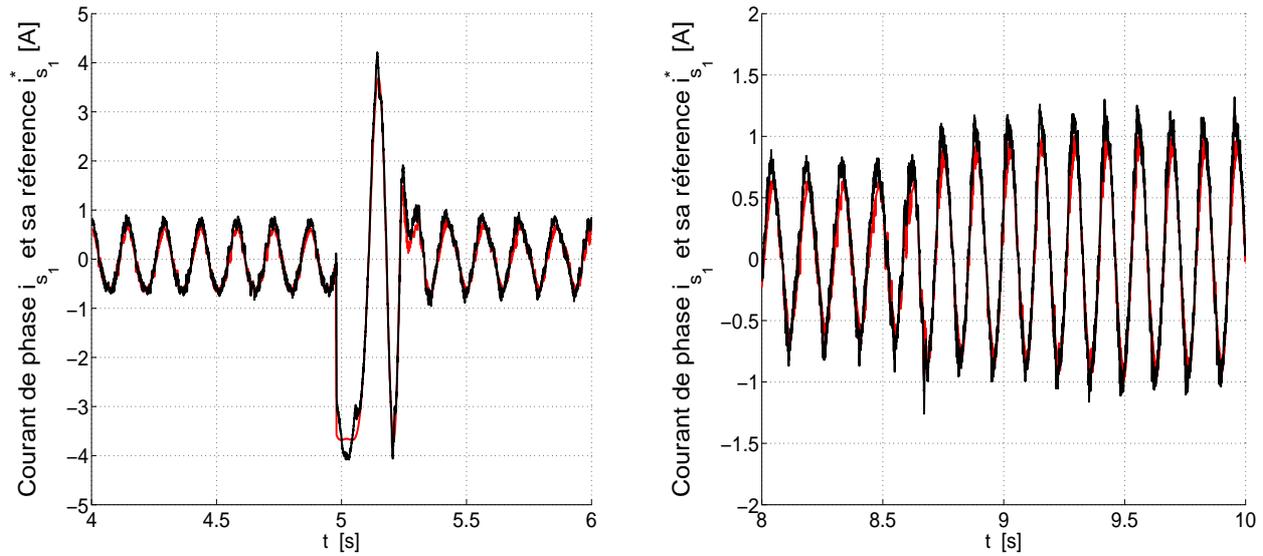
#### IV.4.1. Application du premier algorithme de commande



**Figure IV.19.** Dynamique des courants de Park en régime dégradé d'onduleur.

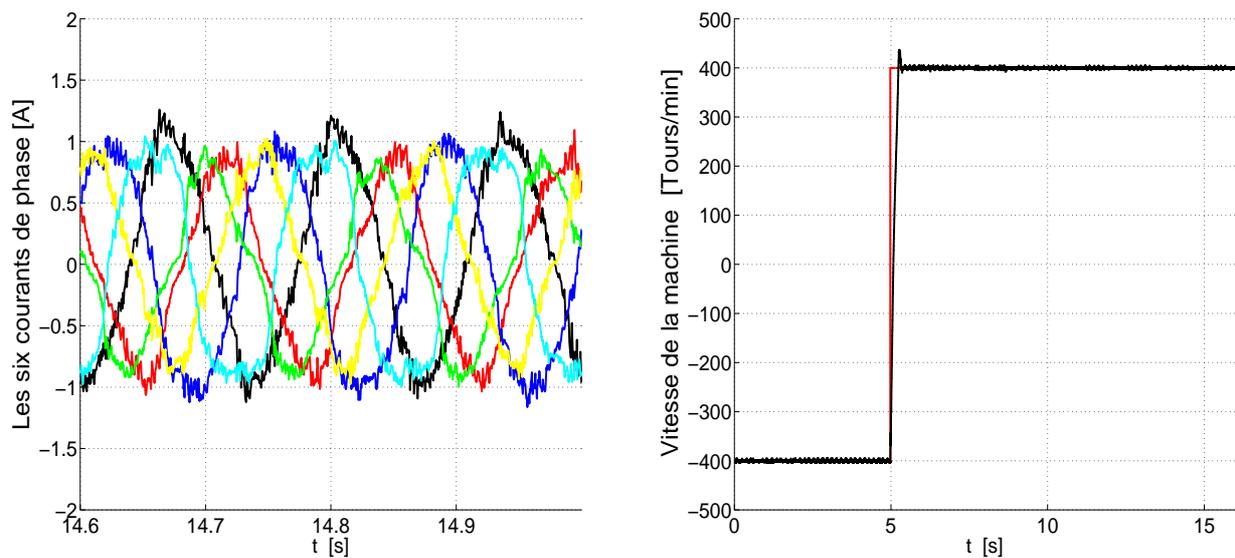
Dans ce sous-paragraphe, nous nous consacrons à l'implantation de la commande en régime dégradé d'onduleur établis dans le paragraphe II.2.3.1. Pour ce faire, nous nous servons de la transformation de Park hexaphasée. Initialement, le moteur tourne à une vitesse de -400 tours/min. Comme nous l'observons sur les figures IV.19(a), IV.19(b) et IV.21(b), les courants de Park et la vitesse suivent correctement leur référence.

Pour confirmer la persistance de la commande en défaut d'onduleur, nous procédons à une inversion de vitesse de la machine de -400 tours/min à 400 tours/min à l'instant  $t = 5$  s. Comme l'illustrent les figures IV.19(a), IV.19(b) et IV.20(a), le courant statorique présente une nouvelle fois une poursuite convenable. Grâce au régime équilibré du courant, le couple se comporte comme en régime normal si bien que la vitesse présente également une poursuite satisfaisante après le régime transitoire (cf. figure IV.21(b)).



(a) Courant statorique (noir) et sa référence (rouge) lors de l'inversion de vitesse. (b) Courant statorique (noir) et sa référence (rouge) lors de la mise en charge de la machine.

**Figure IV.20.** Performance en régime transitoire de la régulation de courant en régime dégradé d'onduleur.



(a) Les six courants de phase en régime dégradé d'onduleur. (b) Dynamique de la vitesse en régime dégradé d'onduleur.

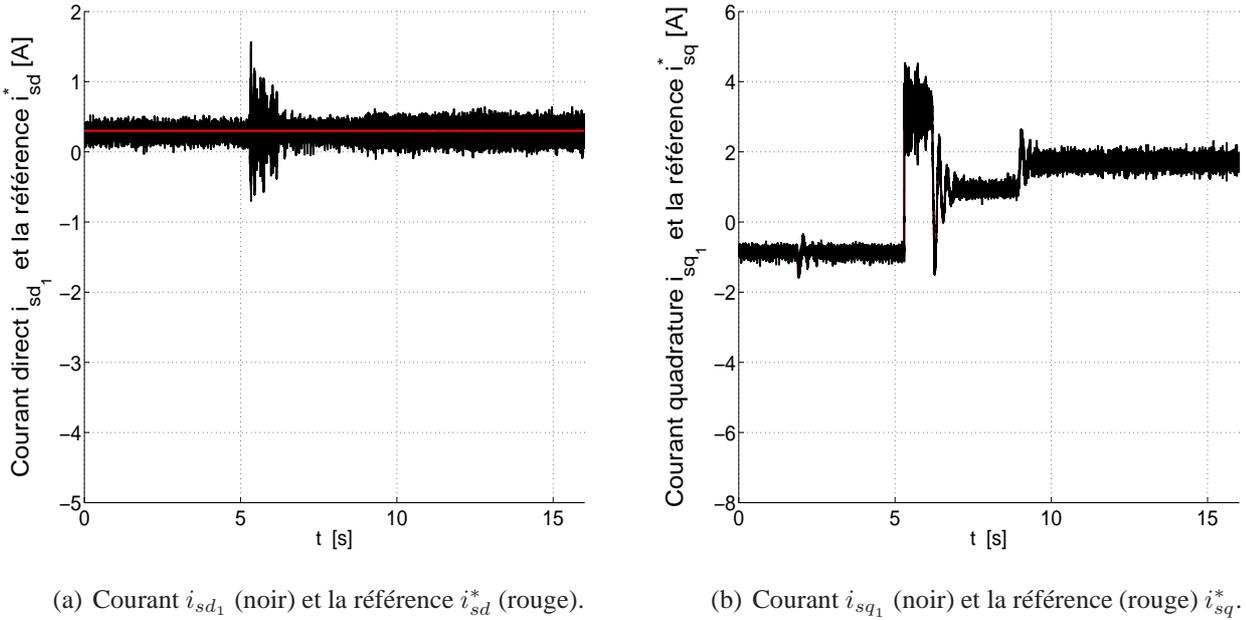
**Figure IV.21.** Les six courants statoriques et la vitesse mécanique en régime dégradé d'onduleur.

A l'instant  $t = 8,62$  s, nous procédons à la mise en charge du moteur. Comme on le voit sur les figures IV.19(a), IV.19(b) IV.20(b) et IV.21(b)), l'algorithme de commande garde son efficacité en dépit de ce régime transitoire, en effet, les réglages de courant et de vitesse présentent des temps de réponses rapides et des erreurs statiques nulles.

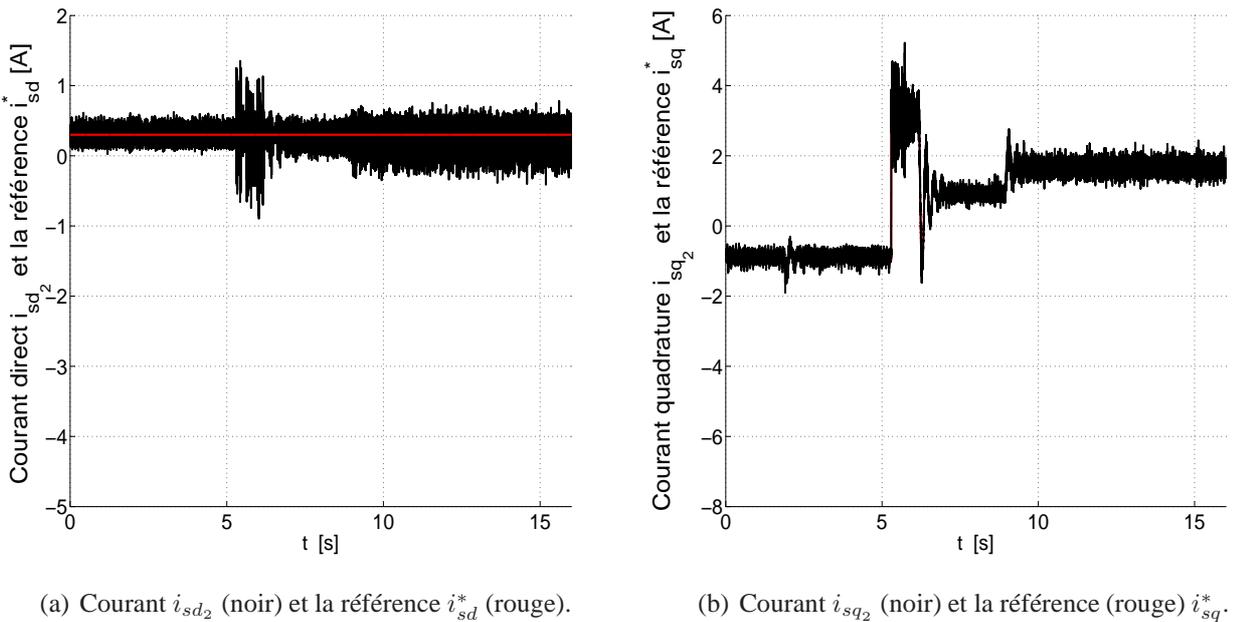
Si nous analysons le régime permanent des six courants de phase (cf.figure IV.21(a)), nous constatons

un léger déséquilibre qui est dû aux diverses dissymétries au sein du moteur mais aussi dû à une faible dispersion des gains des capteurs de courants.

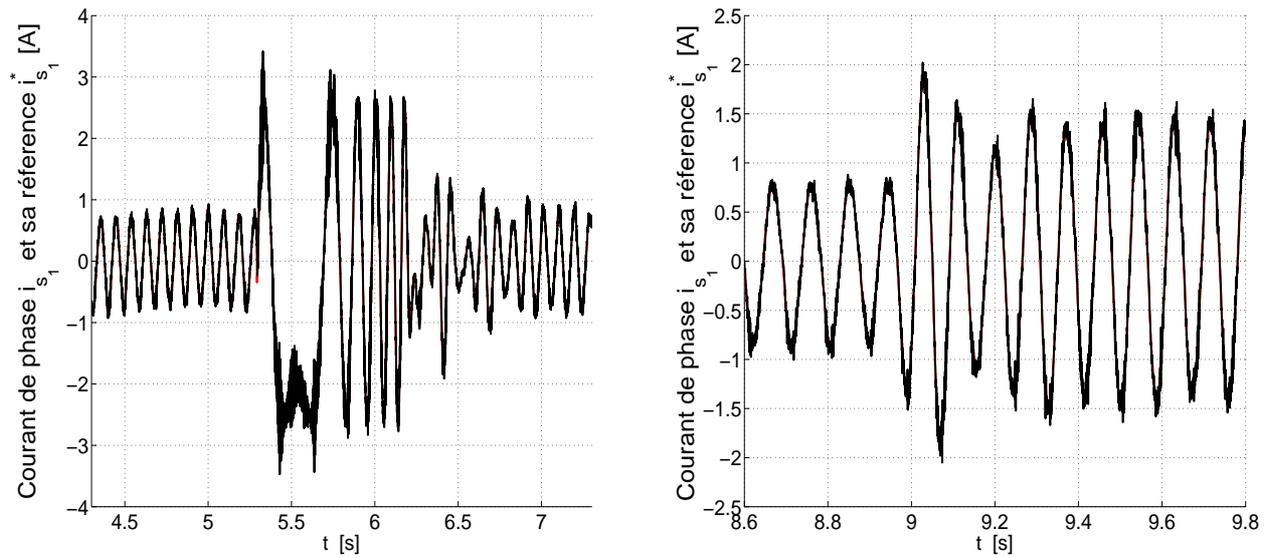
**IV.4.2. Application du deuxième algorithme de commande**



**Figure IV.22.** Dynamique des courants de Park du première étoile en régime dégradé d'onduleur.

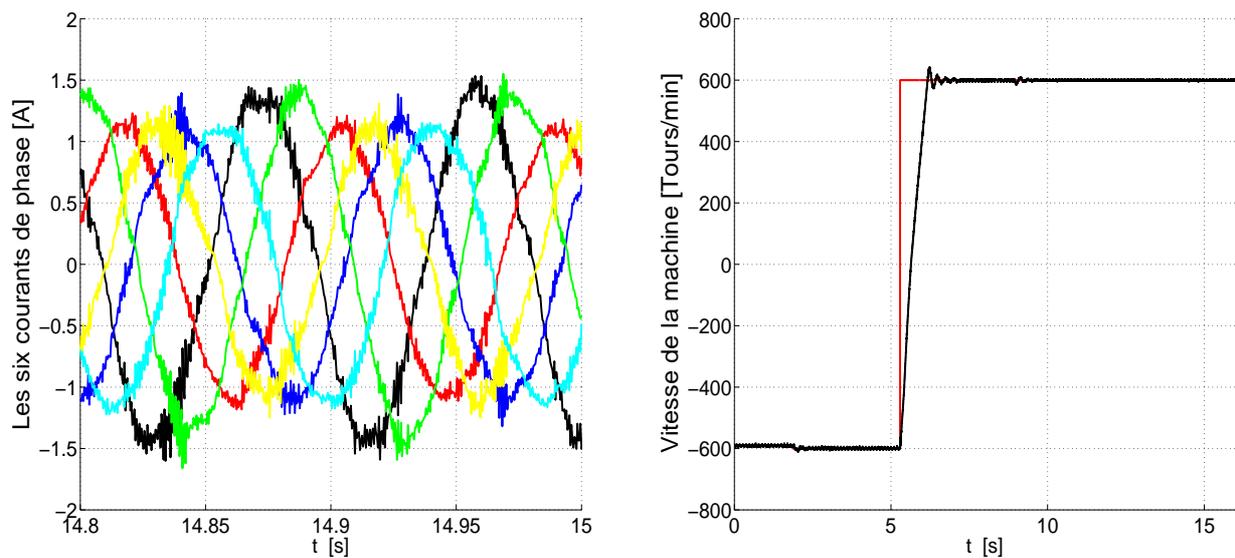


**Figure IV.23.** Dynamique des courants de Park de la deuxième étoile en régime dégradé d'onduleur.



(a) Courant statorique (noir) et sa référence (rouge) lors de l'inversion de vitesse. (b) Courant statorique (noir) et sa référence (rouge) lors de la mise en charge de la machine.

**Figure IV.24.** Performance en régime transitoire de la régulation de courant en régime dégradé d'onduleur.



(a) Les six courants de phase en régime dégradé d'onduleur. (b) Dynamique de la vitesse en régime dégradé d'onduleur.

**Figure IV.25.** Les six courants statoriques et la vitesse mécanique en régime dégradé d'onduleur.

Dans ce sous-paragraphe, nous testons une nouvelle fois l'algorithme de reconfiguration de la commande en défaut d'onduleur proposé en paragraphe II.2.3.1 en utilisant plutôt la transformation de Park deux fois triphasée.

Au début du test, le moteur fonctionne à vide à -600 tours/min. Comme le montrent les figures IV.22 et IV.23, les courants de Park de chaque étoile admettent une dynamique comparable à celle en régime

normal.

Nous observons également une régulation correcte de la vitesse (figure IV.25(b)). Nous pouvons conclure à l'efficacité de cette approche.

A l'instant  $t = 5,29$  s, nous procédons à une inversion de vitesse de -600 tours/min à 600 tours/min. Les courants de Park de deux étoiles et par conséquent le courant statorique présentent une poursuite très satisfaisante grâce à l'algorithme de commande adapté au défaut (figures IV.22 et IV.23) et IV.24(a). Ce fait permet au couple de se comporter comme en régime normal d'alimentation. Une analyse rapide du couple ne permet donc pas de savoir que le moteur fonctionne en régime dégradé ou non. La vitesse présente une nouvelle fois une dynamique excellente caractérisée par un temps de réponse rapide, un dépassement de moins de 5% de l'échelon de consigne et une erreur statique nulle (cf.figure IV.25(b)).

Pour achever le test, nous procédons à la mise en charge du moteur à l'instant  $t = 8,95$  s. Grâce à l'algorithme de commande en régime dégradé d'alimentation, nous vérifions une nouvelle fois une très bonne poursuite du courant à sa référence (cf.figures IV.22, IV.23 et IV.24(b)).

Nous observons également un excellent rejet de perturbation de l'asservissement de vitesse (figure IV.25(b)).

Comme on peut le voir sur la figure IV.25(a), les six courants de phase admettent un déséquilibre dû aux mêmes raisons évoquées en paragraphes IV.3.1, IV.3.2, IV.4.1.

## **IV.5. Analyse de la détection d'un problème d'excentration dans une machine double-étoile alimentée par un onduleur**

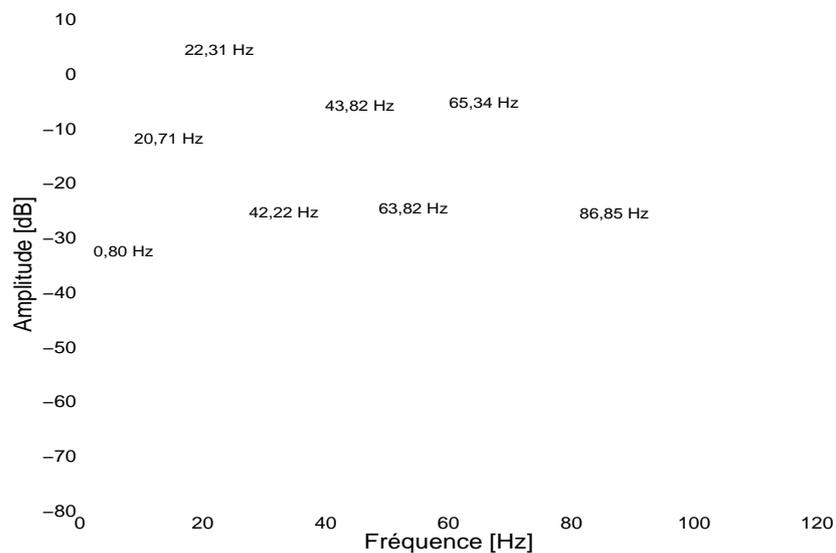
Dans cette partie, nous effectuons une analyse expérimentale de la détection de défaut d'excentration d'une machine à double-étoile alimentée par deux onduleurs triphasés faisant office à un onduleur hexaphasé. Comme en simulation (§.II.3), nous distinguons les cas d'alimentation en commandes scalaire et vectorielle.

### **IV.5.1. Cas d'une alimentation en boucle ouverte**

Nous alimentons la machine par l'onduleur avec la commande scalaire (ou commande en boucle ouverte). Comme en simulation (§.II.3.1), nous prenons  $k_{Uf} = 5,76$  V/Hz. La machine est chargée à 25% du couple nominal conduisant ainsi à imposer une fréquence statorique  $f_s$  égale à 22,31 Hz. La vitesse

de rotation est de 1300 tours/min. Ces conditions permettent d'effectuer une comparaison raisonnable avec la simulation correspondante.

Sur la figure IV.26, nous avons représenté la FFT du courant statorique sur l'intervalle [0 Hz ; 120 Hz]. Les fréquences d'excentration sont reportées dans le tableau IV.3. Nous notons une parfaite cohérence entre le spectre et les fréquences recueillies dans le tableau. Nous pouvons conclure que la machine est bel et bien excentrée. Notons que ces informations sont en parfaites concordances avec les résultats de simulation fournis par la figure II.30 et le tableau II.1 (§.II.3.1). Ces harmoniques proviennent principalement de l'excentration dynamique (§.I.3.3.7.6). La présence de l'excentration statique amplifie leur amplitude.



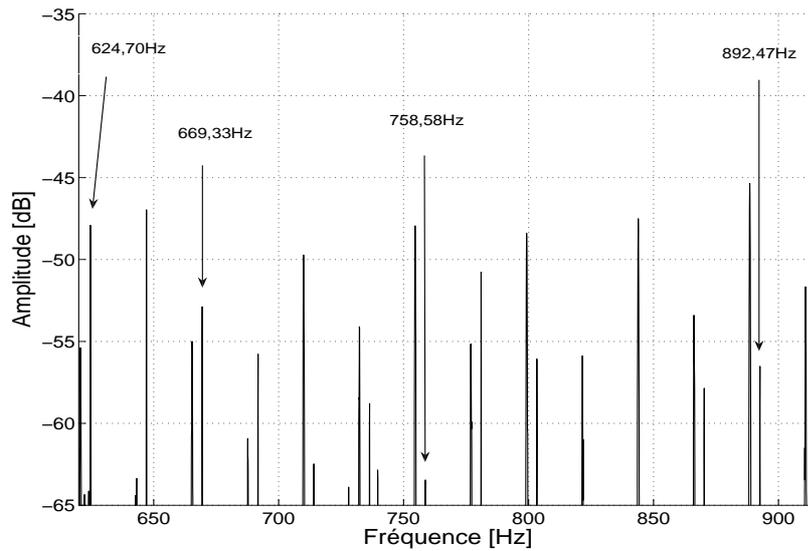
**Figure IV.26.** Spectre du courant statorique sur [0 Hz ; 120 Hz] (alimentation en boucle ouverte).

$f_{s_{ecc}h1}$ [Hz]	$f_{s_{ecc}h1}$ [Hz]
$ f_s - f_r $	0,80
$ f_s + f_r $	43,82
$ f_s - 2f_r $	20,71
$ f_s + 2f_r $	65,34
$ f_s - 3f_r $	42,22
$ f_s + 3f_r $	86,85
$ f_s - 4f_r $	63,82

**Tableau IV.3.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration correspondant à la figure IV.26

$n_d$	$\nu$	$f_{s_{ecc}h2}$ [Hz]
0	1	624,70
0	3	669,33
0	7	758,58
0	13	892,47

**Tableau IV.4.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration correspondant à la figure IV.27



**Figure IV.27.** *Spectre du courant statorique sur [620 Hz ; 920 Hz] (avec l'alimentation en boucle ouverte).*

Comme on l'a vu en simulation (§.II.3.1), pour s'assurer de l'état d'excentration de la machine, il est recommandé de vérifier la présence des harmoniques à haute fréquence provenant de l'interaction de l'excentration et de l'encoche rotorique. On parvient plus aisément à discerner les raies spectrales dues aux défauts de celles générées par des bruits dus à d'autres phénomènes physiques et à la mesure.

Sur la figure IV.27, nous avons représenté le contenu spectral, normalisé en amplitude du courant statorique sur la plage fréquentielle [620 Hz ; 920 Hz]. De la relation (I.165), nous avons regroupé les raies correspondant aux défauts dans le tableau IV.4 dans l'objectif de comparer les fréquences de défaut pré-calculées et celles qui sont présentes sur le spectre.

Une fois encore, les amplitudes des raies correspondant aux fréquences 624,70 Hz, 669,33 Hz, 892,47 Hz ( $\nu = 1, 3, 13$ ) sont suffisamment élevées en amplitude, de sorte qu'elles sont bel et bien exploitables pour la surveillance permanente de l'évolution de l'état d'excentration de la machine. Ces harmoniques résultent de l'interaction de ceux temporels de rang 1, 3, 13 du courant statorique avec les termes d'inductances donnés par la relation (I.119). On peut remarquer également une parfaite cohérence entre les informations données par la figure IV.27 et le tableau IV.4 avec celles issues de la figure II.33 et du tableau II.4 dans la partie simulation (§.II.3.1). Ces constatations nous permettent de confirmer sans aucun doute de la validité du modèle des inductances proposé par les relations (I.157), (I.160) et (I.161).

Sur le plan théorique, l'harmonique du courant de rang 3 est inexistant parce que les deux neutres de deux étoiles sont isolés entre eux et ne sont reliés à aucun autre point du circuit de puissance. Sa présence s'explique néanmoins par une dissymétrie de construction des enroulements statoriques. L'excentration introduit également des dissymétries, certes supplémentaires au niveau des inductances statoriques et

rotoriques, ce qui engendre des raies à  $\nu = 3$  [8].

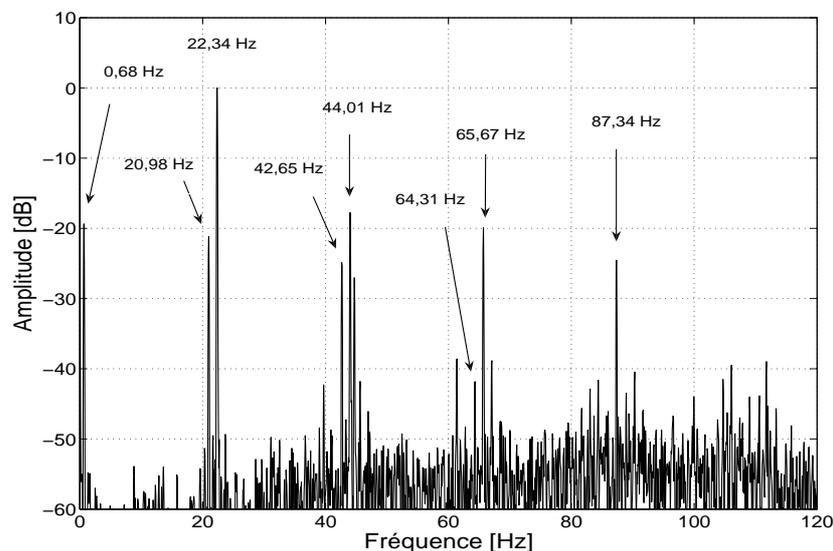
Comme le montre la figure IV.27, on observe une raie correspondant à  $\nu = 5$  avec une amplitude très faible. Cela signifie que l'amplitude de l'harmonique de rang 5 du courant statorique est assez faible si bien que son interaction avec les termes de l'inductance dus à l'excentration et à l'encochage devient aussi très faible.

Ceci met fin pour le cas d'une alimentation en boucle ouverte. Abordons dès à présent le cas où le moteur asynchrone est utilisé en présence d'un contrôle vectoriel.

#### IV.5.2. Cas d'une alimentation en contrôle vectoriel

Dans ce paragraphe, nous allons effectuer une analyse de la détection d'un problème d'excentration du rotor d'une machine asynchrone-double étoile alimentée en contrôle vectoriel. Comme en simulation, le spectre du courant statorique ainsi que des signaux issus des variables internes à la commande, seront analysés pour le diagnostic du défaut.

##### IV.5.2.1. Analyse du courant statorique

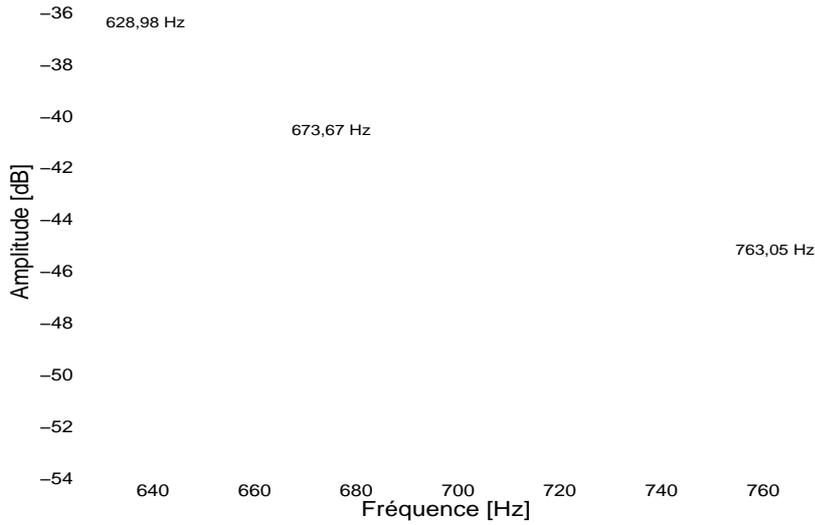


**Figure IV.28.** Spectre normalisé du courant statorique sur [0 Hz ; 120 Hz] (alimentation en contrôle vectoriel).

Dans cette section, nous analysons la faisabilité de la détection d'un problème d'excentration de la machine double-étoile alimentée sous contrôle vectoriel. Comme dans l'alimentation en commande scalaire et dans la partie simulation (§.II.3.2), la machine fonctionne avec une charge de 25% du couple

Fréquence	$f_{s_{ecc1}}$ [Hz]
$ f_s - f_r $	0,68
$ f_s + f_r $	44,01
$ f_s - 2f_r $	20,98
$ f_s + 2f_r $	65,67
$ f_s - 3f_r $	42,65
$ f_s + 3f_r $	87,34
$ f_s - 4f_r $	64,31

**Tableau IV.5.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration correspondant à la figure IV.28



**Figure IV.29.** Spectre normalisé du courant statorique sur [620 Hz, 920 Hz] (alimentation en contrôle vectoriel).

$n_d$	$\nu$	$f_{s_{ecc2}}$ [Hz]
0	1	628.98
0	3	673.67
0	7	763.05

**Tableau IV.6.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration correspondant à la figure IV.29

nominal, la vitesse de référence est fixée à 1300 tours/min. On choisit la référence du courant direct égale à  $i_{sd}^* = 1,2$  A.

Pour le cas où  $\nu = 1$ , le spectre du courant statorique sur [0 Hz ; 120 Hz] est reporté sur la figure IV.28. Les valeurs numériques des fréquences de défaut correspondant sont récapitulées dans tableau IV.5. Nous constatons aisément que même en boucle fermée, les raies d'excentration apparaissent une nouvelle fois dans le contenu spectral du courant statorique et qu'elles sont bien discernables les unes des autres. Rappelons à cet effet que le rôle d'un régulateur est de garantir la stabilité du procédé asservi tout en éliminant l'erreur en régime permanent. Celui-ci a une bande passante relativement faible vis-à-vis des fréquences d'excentration si bien qu'il ne parvient pas à éliminer ces harmoniques que nous considérons comme des perturbations.

Ceci nous amène à suggérer l'exploitation de ces harmoniques comme un moyen de diagnostic d'excentration.

Comme en boucle ouverte, il est important de localiser les raies provenant de l'interaction de l'excentration et de l'encochage rotorique pour obtenir plus d'informations sur l'état d'excentration de la machine. Nous avons représenté sur la figure IV.29 le spectre du courant statorique. Les valeurs des fréquences des harmoniques de défaut sont récapitulées dans le tableau IV.6. On observe une nouvelle fois que les raies associées aux fréquences 628,98 Hz et 673,67 Hz ( $\nu = 1, 3$ ) ont des amplitudes détectables au sens où elles ont émergé du contenu spectral et qu'elles seront par conséquent utiles pour faire un diagnostic. Contrairement aux constats en boucle ouverte, la raie pour  $\nu = 13$  devient indétectable. La raie associée à  $\nu = 7$  est à peine observable du fait de sa très faible amplitude.

#### IV.5.2.2. *Analyse des courants de Park*

Bien qu'en simulation, nous avons conclu que des raies dues aux défauts apparaissent également dans les courants de Park (§.II.3.2.2), nous proposons de vérifier la véracité de nos propositions. C'est-à-dire que des essais expérimentaux seront effectués dans le but d'analyser les courants direct et quadrature en vue de faire un diagnostic de l'état d'excentration du moteur électrique.

##### IV.5.2.2.1. **Utilisation du courant direct**

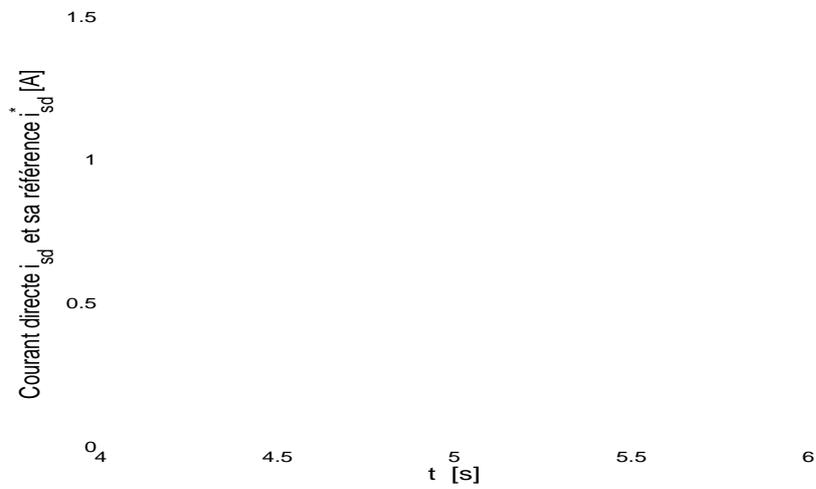
Sur la figure IV.30, nous avons représenté le courant direct  $i_{sd}$  pour une machine excentrée. En plus des bruits de mesure, des oscillations supplémentaires dues aux défauts y sont décelées. Cette constatation est en parfait accord avec les résultats établis en simulation (§.II.3.2.2.1, figure II.37), ces deux figures sont cohérentes même s'il y a plus de bruits dans les signaux issus de l'expérimentation.

La figure IV.31 montre le contenu spectral du courant direct  $i_{sd}$ . A partir de la relation (II.79), nous avons récapitulé dans le tableau IV.7 les valeurs numériques des signatures d'excentration à basse fréquence. Nous observons une nouvelle fois que ces harmoniques sont faciles à détecter car leur amplitude est assez élevée de sorte qu'ils peuvent servir de moyen de diagnostic.

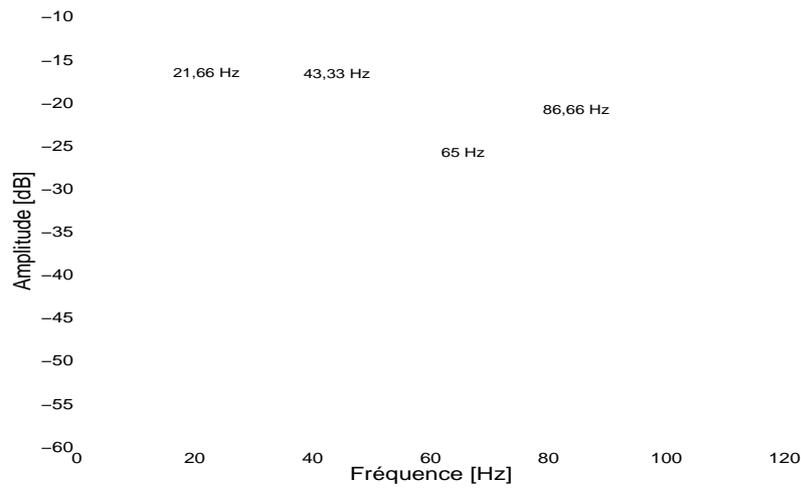
La figure IV.32 représente le contenu spectral du courant direct à haute fréquence. Le tableau IV.7 montre les fréquences liées à l'interaction de l'excentration et des effets d'encochage. La fréquence de défaut 673,67 Hz ( $\nu = 3$ ) s'avère la plus facile à détecter grâce à son amplitude assez élevée.

Ces résultats sont aussi en accord avec ceux de la simulation. Nous pouvons par conséquent conclure que le courant direct offre également des raies permettant d'analyser l'état d'excentration du moteur.

Ceci met fin à cette section et nous proposons d'aborder l'analyse du contenu spectral du courant en quadrature.



**Figure IV.30.** Régime permanent du courant direct  $i_{sd}$ , avec  $i_{sd}^* = 1,2A$ .



**Figure IV.31.** Spectre normalisé du courant la composante direct du courant statorique  $i_{sd}$  sur  $[0 \text{ Hz}; 120 \text{ Hz}]$ .

Fréquences	$f_{s_{ecc}h1}$ [Hz]
$f_r$	21.66
$2f_r$	43.33
$3f_r$	65
$4f_r$	86.66

**Tableau IV.7.** Valeurs numériques des fréquences d'excentration correspondant à la figure IV.31.

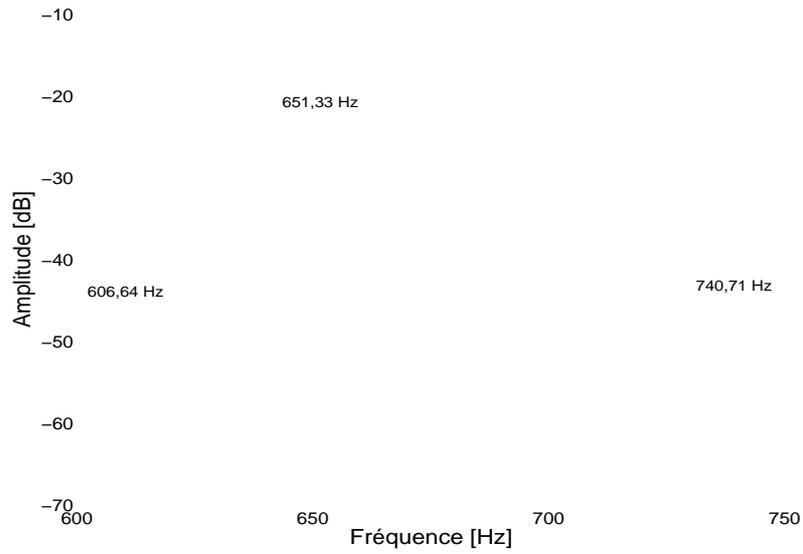


Figure IV.32. Spectre du courant direct  $i_{sd}$  sur [600 Hz ; 750 Hz]

$n_d$	$\nu$	$f_{s_{ecc}2}$ [Hz]
0	1	606.64
0	3	651.33
0	7	740.71

Tableau IV.8. Valeurs numériques des fréquences d'excentration correspondant à la figure IV.32.

#### IV.5.2.2.2. Utilisation du courant en quadrature

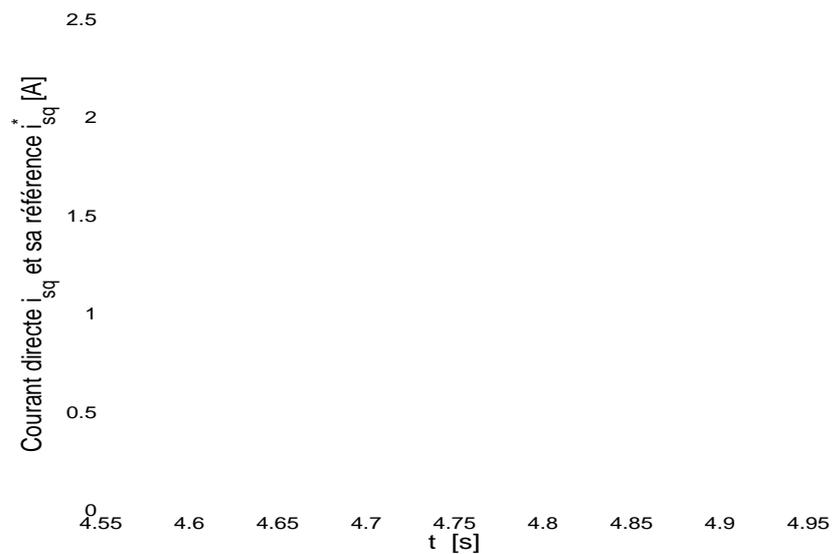


Figure IV.33. Régime permanent du courant en quadrature  $i_{sq}$  (noir) et sa référence  $i_{sq}^*$  (rouge).

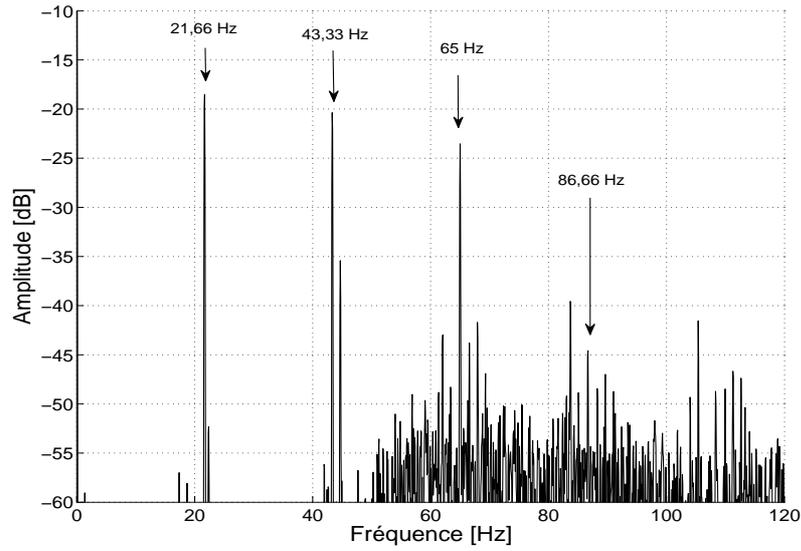


Figure IV.34. Spectre du courant en quadrature  $i_{sq}$  sur [0 Hz ; 120 Hz].

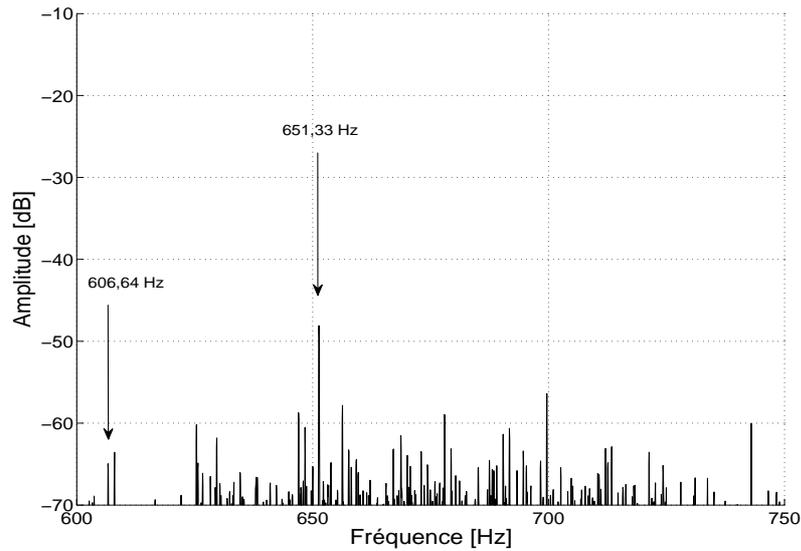


Figure IV.35. Spectre du courant en quadrature  $i_{sq}$  sur [600 Hz ; 750 Hz].

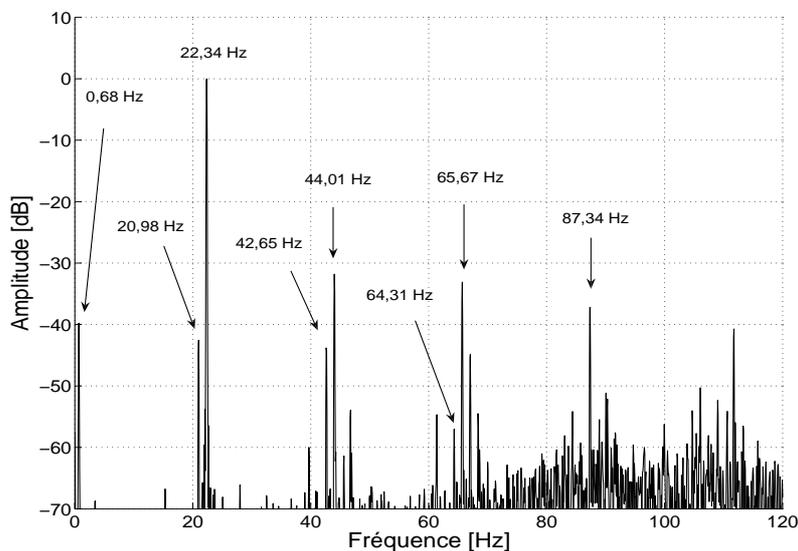
La figure IV.33 représente la dynamique du courant en quadrature lorsque la machine est excentrée. On observe que le courant de référence  $i_{sq}^*$  est également ondulé en raison des oscillations de la vitesse dont l'excentration est en partie à l'origine. Le courant réel  $i_{sq}$  parvient tout de même à poursuivre assez fidèlement le rythme cadencé de  $i_{sq}^*$ .

Les spectres du courant  $i_{sq}$  illustrés sur les figures IV.34 et IV.35 montrent les raies de défaut vues dans le courant direct  $i_{sd}$  (figures IV.31, IV.32, tableaux IV.7, IV.8) hormis l'harmonique de fréquence 740,71 Hz qui devient indétectable dans le courant  $i_{sq}$ . Cette parfaite ressemblance s'explique par le fait

que les signatures de défaut dans les courants de phase sont transmises dans les courants de Park par les capteurs de courant et par les transformations de Concordia et de Park.

On peut donc conclure que la surveillance ou le monitoring peut se faire en ne surveillant que l'un des courants  $i_{sd}$  ou  $i_{sq}$ . Les informations obtenues sont identiques et conduiront à la même conclusion sur l'état de santé du moteur électrique. Néanmoins, en vue d'une redondance, l'analyse de ces deux signaux sera alors recommandée.

#### IV.5.2.3. Analyse des tensions de référence

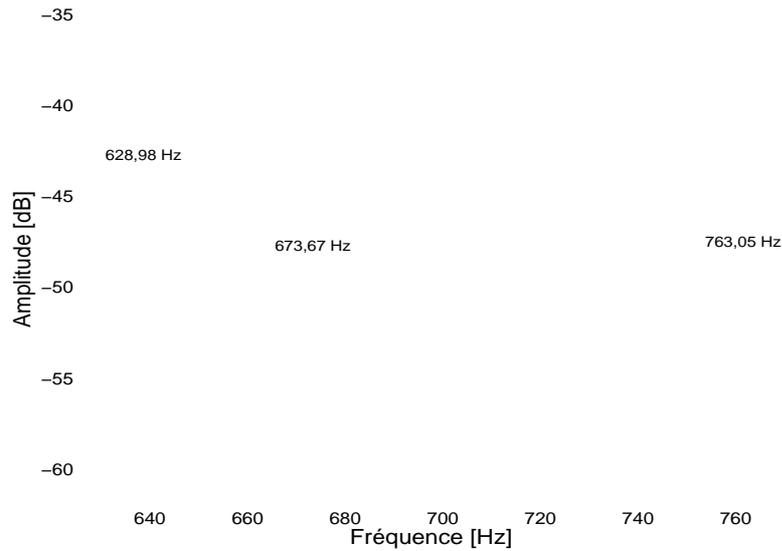


**Figure IV.36.** Spectre de la tension de référence sur [0 Hz ; 120 Hz].

Nous avons observé en simulation que le régulateur de courant atténue les harmoniques de défaut malgré sa faible bande passante. Les signatures de défaut sont donc transmises dans les six tensions de référence envoyée à la MLI.

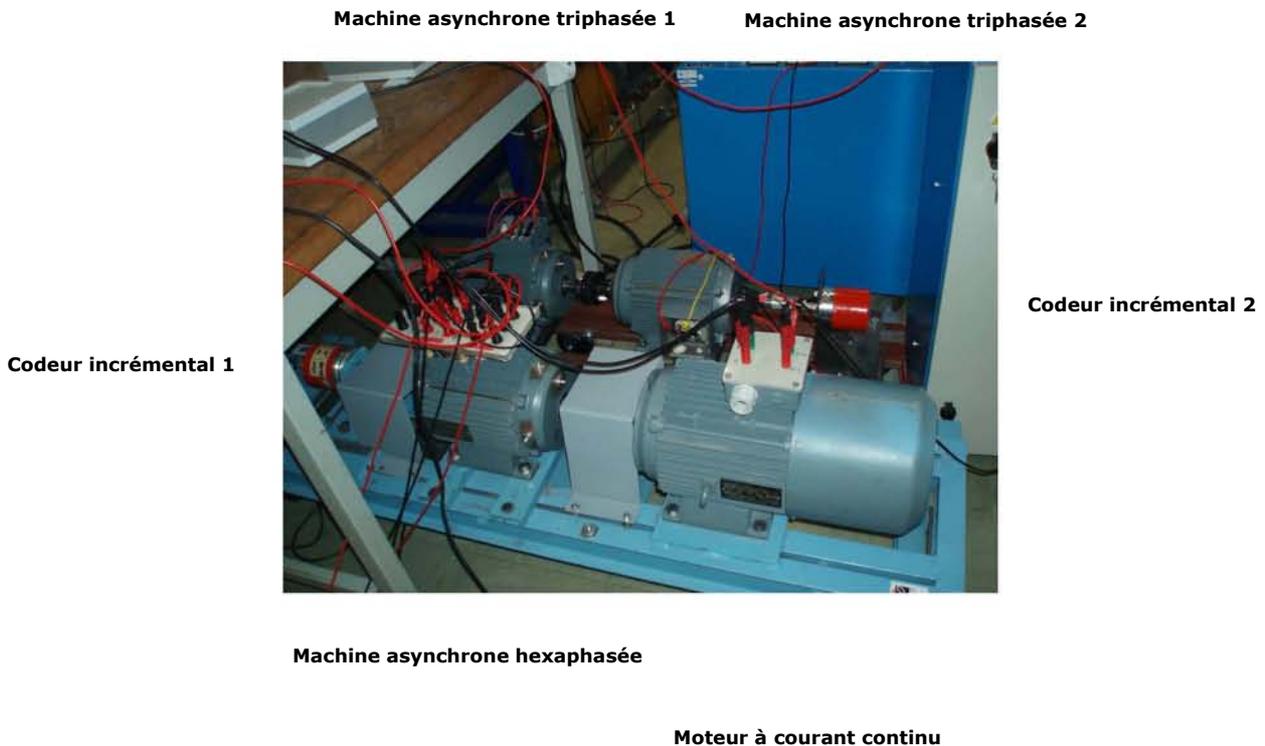
Les figures (IV.36) et (IV.37) représentent le contenu spectral de la tension de référence dans les domaines de basse fréquence et de haute fréquence.

En les comparant avec ceux issus figures (IV.28), (IV.29) et les tableaux IV.5, IV.6, nous pouvons conclure avec certitude les harmoniques de défaut détectés dans le courant de phase sont également visibles dans la tension de référence. Nous pouvons donc exploiter ce signal à des fins de détection de défaut.



**Figure IV.37.** *Spectre de la tension de référence sur [620 Hz; 920 Hz].*

#### IV.6. Commande de deux machines en série



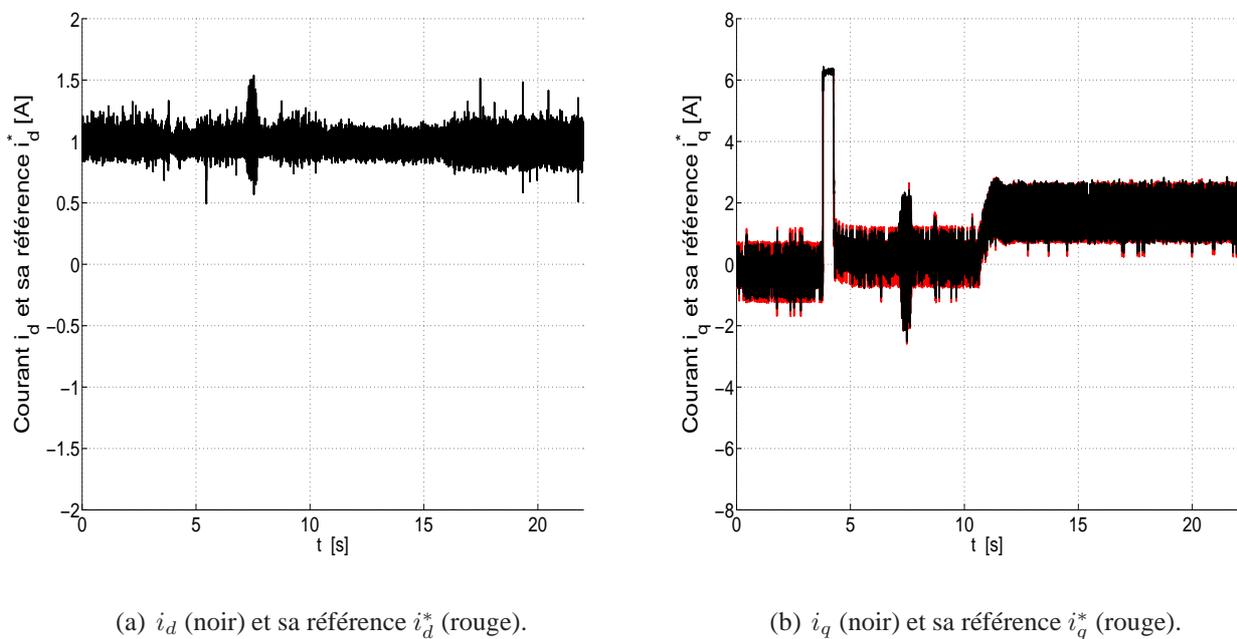
**Figure IV.38.** *Photo de la mise en série des deux machines*

Dans ce paragraphe, nous analysons les résultats expérimentaux issus de la commande vectorielle de deux machines connectées électriquement en série. Les caractéristiques de la machine asynchrone triphasée sont reportées dans l'annexe II. Nous implantons sur le DSP l'algorithme de commande établi au

paragraphe III.4. A défaut d'une deuxième machine à courant continu, la machine asynchrone triphasée est couplée à une autre que l'on excite par la deuxième source continue mentionnée avant. La figure IV.38 représente la mise en série de deux machines.

Dans un premier temps, on analysera les résultats lorsque des contrôleurs IP et PI sont mis en œuvre. Dans un deuxième temps, on établira les résultats correspondant à l'utilisation des régulateurs du type RST.

#### IV.6.1. Utilisation des régulateurs PI et IP

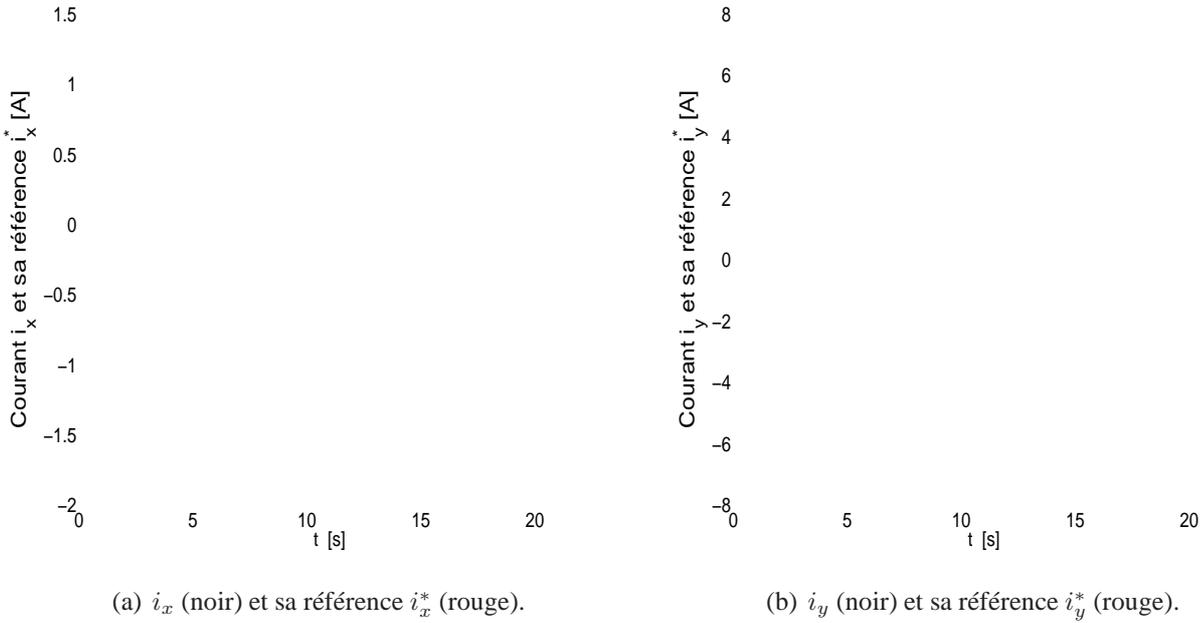


**Figure IV.39.** Composantes d'axes  $d$  et  $q$  du courant délivré par l'onduleur.

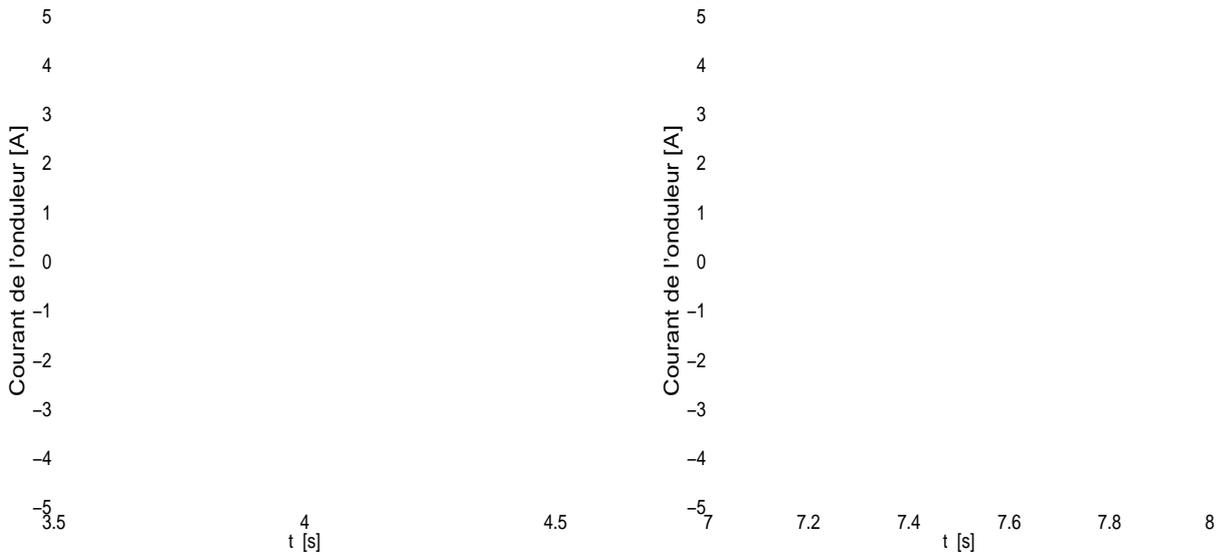
Cette section est consacrée à l'utilisation des régulateurs IP (pour les vitesses) et PI (pour les courants).

Comme en simulation (§.III.5.1), les références des courants directs seront  $i_{sd1}^* = 1$  A et  $i_{sd2}^* = 1$  A. La tension du bus continu est fixée à 500 V.

Initialement, les références de vitesse de deux machines sont respectivement -800 tours/min pour le moteur hexaphasé et -600 tours/min pour le moteur triphasé. A l'instant  $t = 3,79$  s, on procède à l'inversion de vitesse de la machine hexaphasée à 800 tours/min (cf.figure IV.44(a)). Les figures IV.39(a) et IV.39(b) représentent les courants d'axes  $d$  et  $q$  de l'onduleur mais aussi ceux du moteur hexaphasé.



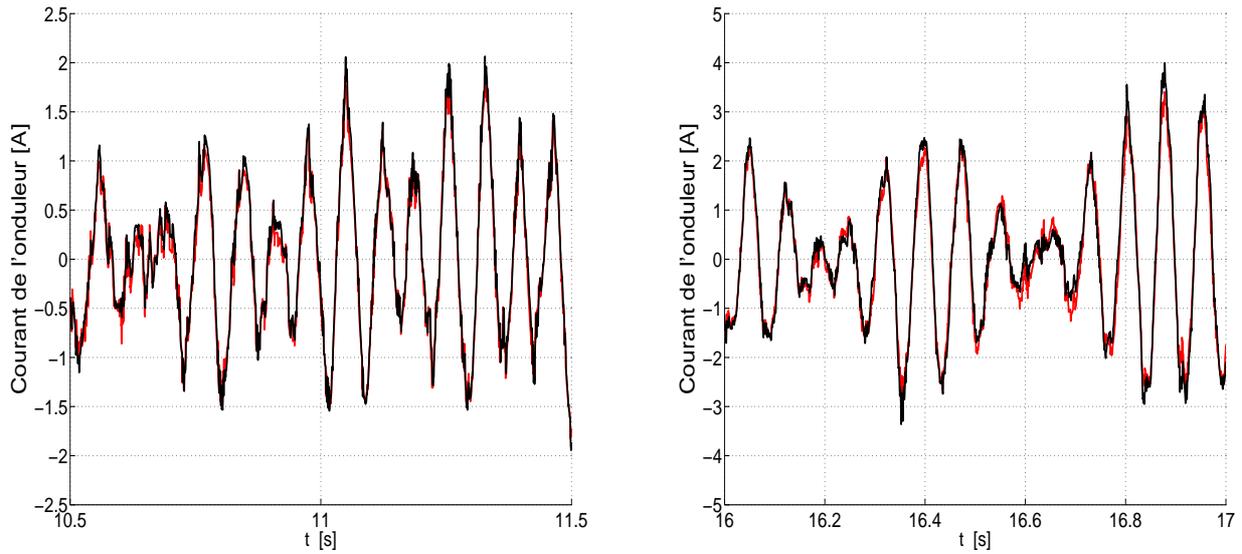
**Figure IV.40.** Composantes d'axes  $x$  et  $y$  du courant délivré par l'onduleur.



**Figure IV.41.** Dynamique du courant de l'onduleur lors des inversions de vitesses.

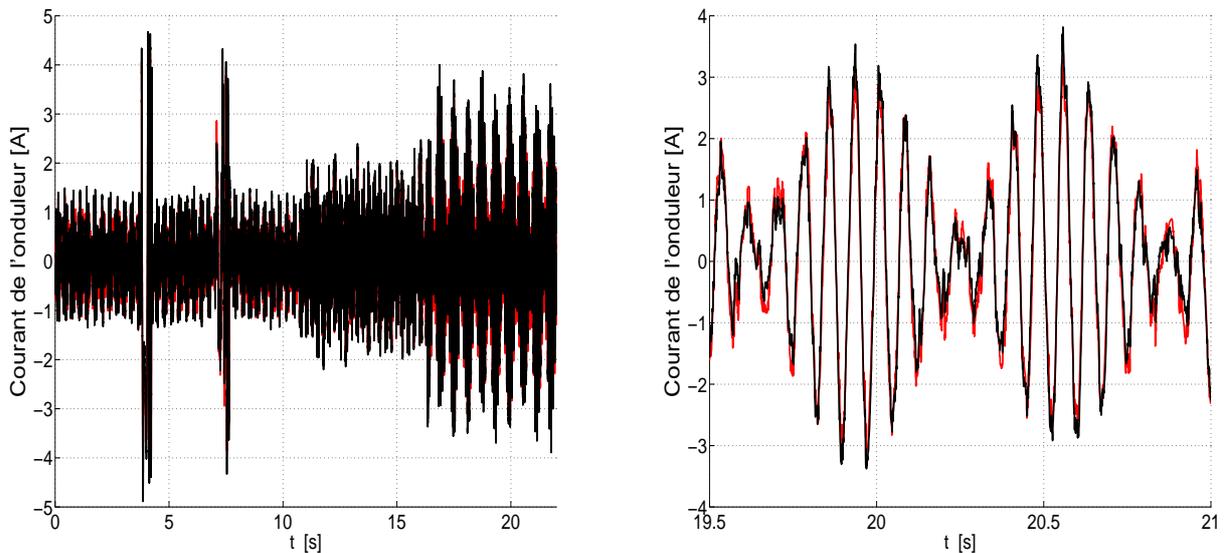
Les figures IV.40(a) et IV.40(b) représentent les courants d'axes  $x$  et  $y$  de l'onduleurs mais aussi les courants de Park de la machine triphasée (à  $1/\sqrt{2}$  près).

Ces figures confirment que le régime transitoire electro-mécanique dû au changement de vitesse de la machine hexaphasée se répercute seulement sur les courants d'axes  $d$  et  $q$  de l'onduleur, les courants d'axes  $x$  et  $y$  sont inertes. Par conséquent, comme en simulation et en prévisions théoriques, les deux



(a) Courant de l'onduleur lors de la mise en charge de la machine six-phases : courant réel (noir), référence (rouge). (b) Courant de l'onduleur lors de la mise en charge de la machine triphasée : courant réel (noir), référence (rouge).

**Figure IV.42.** Dynamique du courant de l'onduleur lors des mises en charges des machines.



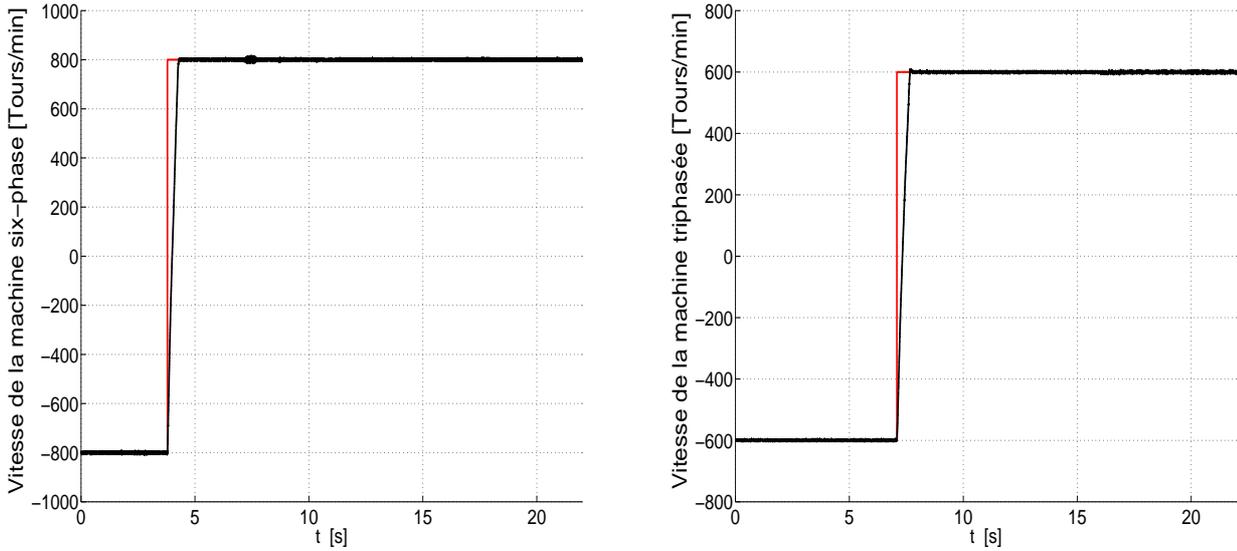
(a) Vue globale du courant de l'onduleur.

(b) Régime permanent du courant de l'onduleur.

**Figure IV.43.** Allure du courant délivré par l'onduleur.

systèmes d'axe sont découplés l'un de l'autre, c'est-à-dire, les deux machines sont électriquement découplées l'une de l'autre. La figure IV.41(a) nous informe sur le rôle des régulateurs de courant qui réagissent convenablement pour éliminer cette perturbation électrique.

La figure IV.44(b) représente la dynamique de la vitesse de la machine triphasée. Elle montre une nouvelle fois que les deux machines contrôlées indépendamment l'une de l'autre, en effet, la vitesse de



(a) Dynamique de la vitesse de la machine six-phases. (b) Dynamique de la vitesse de la machine triphasée.

**Figure IV.44.** Réponses des vitesses mécaniques de deux machines.

rotation de la machine triphasée n'est pas affectée par le régime transitoire.

A l'instant  $t = 7$  s, nous procédons à l'inversion de la vitesse de la machine triphasée de -600 à 600 tours/min. Comme le montrent les figures IV.40(a) et IV.40(b), la régulation de courant de la machine triphasée se fait au moyen des courants d'axes  $x$  et  $y$ . Le système d'axes  $(x, y)$  est parfaitement découplé de  $(d, q)$  malgré des bruits de faible amplitude. Comme on le voit sur les figures IV.41(b) et IV.44(b), les régulateurs de courant et de vitesse de la machine triphasée réagissent au mieux pour éliminer rapidement cette perturbation.

Pour appuyer plus nos propos, nous observons sur la figure IV.44(a) que ce transitoire dans le moteur triphasé n'affecte aucunement sur la dynamique du moteur hexphasé.

A l'instant  $t = 10,6$  s, on procède à la mise en charge du moteur hexphasé (20% du couple nominal) (cf.figure IV.39(b)). Nous observons de nouveau que le découplage entre les deux moteurs est réel. Les régulateurs de courant et de vitesse du premier moteur répondent avec excellence pour éliminer cette perturbation électromécanique sans que le fonctionnement électromécanique du second moteur soit affecté ( se reporter aux figures IV.42(a), IV.44(a)).

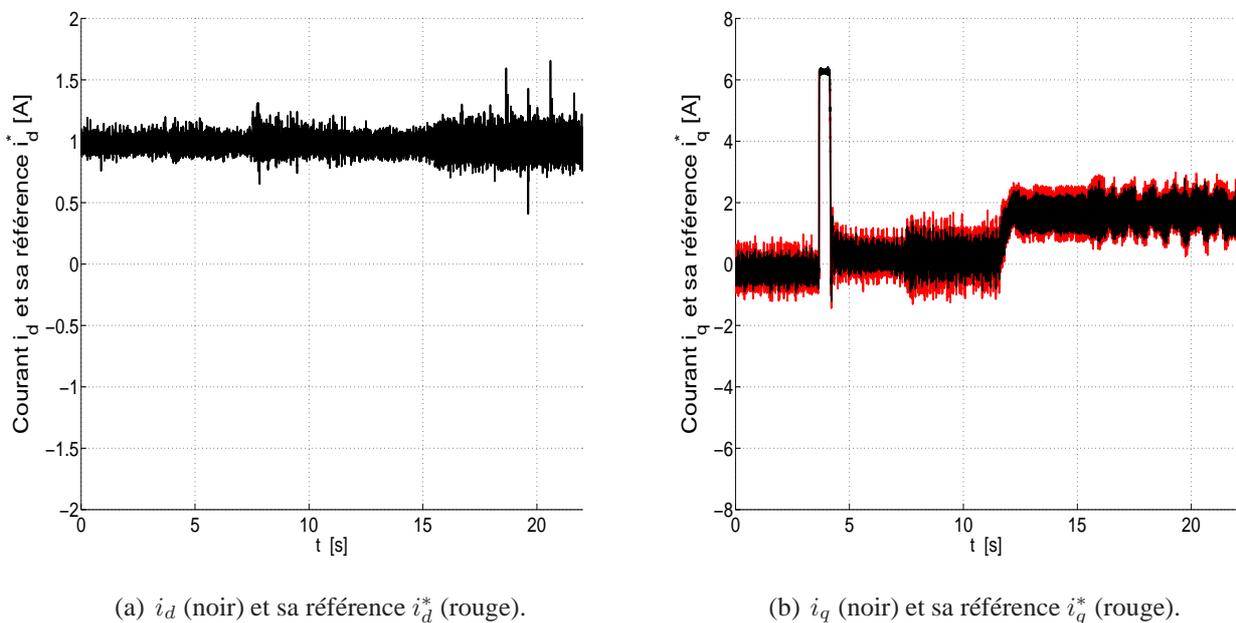
Enfin, aux alentours de l'instant  $t = 15,75$  s, on procède à la mise en charge du moteur triphasé (24% du couple nominal). Nous notons encore la véracité du découplage de la commande de deux moteurs. Les régulateurs de courant et de vitesse de la machine à induction triphasée réagissent correctement au mieux pour aboutir immédiatement à un régime permanent (figures IV.42(b), IV.44(b)).

Les figures IV.43(a), IV.43(b) représentent respectivement les formes d'onde globale et en régime

permanent du courant débité par les convertisseurs. On peut noter une étroite ressemblance avec les formes d'onde vues dans la simulation (cf. figures III.5(a), III.5(b)).

Il faut noter qu'avec les mêmes courants de magnétisation, les mêmes vitesses de référence pour les deux moteurs, la même tension du bus continu et les mêmes niveaux de charge, nous observons une cohérence quasi-parfaite entre les résultats de simulation et expérimentaux.

#### IV.6.2. Utilisation du régulateur RST



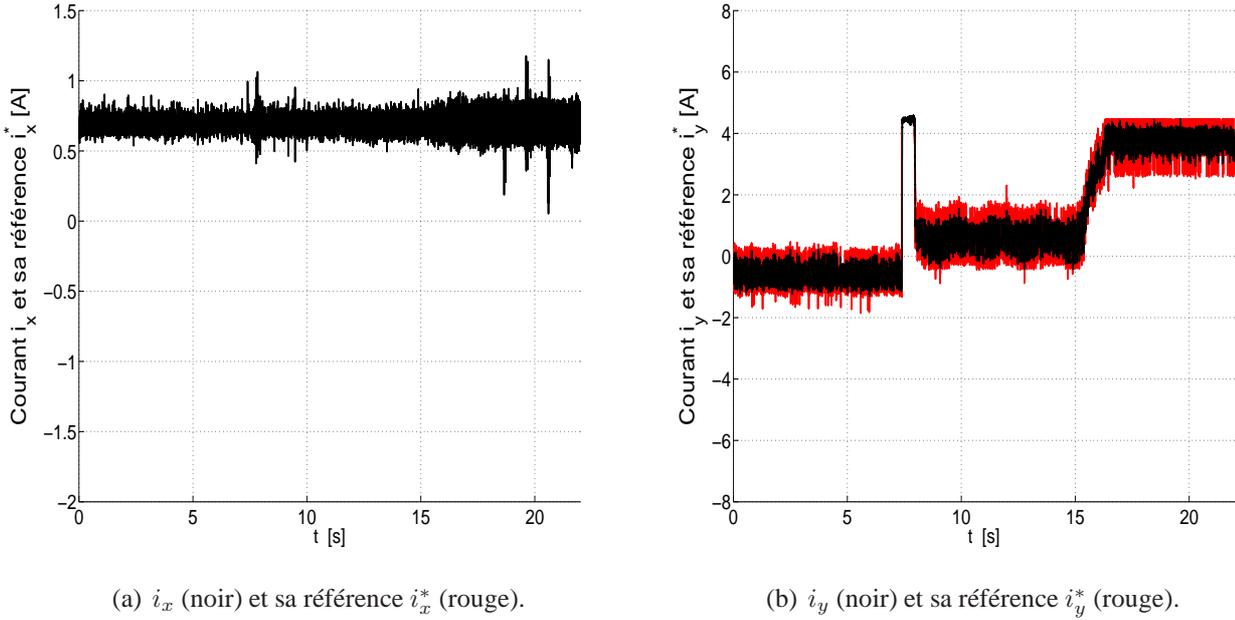
**Figure IV.45.** Composantes d'axes  $d$  et  $q$  du courant délivré par l'onduleur.

Nous gardons les mêmes conditions utilisées en simulation (§.III.5.2) : les références des courants directs seront respectivement  $i_{sd1}^* = 1$  A et  $i_{sd2}^* = 1$  A. La tension du bus continu est de 500 V.

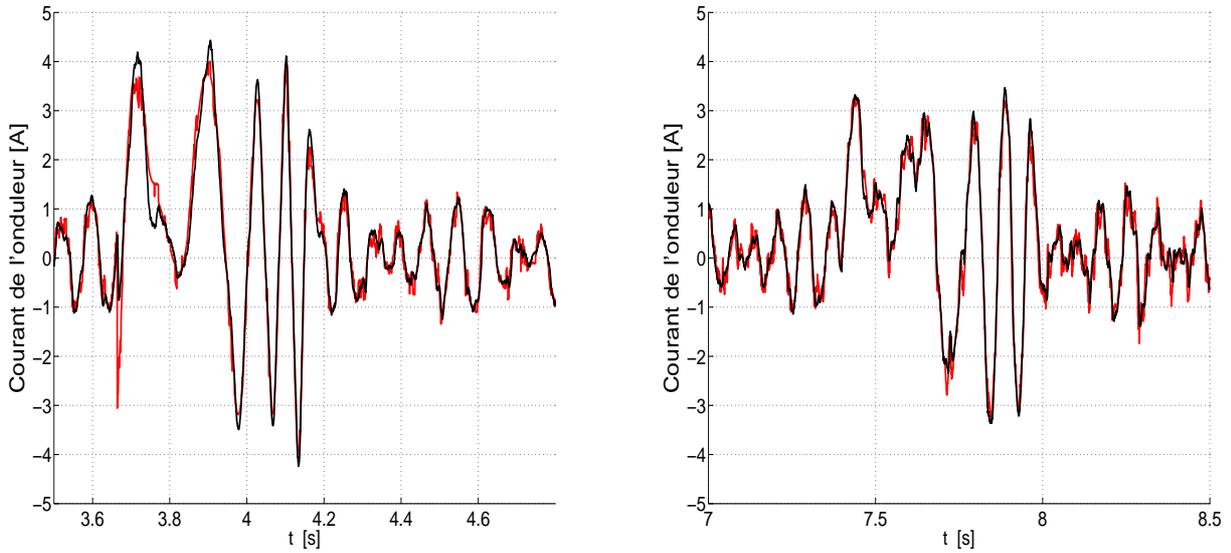
Initialement, les deux moteurs sont entraînés avec les vitesses respectives de -800 tours/min et -600 tours/min. Comme en simulation, l'inversion de vitesse de la machine hexaphasée s'opère à  $t = 3,67$  s alors que celle du moteur triphasée s'effectue à l'instant  $t = 7,40$  s.

Outre que l'indépendance des contrôles de courant de deux moteurs, les figures IV.45(a), IV.45(b), IV.46(a), IV.45(a), IV.47(a), et IV.47(a) nous indiquent que l'on obtient une bonne performance des régulateurs de courant en dépit de ce deux perturbations électromécaniques.

Nous remarquons également que les deux régulateurs de vitesse agissent d'une manière aussi convenable qu'en simulation. Nous obtenons des temps de réponse rapides presque identiques en simulation et expérimentation (cf. figures III.13(a), III.13(b), IV.50(a), IV.50(b)).

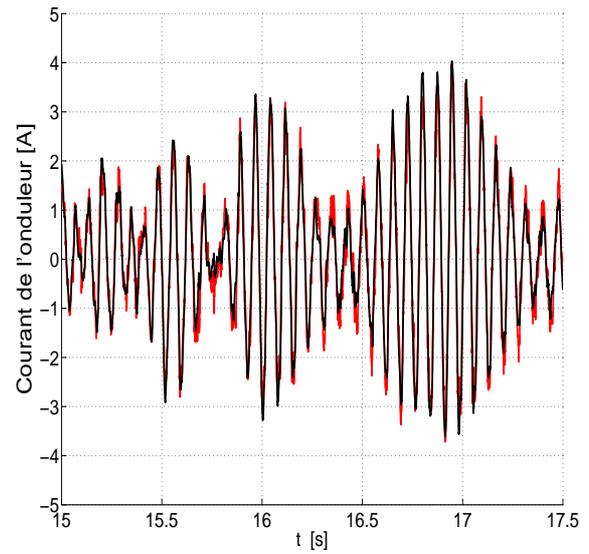
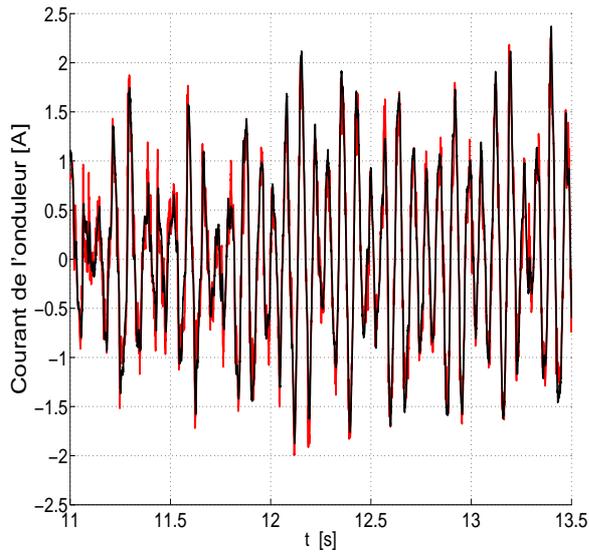


**Figure IV.46.** Composantes d'axes  $x$  et  $y$  du courant délivré par l'onduleur.



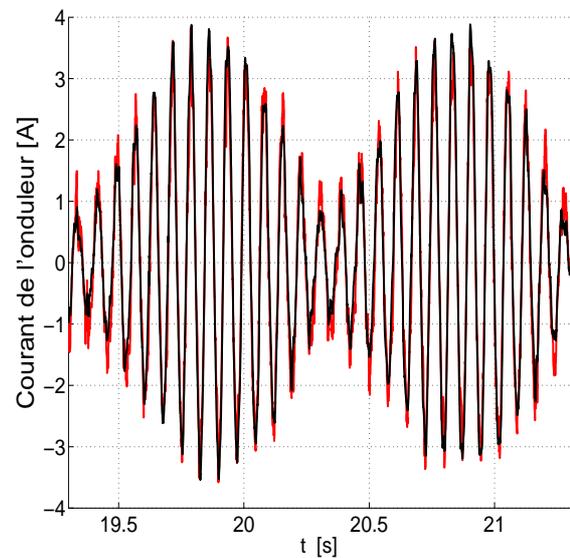
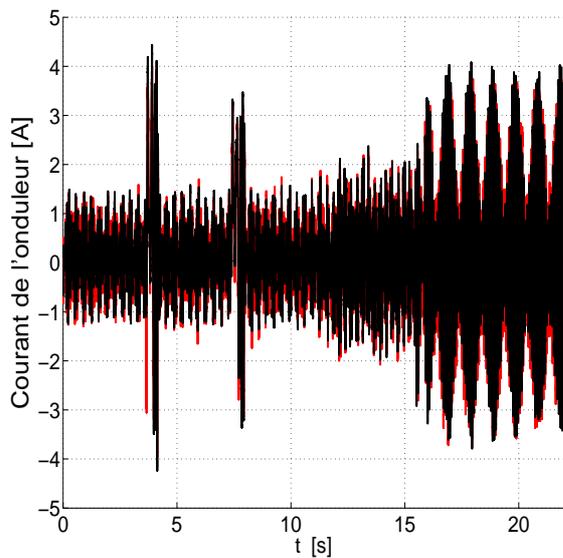
**Figure IV.47.** Dynamique du courant de l'onduleur lors des inversions de vitesses.

Les deux machines sont chargées respectivement aux instants  $t = 11,60$  s et  $t = 15,30$  s avec des niveaux de 20% et de 28% de leurs couples nominaux. A partir des figures IV.48(a), IV.48(b), IV.50(a) et IV.50(b), nous constatons une nouvelle fois le rejet des perturbations. Les formes d'onde de courant ressemblent avec celles prédites par la simulation.



(a) Courant de l'onduleur lors de la mise en charge de la machine six-phasés : courant réel (noir), référence (rouge). (b) Courant de l'onduleur lors de la mise en charge de la machine triphasée : courant réel (noir), référence (rouge).

**Figure IV.48.** *Dynamique du courant de l'onduleur lors des mises en charges des machines.*



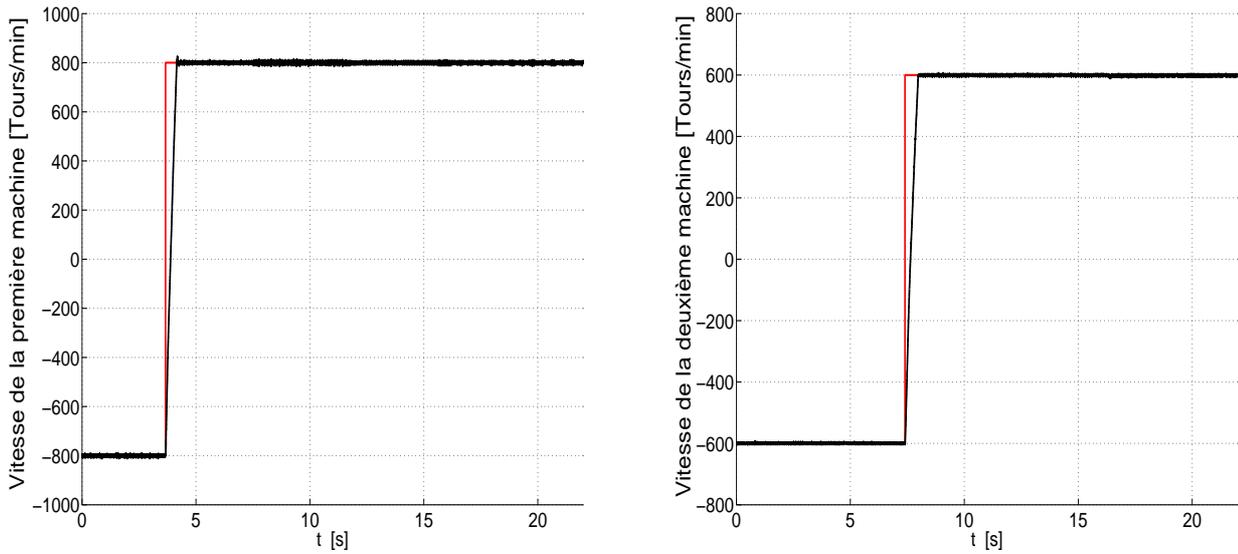
(a) Vue globale du courant de l'onduleur.

(b) Régime permanent du courant de l'onduleur.

**Figure IV.49.** *Allure du courant délivré par l'onduleur.*

## IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu aborder des tests expérimentaux. L'analyse de la détection de défaut pour une machine alimentée par le réseau triphasé confirme la prévision théorique des fréquences de défaut effectuée dans le premier chapitre.



(a) Dynamique de la vitesse de la machine six-phase.

(b) Dynamique de la vitesse de la machine triphasée.

**Figure IV.50.** Réponses des vitesses mécaniques de deux machines.

Dans les applications industrielles, la machine double-étoile est plutôt alimentée par un onduleur de tension. Nous avons par conséquent été amené à effectuer l'implantation de la commande vectorielle par DSP. Nous avons testé avec succès les deux méthodes qui consistent à utiliser, soit de la transformation de Park hexaphasée, soit de la transformation de Park triphasée sur chaque étoile. Les résultats issus de la simulation ont été en cohérence avec ceux de la pratique.

Nous avons également testé expérimentalement une méthode de commande en régime dégradé d'onduleur. Dans cette méthode, la phase dont le bras d'onduleur triphasé est défectueux a été connectée à une autre sortie de l'onduleur triphasé dont les trois bras sont sains. Nous avons pu observer que l'on peut également utiliser, soit la transformation de Park hexaphasée, soit celle triphasée pour la commande en régime dégradé d'alimentation. Grâce à l'algorithme de commande en défaut, les six courants de phase sont quasi-équilibrés comme il a été prévu en simulation. Les légers déséquilibre proviennent des diverses dissymétries de construction au sein de la machine mais aussi d'une faible dispersion des gains des capteurs de courant. Une faible incertitude de l'angle  $\alpha$  entre les deux étoiles pourrait aussi en être l'origine. La vitesse admet une poursuite et une dynamique très satisfaisantes même en régime transitoire.

Nous avons aussi analysé expérimentalement la détection d'un problème d'excentration rotorique d'une machine double-étoile alimentée par un onduleur. Nous avons distingué les cas d'une alimentation par commandes scalaire et vectorielle. Lorsque la machine est alimentée en commande scalaire, seuls les courants statoriques contiennent les signatures de défaut. Dans le cas d'une alimentation en contrôle vectoriel, les variables de commande telles que les courants direct et quadrature, la tension de référence

sont également affectées par les harmoniques de défaut. Elles peuvent donc servir aussi d'outils de surveillance de l'état d'excentration du moteur.

En dernière partie, nous avons implanté expérimentalement la commande de deux machines en série. Nous avons considéré les cas des régulateurs IP et PI, d'une part et RST d'autre part. Dans les deux cas, nous avons observé que les deux machines sont réellement découplées électriquement et mécaniquement. La commande découplée est insensible aux différents bruits existant dans le système réel. Le fait que deux types de contrôleur ont pu être implantés avec succès confirme l'insensibilité de la commande découplée.

Les formes d'ondes et les dynamiques des courants, les réponses des vitesses de deux moteurs sont en parfait accord avec celles de la simulation.



## Chapitre V

# CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

La machine asynchrone tient une place très importante dans le monde industriel d'aujourd'hui grâce à sa robustesse et à sa simplicité de construction. Actuellement, la structure polyphasée intéresse aussi bien le monde de la recherche que celui de l'industrie car, bien que plus coûteuse que la structure triphasée, elle présente plus de fiabilité et offre plus d'options pour la réalisation d'une commande tolérant les défauts d'ordre électrique (au niveau du moteur ou de l'onduleur de tension).

Nous avons présenté un travail axé sur le diagnostic et la commande d'une machine présentant un défaut d'excentration ou d'alimentation.

Nous avons tout d'abord proposé des modèles de la machine en cas d'excentration. Il existe trois types d'excentration, à savoir l'excentration statique, l'excentration dynamique et enfin l'excentration mixte qui est la combinaison des deux premières. Dans la plupart des machines tournantes, le défaut apparaît plutôt sous la forme mixte.

Pour effectuer la modélisation, nous avons choisi une approche analytique, seul moyen de caractériser les fréquences de défaut nécessaires au diagnostic. Elle est fondée sur la formulation d'une expression générale du champ magnétique de la machine excentrée, qui permet d'établir des expressions généralisées des différentes inductances de la machine. L'expression analytique de celles-ci dépend de la l'évaluation de la fonction perméance.

Dans un premier temps, nous avons simplement évalué celle-ci dans un moteur excentré en tenant compte des harmoniques de bobinage mais en négligeant les effets d'encoques. Nous avons testé trois méthodes d'approximation qui donnent toutes des résultats très voisins et nous avons donc retenu par la suite la méthode usuelle d'approximation.

Dans un deuxième temps, nous avons évalué la fonction perméance en tenant compte aussi des effets d'encoche. Vu les résultats précédents, nous nous sommes limité à une seule méthode d'approximation.

L'encoche fait apparaître des fréquences supplémentaires dans les inductances.

Ces modèles permettent de prédire analytiquement les fréquences associées aux harmoniques de défaut qui apparaissent dans les courants. Ces fréquences peuvent servir d'outils de surveillance permanente de ce défaut.

Ces harmoniques sont sources de bruits et de perturbations du couple électromagnétique. La combinaison de ces perturbations avec l'excentration fait à son tour naître d'autres bruits et d'autres harmoniques.

En réalité, les encoches statoriques et rotoriques sont également sources de bruits et d'harmoniques dans les courants statoriques et rotoriques et par conséquent dans le couple électromagnétique. La combinaison de leur effet avec l'excentration fait encore naître d'autres harmoniques et d'autres bruits. La prise en compte de ces effets d'encoches nous a permis d'établir une expression spécifique de la fonction perméance qui nous a conduit à proposer un autre modèle de la machine. Le modèle que nous avons établi permet théoriquement de rendre compte de ces effets.

Nous avons caractérisé deux groupes de signatures de défaut pour chacun des courants statorique et rotorique ; la présence de ces différents marqueurs en fréquences a été vérifiée ensuite par simulation.

Nous nous sommes intéressé aussi à la commande et au diagnostic d'une machine double-étoile alimentée par un onduleur. Le défaut peut se produire au niveau du convertisseur ou au niveau de la machine.

Nous avons traité en premier lieu d'un défaut au niveau de l'onduleur ; ce peut être un défaut de court-circuit ou d'ouverture de circuit. Nous avons choisi une commande vectorielle par orientation indirecte du flux rotorique pour commander notre machine en régime de défaut. Il existe deux algorithmes de commande. Le premier utilise directement une transformation de Park hexaphasée. Le deuxième consiste à appliquer une transformation de Park triphasée à chacune de deux étoiles, dont les neutres sont isolés.

Nous avons présenté une méthode de détection de défaut basée sur l'erreur entre la tension de référence et la tension du bras d'onduleur. Lorsque cette erreur dépasse un certain seuil pour un bras, alors ce bras est considéré comme défectueux. Dans la pratique, ce seuil dépend du niveau de charge et de la vitesse de la machine.

Pour isoler le bras défaillant et éliminer les effets nuisibles du défaut, nous avons proposé des structures du convertisseur et des méthodes de reconfiguration de l'algorithme de commande. Les résultats de simulation ont prouvé l'efficacité de ces méthodes.

Cette commande en régime dégradé présente une importance vitale pour la continuité de fonction-

nement d'un système embarqué. En effet, la maintenance n'est pas toujours immédiatement possible en cas de défaut.

En deuxième lieu, nous avons analysé la détection de défaut d'excentration dans deux cas de commande : la commande scalaire et la même commande vectorielle que précédemment.

Dans le cas d'une commande scalaire, nous avons pu justifier par simulation les raies résultant de l'interaction des harmoniques temporels avec l'excentration et les effets d'encoches dans le courant statorique. Pour des applications où la machine a souvent le temps d'atteindre un régime stationnaire, les plus marquantes de ces raies peuvent être exploitées pour superviser d'une manière permanente l'évolution de l'excentration.

Dans le cas d'une commande vectorielle, les harmoniques de défaut rencontrés dans la commande scalaire se retrouvent dans le courant statorique. Les régulateurs de courant ne réussissent pas à les supprimer, car leur bande passante n'est pas assez large. Toutefois, nous avons observé que ces harmoniques de défaut se retrouvent également dans les tensions de référence envoyées par la commande via la transformation de Park et les régulateurs numériques. Évidemment, dans les autres variables de contrôle comme les courants d'axes direct et quadrature, on peut prédire des signatures de défaut découlant de celles que l'on a établies dans le premier chapitre. Ces signatures d'excentration peuvent être déduites des raies principales au moyen de la transformation de Park. Les résultats de simulation confirment que ces raies se retrouvent réellement dans les courants direct et quadrature.

Dans le cadre d'un système embarqué, la limitation en espace et en volume est une contrainte forte qui nous a amené à étudier la commande des machines en série. Il est possible d'en effectuer la commande découplée au moyen d'un onduleur unique. Pour commencer, nous avons rappelé le nombre de machines pouvant être connectées suivant le nombre de phases du système. En résumé, plusieurs cas sont envisageables en fonction du nombre de phases. Puis, choisissant un exemple d'application parmi les plus réalistes et les plus fréquents, nous avons analysé par modélisation et par simulation la commande découplée d'une machine hexaphasée en série avec une machine triphasée. Nous avons présenté l'utilisation de régulateurs PI et IP, puis d'un régulateur RST sur le même système. Les tests de simulation confirment le découplage de commandes des deux moteurs. Ils confirment aussi l'insensibilité du découplage des commandes de deux moteurs connectés en série électriquement face à des bruits éventuels.

Des défauts peuvent apparaître aussi bien au niveau de l'onduleur qu'au niveau de deux moteurs, ce qui nous a amené à proposer un algorithme de détection de défaut mais aussi une structure du convertisseur permettant l'élimination du défaut. Nous avons choisi une structure du convertisseur consistant à relier la phase dont le bras est défectueux au point milieu du bus continu, en distinguant les cas de

court-circuit et d'ouverture de circuit. La méthode de détection est basée une nouvelle fois sur l'erreur entre la tension de référence et la tension de bras d'onduleur.

Nous avons aussi effectué des vérifications expérimentales. Nous avons d'abord analysé le spectre du courant statorique lorsque la machine excentrée est alimentée par le réseau. Les résultats expérimentaux montrent une bonne concordance avec les résultats de simulation établis dans le premier chapitre, ce qui valide le modèle de la machine excentrée qui tient compte des effets d'encoches.

Nous avons ensuite implanté sur DSP la commande par orientation indirecte du flux rotorique d'une machine non excentrée. Nous avons pu valider les deux algorithmes de commande présentés dans le deuxième chapitre. Les résultats concordent bien avec ceux des simulations. Expérimentalement, nous constatons un très léger déséquilibre des six courants de phase ; celui-ci provient principalement de l'imperfection du bobinage et de dissymétrie comme, malgré nos hypothèses, une petite excentration rotorique, ainsi que de l'imperfection des capteurs de courants qui n'ont pas exactement le même gain.

Nous avons ensuite implanté expérimentalement un exemple de commande en régime dégradé d'onduleur. Nous avons testé le cas où une phase est reliée à un bras de l'onduleur triphasé d'une autre étoile. Comme en simulation, nous avons présenté deux algorithmes dérivant de ceux de la commande en régime normal. Nous avons vérifié que ces algorithmes de commande en défaut gardent leur efficacité même en régimes transitoires tels que l'inversion de vitesse et la mise en charge de la machine. Les boucles de courant et de vitesse présentent des poursuites et des rejets de perturbation satisfaisants. Comme en régime normal d'onduleur, les légers déséquilibres des courants statoriques s'expliquent par les différentes imperfections présentées par le moteur tels qu'une légère excentration, une dissymétrie de construction de phase, ou par une différence des gains des capteurs.

Faute de temps et de matériels comme les triacs et leurs accessoires électroniques de commande, nous n'avons pas pu valider expérimentalement la méthode de détection de défaut d'IGBT.

Nous avons aussi vérifié expérimentalement l'analyse de la détection de l'excentration lorsque la machine est alimentée par deux onduleurs triphasés connectés à un même bus continu. En commande scalaire, nous avons constaté que les raies appartenant au premier groupe de signatures de défaut ont été détectées en majeure partie. Des raies relatives à la combinaison de l'excentration et des effets d'encoches ont été aussi détectées dans le courant statorique. Dans le cas d'une alimentation par commande vectorielle, comme dans la simulation, un bon nombre de ces deux types de raies apparaissent dans le courant statorique quoique la détection soit plus délicate du fait de la présence d'autres bruits. Nous avons pu constater aussi les mêmes harmoniques dans la tension de référence envoyée par le DSP.

En résumé, lorsque la machine est commandée au moyen d'un système bouclé, les courants direct et

en quadrature ainsi que la tension de référence peuvent aussi servir d'éléments de surveillance permanente de l'évolution de l'état d'excentration de la machine, parallèlement au courant statorique.

Enfin, nous avons également implanté la commande par orientation indirecte des flux rotoriques de deux machines en série. Comme en simulation, nous avons présenté l'utilisation des régulateurs IP et PI en premier lieu. L'indépendance de la commande des deux moteurs a été prouvée expérimentalement. En second lieu, nous avons aussi montré les résultats d'implantation du régulateur RST sur le même système. Le découplage électrique et mécanique de deux moteurs a été prouvé une nouvelle fois. Dans les deux cas, la forme d'onde de courant, les dynamiques de courant et de la vitesse sont en parfait accord avec les résultats de simulation. Les tests sur les deux types de régulateurs montrent l'insensibilité du découplage de la commande à des bruits éventuels. Les pertes Joule excessives dans les interrupteurs de puissances sont l'inconvénient majeur de cette technique.

En perspective, nous envisageons d'implanter la commande par orientation directe du flux rotorique en développant une nouvelle forme de l'observateur de Kalman qui émanerait du deuxième modèle de Park de la machine. Il serait intéressant d'exploiter un tel observateur pour le diagnostic de défauts tels que l'excentration rotorique et le vieillissement des roulements à billes. En effet, l'observateur de Kalman est robuste et englobe le maximum de bruits y compris les différents harmoniques de défaut. Nous avons également remarqué qu'un défaut de roulements à billes induit une excentration du rotor. Ceci pose les questions suivantes : existe-t-il des raies résultant de l'interaction des harmoniques de ces deux types défaut : si de telles raies existent, serait-il possible de les caractériser analytiquement ? leurs amplitudes seraient-elles assez élevées pour diagnostiquer simultanément les deux types de défaut ?

Quant à la mise en série de deux moteurs, nous avons l'intention d'implanter expérimentalement la commande en régime dégradé d'alimentation en connectant une phase de la machine hexaphasée au point milieu du bus continu. Nous souhaiterions aussi tester expérimentalement la stratégie de détection d'un défaut de court-circuit ou d'un défaut d'ouverture du circuit. Là aussi se posent des questions que nous n'avons pas traitées ici : serait-il envisageable de concevoir d'autres algorithmes de commande en cas de défaut d'onduleur en connectant la phase dont le bras est défectueux à un autre bras plutôt qu'au bus continu ?

Il serait aussi intéressant d'analyser le diagnostic de ces deux machines en série lorsque l'une ou les deux présentent des excentrations. Comment discernerait-on les raies de défaut relatives à chaque machine en cas de chevauchement des raies de défaut des deux machines ?



# Bibliographie

- [1] A. Abed, "Contribution à l'Etude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone", *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy I, Mars 2002.
- [2] P.L. Alger, "Induction Machines, their Behavior and Uses", *Gordon and Breach Publishers*, Second Edition 1970.
- [3] R.N. Andriamalala, "Commande vectorielle des convertisseurs multiniveaux : analyse de fonctionnement en vue d'optimiser le facteur de puissance", *Mémoire de DEA PROTEE*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, Septembre 2005.
- [4] R.N. Andriamalala, H. Razik, G. Didier, M.B.R. Corrêa, F.M. Sargos, C.R. Da Silva and E.R.C. Da Silva, "A Model of Dual Stator Winding Induction Machine in Case of Stator and Rotor Faults For Diagnosis Purpose", in *IEEE Ind. Applicat. Society IAS*, Tampa Floride Oct. 6-12, 2006.
- [5] R.N. Andriamalala, H. Razik, G. Didier, M.B.R. Corrêa and F.M. Sargos, "An Accurate Model by Using the Legendre Polynomial Functions of a Dual Stator Induction Machine Dedicated to The Static Eccentricity Diagnosis", in *IEEE Ind. Applicat. Society, IAS*, New-Orleans Floride, USA, Sept. 23-27, 2007.
- [6] R.N. Andriamalala, H. Razik and F.M. Sargos, "Indirect-Rotor-Field-Oriented-Control of a Double-Star Induction Machine Using RST Controllers", Nov. 10-13, 2008, Orlando, Florida, USA, 6pp.
- [7] R.N. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli and F.M. Sargos, "Digital Vector Control of a Six-Phase Series-Connected Two-Motor Drive", November 10-13, 2008, Orlando, Florida, USA, 6pp.
- [8] R.N. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli and F.M. Sargos, "Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects", in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, accepté le 28 Juillet 2008.
- [9] S. Bachir, "Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone par Estimation Paramétrique", *Thèse de Doctorat*, Université de Poitiers, Déc. 2002.
- [10] L. Baghli, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques", *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy I, Janv. 1999.
- [11] J.F. Bangura and N.A Demerdash, "Comparison Between Characterization and Diagnosis of Broken Bars/End-Ring Connectors and Airgap Eccentricities of Induction Motors in ASD's Using a Coupled Finite Element-State Space Method", in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 15, no. 1, pp. 48–56, 2000.
- [12] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini and C. Tassoni "Closed Loop Control Impact on the Diagnosis of Induction Motors Faults", in *IEEE Ind. Applicat. Society IAS*, vol. 3, no. 1, pp. 1913–1921, 1999.
- [13] R. Bigret et J.L.Féron, "Diagnostic-Maintenance Disponibilité des Machines Tournantes", *Collection Technologies*, Masson 1995.
- [14] F. Blasckhe, "The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines", *Siemens Review*, XXXIX, no. 5, pp.217-220, 1972.
- [15] M. Blödt, "Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives, Application of Stator Current Time-Frequency Analysis and Parameter Estimation", *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Sept. 2006.

- [16] R. Bojoi, M. Lazari, F. Profumo and A. Tenconni, "Digital Field-Oriented Control for Dual Three-phase Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 40, no. 5, pp. 752–760, 2003.
- [17] R. Bojoi, G. Griva and Profumo, "Field-Oriented Control of Dual Three-phase Induction Motor Drives Using a Luenberger Flux Observer", in *IEEE Ind. Applicat. Society, IAS*, Oct. 2006.
- [18] A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, P. Delarue, R. Peña-Eguiluz, P.E. Vidal and X. Kestelyn, "Weighted control of traction drives with parallel-connected AC machines", *IEEE Trans. on Ind. Electron*, vol. 53, no. 6, pp. 1799–1806, December 2006.
- [19] H. Bühler, "Réglages échantillonnés", in *Presses Polytechniques et Universitaires Romandes*, Lausanne-1986.
- [20] S.M.A. Cruz and A.J.M. Cardoso, "Diagnosis of Rotor Faults in Closed-Loop Induction Motor Drives", in *IEEE Ind. Applicat. Society, IAS*, Tampa Floride Oct. 2006.
- [21] C.C.M. Cunha and Braz J.C. Filho, "Detection of Rotor Faults in Squirrel-Cage Induction Motors using Adjustable Speed Drives", in *IEEE Ind. Applicat. Society, IAS*, Tampa Floride Oct. 2006.
- [22] J.R. Cameron, W.T. Thomson and A.B. Dow, "Vibration and Current Monitoring for Detecting Air Gap Eccentricity in Large Induction Motors", in *IEE Proced., Part B*, vol. 133, no. 3, pp. 155–163, May 1986.
- [23] R. Casimir, "Diagnostic des Défautes des Machines Asynchrones par Reconnaissance de Formes", *Thèse de Doctorat*, Ecole Centrale de Lyon, Décembre. 2003.
- [24] J.D. Chatelain, "Machines électriques", *Traité d'Electricité, Edition Georgi*, vol. 10, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne 1983.
- [25] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, E.R.C. Da Silva, and A.M.N. Lima, "An Induction Motor Drive System with Improved Fault Tolerance", in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 37, no. 3, pp. 873–879, May/June 2001.
- [26] M.B.R. Corrêa, "Estruturas Estáticas Alternativas para Acionamento de Motores de Indução", *Tese de doutorado*, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande-Brazil, Maio de 2002.
- [27] S.M.A. Cruz and A.J.M. Cardoso, "Diagnosis of Stator Inter-Turn Short Circuits in DTC Induction Motor Drives", in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 40, no. 5, pp. 24–34, Sept/oct.2004.
- [28] C.R. Da Silva, "Contribuição ao Estudo dos Sistemas de Acionamento de Máquinas Assíncronas Hexafásicas", *Tese de doutorado*, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - Brazil, Fevereiro de 2007.
- [29] G. Didier, "Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en Présence de Défaillances", *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy I, Oct. 2004.
- [30] B. De Fornel et J.P. Louis, "Identification et observation des actionneurs électriques", *Lavoisier*, vol. 1 et vol. 2, Paris-2007.
- [31] V. Devanneaux, "Modélisation des Machines Asynchrones Triphasées à Cage en Vue de la Surveillance et du Diagnostic", *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.
- [32] D.G. Dorrell and A.C. Smith, "Calculation of UMP in Induction Motors with Series or Parallel Winding Connections", in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 9, no. 2, pp. 304–310, June 1994.
- [33] D.G. Dorrell, W.T. Thomson and S. Roach, "Combined Effects of Static and Dynamic Eccentricity on Air-gap Flux Waves and the Application of Current Monitoring to Detect Dynamic Eccentricity in Three-phase Induction Motors", in *Intern. Conf. on. Electr. Machines ICEM*, pp. 151–155, Sept. 1995.
- [34] D.G. Dorrell, W.T. Thomson and S. Roach, "Analysis of Air Gap Flux, Current and vibration Signals as Function of the Combination of Static and Dynamic Air Gap Eccentricity in Three-Phase Induction Motors", in *IEEE Ind. Applicat. Society*, vol. 9, no. 2, pp. 563–570, Oct. 1995.
- [35] D.G. Dorrell, "Calculation of Unbalanced Magnetic Pull in Small Cage Induction Motors with Skewed Rotors and Dynamic Rotor Eccentricity", in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 11, no. 3, pp. 483–487, Sept. 1996.

- [36] D.G. Dorrell, W.T. Thomson and S. Roach, "Analysis of Air gap Flux, Current, and Vibration Signal as Function of the Combination of Static and Dynamic Airgap Eccentricity in 3-Phases Induction Motor", in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 33, no. 1, pp. 24–34, 1997.
- [37] A. Faidallah, "Contribution à l'Identification et à la Commande Vectorielle des Machines Asynchrones", *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy I, Fév. 1995.
- [38] J. Faiz and I. Tabatabaei "Extension of Winding Function Theory for Nonuniform Air Gap of Electric Machinery," *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 38, pp. 3654-3657, 2002.
- [39] G.F. Franklin, J.D Powell and M.L Workman, "Digital Control of Dynamic Systems," Addison-Wesley, Reading, USA-1998.
- [40] G. Griva, F. Profumo, R. Bojoi, R. Maceratini and G. Barba, "Luenberger Observer for High Speed Induction Machine Drives based on a New Pole Placement Method", in *IEEE Europ. Conf. on Pow. Electron. and Applicat., EPE*, Graz, August. 2001.
- [41] D. Hadiouche, Contribution à l'Etude de la Machine Asynchrone Double- Etoile : Modélisation, Alimentation et Structure, *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy I, Déc. 2001.
- [42] D. Hadiouche, H. Razik and A. Rezzoug, "On the Modeling and Design of Dual-Stator Windings to Minimize Circulating Harmonic Currents for VSI Fed AC Machines", in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 40, no. 2, pp. 506–516, 2004.
- [43] H. Hesse, "Air Gap Permeance in Doubly-Slotted Asynchronous Machine", in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 7, No. 3, pp. 491–499, Sept.1992.
- [44] X. Huang, T.G. Habetler and R.G. Harley, "Detection of Rotor Eccentricity Faults in Closed-Loop Drive-Connected Using Artificial Neural Network", in *IEEE Pow. Electron. Special. Conf.*, Aachen, Germany 2004.
- [45] X. Huang, T.G. Habetler and R.G. Harley, "Analysis, Simulation and Experiments of Rotor Eccentricity in Closed-Loop Drive- Connected Induction Motors", *IEEE Inter. Symp. on. Diag. for Elec. Mach. Power. Electron. Drives, SDEMPED*, CDROM, Austria 2005.
- [46] A. Ivanov-Smolenski, "Machines électriques", *Edition Mir* , vol. 1 et vol. 2, Moscou 1983.
- [47] C.B. Jacobina, R.L.A. Ribeiro, A.M.N. Lima and E.R. Da Silva, "Reversible Six-Phase AC Motor Drive Systems With Reduced Switch Count", in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 4, pp. 1077–1084, July/August. 2003.
- [48] C.B. Jacobina, I.S. de Freitas, C.R. Da Silva, M.B.R. Corrêa, E.R.C. Da Silva and T.M. Oliveira, "Reversible Six-Phase AC Motor Drive Systems With Reduced Switch Count", in *IEEE Ind. Applicat. Society, IAS* 2004.
- [49] C.B. Jacobina, I.S. de Freitas, C.R. Da Silva, M.B.R. Corrêa, E.R.C. Da Silva and T.M. Oliveira, "Reversible Six-Phase AC Motor Drive Systems With Reduced Switch Count", in *IEEE Ind. Applicat. Society*. 2004.
- [50] C.B. Jacobina, R.S. Miranda and A.M.N Lima, "Reconfigurable Fault Tolerant Dual-Winding AC Motor Drive System", in *IEEE Pow. Electron. Special. Conf., PESC*, Recife, Brazil- June 12 16, 2005.
- [51] C.B. Jacobina, O.I. Da Silva, E.C. Dos Santos Jr and A.M.N Lima, "Dual AC Drives with Five-Leg Converter", in *IEEE Pow. Electron. Special. Conf., PESC*, Recife, Brazil- June 12 16, 2005.
- [52] M. Jones, S.N. Vukosavic, E. Levi and A. Iqbal, "A Six-phase Series-Connected Two-Motor Drive with Decoupled Dynamic Control," in *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 41, no. 4, pp.1056–1066, July/August 2005.
- [53] E.C.S. Junior, "Sistemas de Conversão Estático Com Número Reduzido de Componentes", *Tese de doutorado*, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - Brazil, Abril de 2007.
- [54] M. Kostenko et L. Piotrovski, "Machines électriques", *Edition Mir* , tome. 2, Moscou 1969.
- [55] P.C. Krause, O. Wasynczuk and S.D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", *IEEE Press Power Engineering Series*, Second Edition. 2002.

- [56] H. Kubota, H. Matsuse and T. Nakano, "New Adaptive Flux Observer of Induction Motor for Wide Speed Range Motor Drives", in *IEEE Ind. Electron. Conf. IECON*, 1990.
- [57] H. Kubota, H. Matsuse and T. Nakano, "DSP-based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 344–348, March/April 1993.
- [58] Y. Kuono, H. Kawai, S. Yokomizo and K. Matsuse, "A Speed Sensorless Vector Control Method of Parallel Connected Dual Induction Motor Fed by a Single Inverter", in *IEEE Ind. Applicat. Society, IAS*, Chicago, Illinois, USA, Sept. 30-Oct. 4 2001.
- [59] B. Laporte, "Machines électriques tournantes. Conception, dimensionnement, fonctionnement", *ellipses*, Mai 2007.
- [60] E. Levi, M. Jones, and S.N. Vukosavic, "Even Phase Multi-Motor Vector Controlled Drive with Single Inverter Supply and Series Connection of Stator Windings", in *IEE Proc. Electr. Pow. Appl.*, vol. 150, no. 5, pp. 580–590, Sep. 2003.
- [61] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic and H.A. Toliyat, "A Novel Concept of a Multiphase, Multimotor Vector Controlled Drive System Supplied from a Single Voltage Source Inverter", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 320–335, Mar. 2004.
- [62] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic and H.A. Toliyat, "Operating Principles of a Novel Multiphase Multimotor Vector-Controlled Drive", in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 19, no. 3, pp. 320–335, Sept. 2004.
- [63] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic and H.A. Toliyat, "A series-connected two-motor six-phase drive with induction and permanent magnet machines", in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 21, no. 1, pp. 121–129, March. 2006.
- [64] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic and H.A. Toliyat, "Steady State Modeling of Series-Connected Five-Phase and Six-Phase Two-Motor Drives", in *IEEE Ind. Applicat. Society, IAS*, Tampa Floride, Oct. 2006.
- [65] X. Li, Q. Wu and S. Nandi, "Performance Analysis of a Three-Phase Induction Machine With Inclined Static Eccentricity", in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 43, no. 2, pp. 531–541, March/April 2007.
- [66] T.A. Lipo, "Introduction to AC Machine Design", in *Winconsin Power Electronics Research Center*, University of Winconsin, 2004.
- [67] R. Longchamp, "Commande Numérique des Systèmes Dynamiques", in *Presses Polytechniques et Universitaires Romandes*, Suisse-2006.
- [68] Y. Matsumoto, S. Ozaki, A. Kawamura, "A Novel Vector Control of Single-Inverter Multiple-Induction Motors Drives for Shinkansen traction system", in *IEEE Applied. Power. Elec. Conf. APEC*, pp. 608–614, Anaheim, CA, 2001.
- [69] K. Matsuse, Y. Kouno, H. Kawai and S. Yokomizo, "A Speed-Sensorless Vector Control Method of Parallel-Connected Dual Induction Motor Fed by a Single Inverter", in *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 38, No. 6, pp. 1566–1571, Nov/Dec. 2002.
- [70] J. Mavier, "Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique", *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Mars. 2007.
- [71] F. Meibody-Tabar, "Etude d'une machine synchrone à réluctance variable pour des applications à grande vitesse", *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 1986.
- [72] R.S.Miranda, "Sistemas de Acionamentos CA Multifases com Estratégias de Controle Tolerante a Falhas Redução da Tensão de Modo Comum", *Exame de Qualificação submetida à Coordenação dos cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica*, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande-Brazil, Abril de 2006.
- [73] K.K. Mohapatra, R.S. Kanchan, M.R. Baiju, P.N. Tekwani and K. Gopakumar, "Independent Field-Oriented Control of Two Split-Phase Induction Motors From a Single Six-Phase Inverter", in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 52, No. 5, pp. 1372–1382, Oct. 2005.

- [74] S. Nandi, S. Ahmed and H.A. Toliyat, "Detection of Rotor Slot and Other Eccentricity Related Harmonics in a Three Phase Induction Motor with Different Rotor Cages", in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 16, no. 3, pp. 253–260, 2001.
- [75] S. Nandi, R. Mohan and H.A. Toliyat, "Performance Analysis of a Three-Phase Induction Motor Under Mixed Eccentricity Condition", in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 17, no. 3, pp. 253–260, Sept. 2002.
- [76] S. Nandi, S. Ahmed, H.A. Toliyat and R.M. Bharadwaj, "Selection Criteria of Induction Machines Drives for Speed-Sensorless Drive Applications", in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 3, pp. 704–712, May/June. 2003.
- [77] S. Nandi, "Modeling of Induction Machines Including Stator and Rotor Slot Effects", in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 40, no. 4, pp. 1058–1065, July/August. 2004.
- [78] S. Nandi, X. Li and H.A. Toliyat, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors—A Review", in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, Dec. 2005.
- [79] D.W. Novotny and T.A. Lipo, "Vector control and dynamics of AC drives", *Clarendon Press*, Oxford University, 1996.
- [80] K. Ogata, "Discrete-Time Control Systems", Second edition, Prentice hall, New Jersey, USA-1994.
- [81] T.M. Oliveira, "Conversores Estáticos Com Controle Digital Para Aplicações Em Sistemas Monofásicos", *Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba*, Campina Grande - Brazil, Março de 2001.
- [82] O. Ondel, "Diagnostic par Reconnaissance de Forme : Application à un Ensemble Convertisseur-Machine Asynchrone", *Thèse de Doctorat*, Ecole Centrale de Lyon, Octobre 2006.
- [83] T. Raminosa, "Optimisation des Performances des Machines Synchro-Réductantes par Réseaux de Perméance", *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, Octobre 2006.
- [84] A. Razik, "La machine à induction : commande et défaillance", *Rapport HDR*, Université Henri Poincaré, Nancy I, Déc. 2000.
- [85] H. Razik, "Machine Asynchrone en Vitesse variable", *Editions Hermès Science*, vol. 1 et vol. 2, Paris-2006.
- [86] H. Razik, R.N. Andriamalala, M.B. Correa and E.R.C. Da Silva, "A Complex Spectral Analysis of the Stator Current Dedicated to the Defect Monitoring", in *IEEE Ind. Electron. Conf, IECON*, Nov. 10-13, 2008, Orlando, Florida, USA, 6pp.
- [87] A. Rezzoug, "Régimes perturbés des machines électriques", *Cours de DESS SUMASET, non publié*, ISIAL, Université Henri Poincaré, Nancy-2004.
- [88] A. Rezzoug, "Régimes perturbés des machines électriques", *Cours de DEA PROTEE, non publié*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy-2005.
- [89] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. Da Silva, and A.M.N. Lima, "Fault Detection of Open-Switch Damage in Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems", in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 439–446, April 2004.
- [90] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. Da Silva, and A.M.N. Lima, "Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM AC Motor Drive Systems", in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 439–446, April 2004.
- [91] B. Robyns, B. François, Philippe Degobert et J.P. Hautier, "Commande vectorielle de la machine asynchrone. Desensibilisation et optimisation par la logique floue", *Editions Technip*, Paris-2007.
- [92] F.M. Sargos, "Etude théorique des performances des machines à réluctance variable", *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 1981.
- [93] F.M. Sargos, "Machine synchrone à pôles saillants", *Cours de DEA PROTEE, non publié*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy-2005.

- [94] F.M. Sargos, "Conversion d'énergie dans les machines électriques", *Cours de MASTER, non publié*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy-2008.
- [95] M.G. Say, "Alternating Current Machines", Fourth Edition, University of Edinburgh, 1976.
- [96] G. Seguier et F. Notelet, "Electrotechnique industrielle", *Edition TEC & DOC*, Paris-2006.
- [97] E. Serna and J. Pacas, "Detection of Rotor Faults in Field Oriented Controlled Induction Machines", in *IEEE Ind. Applicat. Society IAS*, Tampa Floride Oct. 6-12, 2006.
- [98] 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 de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, Juillet 2007.
- [99] J.R. Stack, R.G. Harley and T.G. Habetler, "Fault Classification and Fault Signature Production for Rolling Element Bearings in Electric Machines", in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 40, no. 3, pp. 735–739, May/June 2004.
- [100] J.R. Stack, R.G. Harley and T.G. Habetler, "An Amplitude Modulation Detector for Fault Diagnosis in Rolling Element Bearings", in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 1097–1102, Oct. 2004.
- [101] A. Stavrou and J. Penman, "The on-Line Quantification of Air-gap Eccentricity in Induction Machines," in *Intern. Conf. on. Electr. Machines, IECM*, Paris, France, pp. 261–266, 1994.
- [102] A. Stavrou and J. Penman, "Modeling Dynamic Eccentricity in Smooth Air-gap Induction Machines", in *IEEE Intern. Electr. Mach. Drives. Conf., IEMDC*, pp. 864–871, 2001.
- [103] P.J. Tavner, B.G. Gaydon and D.M. Ward, "Monitoring Generators and Large Motors", in *IEE Proced.*, Part. B, vol. 133, no. 3, pp. 169–180, May 1986.
- [104] D. Thailly, "Etude du Champ de Dispersion des Machines à Courant Alternatif : Application au Diagnostic", *Thèse de Doctorat*, Université d'Artois, 2007.
- [105] W.T Thomson and A. Barbour "The On-Line Prediction of Airgap Eccentricity Levels in Large (MW Range) Three-Phase Induction Motors", in *IEEE Intern. Electr. Mach. Drives. Conf., IEMDC*, Seattle, May 1999, US dollars 1000 best paper award.
- [106] W.T Thomson, D. Rankin and D.G. Dorrell "On-line Current Monitoring to Diagnose Airgap Eccentricity in Large Three-Phase Induction Motors - An Industrial Case History Verifies the Predictions", in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 14, no. 4, pp. 1372–1378, Dec. 1999.
- [107] W.T Thomson and M. Fenger, "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults", in *IEEE Ind. Applicat. Society Magazine*, pp. 26–34, July/August 2001.
- [108] W.T Thomson, "On-line MCSA to Diagnose Shorted-turns in Low Voltage Stator Windings of Three-Phase Induction Motors Prior to Failure", in *IEEE, PES & IAS, IEMDC, MIT*, pp. 891–898, Boston, June 2001.
- [109] P. Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control," *Oxford Science Publications*, Oxford University 1998.
- [110] G.C. Verghese and S.A. Sanders, "Observer for Flux Estimation in Induction Machines", in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 35, no. 1, pp. 85–94, February 1988.
- [111] L. Wu, B. Lu, X. Huang, T.G. Habetler and R.G. Harley, "Improved Online Condition Monitoring Using Static-eccentricity-Induced Negative Sequence Current Information in Induction Machines", in *IEEE Ind. Electron. Conf., IECON*, North Carolina, USA, pp. 1737–1742, Nov. 6-10, 2005.
- [112] L. Wu, "Separating Load Torque Oscillation and Rotor Faults in Stator Current Based-Induction Motor Condition Monitoring", *PHD Dissertation*, Georgia Institute of Technology-USA, May. 2007.
- [113] Z. Wu and O. Ojo, "Coupled-Circuit Model Simulation and Airgap-field Calculation of a Dual Stator Winding Induction Machine", in *IEE Proc. Electr.-Power and Appl, part B*, pp. 387–400, vol. 153, no. 3, May 2006.

- [114] Y. Zhao and T.A. Lipo, “Modeling and Control of a Multi-phase Induction Machine with Structural Unbalance : Part I. Machine Modeling and Multi-Dimensional Current Regulation”, in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 11, no. 3, pp. 570–577, Sept. 1996.
- [115] Y. Zhao and T.A. Lipo, “Modeling and Control of a Multi-phase Induction Machine with Structural Unbalance : Part II. Field-Oriented Control and Experimental Verification”, in *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 11, no. 3, pp. 578–584, Sept. 1996.



# Annexes

## Annexe I

Les données techniques et les paramètres relatifs à la machine double-étoile sont données ci-dessous.

Fréquence nominale	50	<i>Hz</i>
Tension nominale	127	<i>V</i>
Puissance nominale	3	<i>kW</i>
Angle entre les étoiles $\alpha$	$\pi/3$	<i>rd</i>
Résistance statorique $R_s$	7.0	$\Omega$
Résistance rotorique $R_r$	2.40	$\Omega$
Inductance de fuite statorique $L_{sl}$	0.010	<i>H</i>
Inductance de fuite rotorique $L_{rl}$	0.010	<i>H</i>
Inductance principale statorique $L_{ms}$	0.397	<i>H</i>
Inductance principale rotorique $L_{mr}$	0.397	<i>H</i>
Valeur maximale des inductances mutuelles entre le stator et le rotor $M_{sr}$	0.3914	<i>H</i>
Moment d'inertie $J$	0.0329	<i>kg.m<sup>2</sup></i>
Coefficient de frottement visqueux $f_v$	0.0040	<i>Nms/rd</i>
Nombre de pôles $2p$	2	
Nombre d'encoches statoriques $n_s$	36	
Nombre d'encoches rotoriques $n_r$	28	

**Annexe II**

Les données techniques et les paramètres relatifs à la machine triphasée sont données ci-dessous.

Fréquence nominale	50	<i>Hz</i>
Tension nominale	230	<i>V</i>
Puissance nominale	3	<i>kW</i>
Résistance statorique $R'_s$	2.86	$\Omega$
Résistance rotorique $R'_r$	2.76	$\Omega$
Inductance de fuite statorique $L'_{sl}$	0.010	<i>H</i>
Inductance de fuite rotorique $L'_{rl}$	0.010	<i>H</i>
Inductance principale statorique $L'_{ms}$	0.397	<i>H</i>
Inductance principale rotorique $L'_{mr}$	0.397	<i>H</i>
Valeur maximale des inductances mutuelles entre le stator et le rotor $M'_{sr}$	0.3914	<i>H</i>
Moment d'inertie $J'$	0.0329	<i>kg.m<sup>2</sup></i>
Coefficient de frottement visqueux $f'_v$	0.0040	<i>Nms/rd</i>
Nombre de pôles $2p'$	2	
Nombre d'encoches statoriques $n'_s$	36	
Nombre d'encoches rotoriques $n'_r$	28	

## Listes des symboles

$k_{sd_{2k+1}}$	Coefficients de distribution statorique de rang $2k + 1$
$k_{sr_{2k+1}}$	Coefficients de raccourcissement statorique de rang $2k + 1$
$k_{sw_{2k+1}}$	Coefficient de bobinage statorique de rang $2k + 1$
$k_{rw_{2k+1}}$	Coefficient de bobinage rotorique de rang $2k + 1$
$\varphi_{s_i}$	Angle de phase de la $i^{\text{ème}}$ phase statorique
$\varphi_{r_i}$	Angle de phase de la $i^{\text{ème}}$ phase rotorique
$\phi_s$	Angle mesuré sur de la périphérie interne du stator
$\phi_r$	Angle mesuré sur de la périphérie externe du rotor
$\theta_m$	Position angulaire instantanée du rotor
$\mathbf{q}$	Nombre de phases statoriques ou nombre de phases du système de mise en série des machines
$\mathbf{q}'$	Nombre de phases rotoriques
$N_{sw}$	Nombre de spires d'une phase statorique
$N_{rw}$	Nombre de spires d'une phase rotorique
$p$	Nombre de paires de pôles
$\alpha$	Angle de décalage entre les deux étoiles du moteur double-étoile
$N_{s_i}(\phi_s)$	Fonction de bobinage de la $i^{\text{ème}}$ phase statorique
$N_{r_i}(\phi_r)$	Fonction de bobinage de la $i^{\text{ème}}$ phase rotorique
$n_{s_i}(\phi_s)$	Fonction d'ampère-tours de la $i^{\text{ème}}$ phase statorique
$n_{r_i}(\phi_r)$	Fonction d'ampère-tours de la $i^{\text{ème}}$ phase rotorique
$\oint$	Intégral sur un contour fermé
$\vec{H}_{s_i}(r, \phi_s)$	Champ magnétique créé par une $i^{\text{ème}}$ phase statorique
$d\vec{l}$	Vecteur élémentaire sur un contour fermé
$d\vec{s}$	Vecteur d'élément de surface sur l'armature statorique
$\vec{J}_{s_i}(r, \phi_s)$	Densité de courant
$e_o$	Entrefer moyen de la machine
$\iint_S$	Intégral sur une surface fermée $S$
$\vec{B}_{s_i}(\phi_s)$	Champ magnétique créé par une $i^{\text{ème}}$ phase statorique
$l$	Longueur utile du stator
$r$	Rayon de l'armature statorique
$dS_s$	Element de surface pris sur le périphérie du stator
$d\phi_s$	Variation élémentaire de l'angle mesuré sur de la périphérie interne du stator
$\mu_o$	Perméabilité du vide
$i_{s_i}(t)$	Courant instantané de la $i^{\text{ème}}$ phase statorique
$\vec{H}_{r_i}(\phi_r)$	Champ magnétique créé par une $i^{\text{ème}}$ phase rotorique
$i_{r_i}(t)$	Courant instantané de la $i^{\text{ème}}$ phase rotorique
$d\psi_{s_{ij}}$	Flux élémentaire induit par la $i^{\text{ème}}$ phase statorique dans une autre de rang $j$

$\psi_{s_{ij}}$	Flux mutuel entre les $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ phases statoriques
$L_{s_{ij}}$	Inductance mutuelle entre les $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ phases statoriques
$L_{s_0}$	Inductance principale statorique de la machine lisse sans harmonique à $k_{sw_1}^2$
$L_{s_i r_j}$	Inductance mutuelle entre la $i^{\text{ème}}$ phase statorique et la $j^{\text{ème}}$ phase rotorique
$d\phi_r$	Variation élémentaire de l'angle mesuré sur de la périphérie externe du rotor
$M_{sr_0}$	Mutuelle entre le stator et le rotor de la machine lisse sans harmonique à $k_{sw_1} \cdot k_{rw_1}$ près
$M_{sr}$	Mutuelle maximale entre le stator et le rotor obtenue par identification
$L_{r_{ij}}$	Inductance mutuelle entre les $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ phases rotoriques
$L_{r_0}$	Inductance principale rotorique de la machine lisse sans harmonique à $k_{rw_1}^2$ près
$e(\phi_s, \theta_m)$	Fonction d'entrefer
$\Lambda(\phi_s, \theta_m)$	Fonction perméance
$O_s$	Centre du stator
$P$	Intersection d'un rayon statorique avec l'armature statorique
$M_1$	Intersection de la droite $(O_s P)$ avec le rotor non excentré
$O_r$	Trace du rotor excentré
$(D_1)$	Droite parallèle à la droite $(O_s P)$ et passant par $O_r$
$M_2$	Intersection de la droite $D_1$ avec le rotor excentré
$N_1$	Intersection de la droite $(O_s P)$ avec le rotor excentré
$N_2$	Intersection de la droite $(O_r P)$ avec le rotor excentré
$(D_2)$	Droite parallèle à l'axe de la première phase statorique et passant par $O_r$
$\delta_o$	Angle entre l'axe de la première phase statorique et la droite $(O_s O_r)$
$\varepsilon_s$	Degré d'excentration statique
$H$	Projection orthogonale de $O_r$ sur la droite $(O_s P)$
$P_n(t)$	Polynôme de Légendre
$\Upsilon_k$	Coefficient de Fourier de rang $k$ du développement de la fonction perméance
$r'$	Rayon de la périphérie externe du rotor
$\Delta e$	Variation de la fonction d'entrefer en cas d'excentration
$\Lambda_k$	Coefficient de Fourier de rang $k$ du développement de la fonction perméance
$A_{s_k}$	Premier coefficient d'harmonique de rang $k$ d'inductance statorique
$B_{s_k}$	Second coefficient d'harmonique d'inductance statorique
$A_{sr_k}$	Premier coefficient d'harmonique de la mutuelle entre le stator et le rotor
$B_{sr_k}$	Second coefficient d'harmonique de la mutuelle entre le stator et le rotor
$A_{r_k}$	Premier coefficient d'harmonique d'inductance rotorique
$B_{r_k}$	Second coefficient d'harmonique d'inductance rotorique
$\beta_o$	Angle entre la droite $(O_s O_r)$ et l'axe de la première phase rotorique
$\varepsilon_d$	Degré d'excentration dynamique
$O_c$	Centre autour duquel tourne la trace $O_r$ du rotor
$\delta_o$	Angle entre l'axe de la première phase statorique et la droite $(O_s O_c)$
$\gamma_m$	Angle entre la droite $D_2$ et la droite $(O_c O_r)$
$H'$	Projection orthogonale de $O_r$ sur l'axe de la première phase statorique
$\Theta$	Angle entre la droite $(OH')$ et la droite $(O_s O_r)$
$\varepsilon$	Degré global d'excentration
$\varepsilon_{min}$	Valeur minimale du degré global d'excentration
$\varepsilon_{max}$	Valeur maximale du degré global d'excentration
$g$	Glissement
$\omega_s$	Pulsation statorique
$f_s$	Fréquence statorique

$L_{s_{ij1}}$	Terme contenu dans une mutuelle statorique d'une machine excentrée
$L'_{s_{ij}}$	Terme contenu dans $L_{s_{ij1}}$
$f_{s_{ij}}(\Theta)$	Fonction statorique de $\Theta$
$i_{s_j}(t)$	Courant de la $j^{i\grave{e}me}$ phase du stator
$I_{s_h}$	Amplitude de l'harmonique de rang $h$ du courant statorique
$\phi_{so}$	Angle constant
$\psi'_{s_{ij}}$	Un flux induit par la $i^{i\grave{e}me}$ phase du stator dans la $j^{i\grave{e}me}$ phase du stator
$E'_{s_{ij}}$	Une f.é.m induite par la $i^{i\grave{e}me}$ phase du stator dans la $j^{i\grave{e}me}$ phase du stator
$\xi_{s_j}$	Angle dépendant de $\varphi_{s_j}$ , $\phi_{so}$ et de $\beta_o$
$\xi'_{s_j}$	Angle dépendant de $\varphi_{s_j}$ , $\phi_{so}$ et de $\beta_o$
$i_{s_h}(t)$	Harmonique de courant statorique dû à l'excentration
$i'_{s_h}(t)$	Harmonique de courant statorique dû à l'excentration
$f_{s_{ecch1}}$	Fréquence d'harmonique d'excentration pure dans le courant statorique
$f_r$	Fréquence de rotation du rotor
$L_{r_{ij1}}$	Terme contenu dans une mutuelle rotorique d'une machine excentrée
$L'_{r_{ij}}$	Terme contenu dans $L_{r_{ij1}}$
$f_{r_{ij}}(\Theta)$	Fonction rotorique de $\Theta$
$i_{r_j}(t)$	Courant de la $j^{i\grave{e}me}$ phase du rotor
$I_{r_h}$	Amplitude de l'harmonique de rang $h$ du courant rotorique
$\phi_{ro}$	Angle constant
$\psi'_{r_{ij}}$	Un flux induit par la $i^{i\grave{e}me}$ phase du rotor dans la $j^{i\grave{e}me}$ phase du rotor
$E'_{r_{ij}}$	Une f.é.m induite par la $i^{i\grave{e}me}$ phase du rotor dans la $j^{i\grave{e}me}$ phase du rotor
$\xi_{r_j}$	Angle dépendant de $\varphi_{r_j}$ , $\phi_{ro}$ et de $\beta_o$
$\xi'_{r_j}$	Angle dépendant de $\varphi_{r_j}$ , $\phi_{ro}$ et de $\beta_o$
$i_{r_h}(t)$	Harmonique de courant rotorique dû à l'excentration
$i'_{r_h}(t)$	Harmonique de courant rotorique dû à l'excentration
$f_{r_{ecch1}}$	Fréquence d'harmonique d'excentration pure dans le courant rotorique
$e_t(\phi_s, \phi_r)$	Fonction d'entrefer totalisée en tenant compte de l'encoche
$e_s(\phi_s)$	Variation de la fonction d'entrefer due aux encoches statoriques
$e_r(\phi_r)$	Variation de la fonction d'entrefer due aux encoches rotoriques
<b>j</b>	Racine carrée de -1
$\bar{c}_{s_k}$	Coefficient complexe de développement en série de Fourier de rang $k$ de
$n_s$	Nombre d'encoches statoriques
$\Delta\phi_s$	Largeur d'une encoche statorique
$\phi_{s_T}$	Largeur d'une encoche statorique
$\Delta d_s$	Période d'encoche statorique
$\bar{c}_{r_k}$	Coefficient complexe de développement en série de Fourier de rang $k$
$n_r$	Nombre d'encoches rotoriques
$\Delta\phi_r$	Largeur d'une encoche rotorique
$\phi_{r_T}$	Largeur d'une encoche rotorique
$\Delta d_r$	Période d'encoche rotorique
$e$	Variable dépendant de l'entrefer moyen $e_o$
$X$	Variable intermédiaire
$\Lambda_t$	Fonction perméance totale en tenant compte de l'encoche
$a_o, a_1, a_2, a_3$	Coefficients dépendant de $\Delta\phi_s, \phi_{s_T}, \Delta d_s, \Delta\phi_r, \phi_{r_T}, \Delta d_r$ et de $\varepsilon$
$A_0, A_1, A_2, A_3, A_4$	Coefficients dépendant de $a_o, a_1, a_2, a_3$ et de $\varepsilon$
$B_o, B_1, B_2$	Coefficients dépendant de $a_1, a_2, A_0, A_3, A_4, \varepsilon, n_s, n_r, \Lambda_k$ et de $p$
$\langle \Lambda_t \rangle$	Valeur moyenne de $\Lambda_t$
$\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5$	Coefficients dépendant de $\varepsilon, a_1, a_2, n_s, n_r, p, \Lambda_k, \langle \Lambda_t \rangle, A_0, A_3, A_4, B_0, B_1, B_2$

$L'_{4s_{ij}}$	Terme contenu dans une mutuelle statorique d'une machine excentrée et encochée
$\psi'_{4s_{ij}}$	Flux partiel induit par la $i^{ième}$ phase du stator dans la $j^{ième}$ phase du stator correspondant à $L'_{4s_{ij}}$
$E'_{4s_{ij}}$	f.é.m induite correspondant au flux mutuel $\psi'_{4s_{ij}}$
$f_{sech2}$	Fréquences d'harmoniques du courant statorique dus à l'excentration et à l'encochage
$f_{rech2}$	Fréquences d'harmoniques du courant rotorique dus à l'excentration et à l'encochage
$v_s$	Vecteur des tensions statoriques de la machine double-étoile ou de la machine hexaphasée
$R_s$	Matrice des résistances statoriques
$i_s$	Vecteur des courants statoriques
$\Psi_s$	Vecteur des flux propres statoriques
$0_{31}$	Vecteur nul à trois éléments
$R_r$	Matrice des résistances rotoriques
$i_r$	Vecteur des courants rotoriques
$\Psi_r$	Vecteur des flux propres rotoriques
$i_{s_i}$	Courant de la $i^{ième}$ phase statorique
$v_{s_i}$	Tension de la $i^{ième}$ phase statorique de la machine double-étoile ou de la machine hexaphasée
$\psi_{s_i}$	Flux propre de la $i^{ième}$ phase statorique
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$I_6$	Matrice Identité d'ordre 6
$R_r$	Résistance d'une phase rotorique
$I_3$	Matrice Identité d'ordre 3
$L_{ss}$	Matrice d'inductances statoriques
$L_{rr}$	Matrice d'inductances rotoriques
$L_{sr}$	Matrice d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor
$L_{sl}$	Inductance de fuite statorique
$L_{ms}$	Inductance principale d'une phase statorique
$L_{rl}$	Inductance de fuite rotorique
$L_{mr}$	Inductance principale d'une phase rotorique
$T_3$	Matrice de Concordia d'ordre 3
$T_3^t$	Transposée de $T_3$
$T_{32}$	Extraction des deux premières colonnes de la matrice de Concordia d'ordre 3
$T_{32}^t$	Transposée de $T_{32}$
$P_2(\theta)$	Matrice caractérisant la transformation de Park classique
$C_6^t$	Une matrice caractérisant la transformation de Concordia d'ordre 6
$D$	Matrice de permutation des six phases statoriques
$D^t$	Transposée de $D$
$T_6$	Une autre forme de la matrice de Concordia d'ordre 6 après une permutation des phases
$T_6^t$	Transposée de $T_6$
$P_k(\theta)$	Matrice de transformation de Park partielle généralisée à l'ordre $k$
$0_{(k-2)1}$	Matrice nulle à $k - 2$ lignes et à 1 colonne
$0_{1(k-2)}$	Matrice nulle à 1 ligne et à $k - 2$ colonnes
$T_{64}$	Matrice restreinte de Concordia à 6 lignes et à 4 colonnes
$T_{64}^t$	Transposée de $T_{64}$
$G_s$	Vecteur statorique de dimension six
$G'_s$	Transformée restreinte de Concordia de $G_s$
$G_{s\alpha}$	Composante d'axe $\alpha$ de $G'_s$
$G_{s\beta}$	Composante d'axe $\beta$ de $G'_s$
$G_{sX}$	Composante d'axe $X$ de $G'_s$
$G_{sY}$	Composante d'axe $Y$ de $G'_s$

$\mathbf{v}'_s$	Transformée restreinte de Concordia de $\mathbf{v}_s$
$v_{s\alpha}$	Composante d'axe $\alpha$ du vecteur de tensions statoriques de Concordia
$v_{s\beta}$	Composante d'axe $\beta$ du vecteur de tensions statoriques de Concordia
$v_{sX}$	Composante d'axe $X$ du vecteur de tensions statoriques de Concordia
$v_{sY}$	Composante d'axe $Y$ du vecteur de tensions statoriques de Concordia
$\mathbf{i}'_s$	Transformée restreinte de Concordia de $\mathbf{i}_s$
$i_{s\alpha}$	Composante d'axe $\alpha$ du vecteur de courants statoriques de Concordia
$i_{s\beta}$	Composante d'axe $\beta$ du vecteur de courants statoriques de Concordia
$i_{sX}$	Composante d'axe $X$ du vecteur de courants statoriques de Concordia
$i_{sY}$	Composante d'axe $Y$ du vecteur de courants statoriques de Concordia
$\Psi'_s$	Transformée restreinte de Concordia de $\Psi_s$
$\psi_{s\alpha}$	Composante d'axe $\alpha$ du vecteur de tensions statoriques de Concordia
$\psi_{s\beta}$	Composante d'axe $\beta$ du vecteur de tensions statoriques de Concordia
$\psi_{sX}$	Composante d'axe $X$ du vecteur de tensions statoriques de Concordia
$\psi_{sY}$	Composante d'axe $Y$ du vecteur de tensions statoriques de Concordia
$\mathbf{v}_{s\alpha\beta}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $\alpha$ et $\beta$ du vecteur des tensions statoriques
$\mathbf{i}_{s\alpha\beta}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $\alpha$ et $\beta$ du vecteur des courants statoriques
$\Psi_{s\alpha\beta}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $\alpha$ et $\beta$ du vecteur des flux statoriques
$\mathbf{v}_{sXY}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $X$ et $Y$ du vecteur des tensions statoriques
$\mathbf{i}_{sXY}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $X$ et $Y$ du vecteur des courants statoriques
$\Psi_{sXY}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $X$ et $Y$ du vecteur des flux statoriques
$\mathbf{G}_r$	Grandeur rotorique
$\mathbf{G}'_r$	transformée restreinte de Concordia de $\mathbf{G}_r$
$G_{r\alpha}$	Composante d'axe $\alpha$ de $\mathbf{G}'_r$
$G_{r\beta}$	Composante d'axe $\beta$ de $\mathbf{G}'_r$
$\mathbf{i}'_r$	transformée restreinte de Concordia de $\mathbf{i}_r$
$i_{r\alpha}$	Composante d'axe $\alpha$ de $\mathbf{i}'_r$
$i_{r\beta}$	Composante d'axe $\beta$ de $\mathbf{i}'_r$
$\mathbf{i}_{r\alpha\beta}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $\alpha$ et $\beta$ du vecteur des courants rotoriques
$\Psi'_r$	transformée restreinte de Concordia de $\psi_r$
$\psi_{r\alpha}$	Composante d'axe $\alpha$ de $\Psi'_r$
$\psi_{r\beta}$	Composante d'axe $\beta$ de $\Psi'_r$
$\Psi_{r\alpha\beta}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $\alpha$ et $\beta$ du vecteur des flux rotoriques
$\theta_s$	Position angulaire de l'axe direct du stator
$\mathbf{G}''_s$	Transformée de Park de $\mathbf{G}'_s$
$G_{sd}$	Composante directe de $\mathbf{G}''_s$
$G_{sq}$	Composante en quadrature de $\mathbf{G}''_s$
$\mathbf{v}''_s$	Transformée de Park de $\mathbf{v}'_s$
$v_{sd}$	Tension statorique directe
$v_{sq}$	Tension statorique en quadrature
$\mathbf{i}''_s$	Transformée de Park de $\mathbf{i}'_s$
$i_{sd}$	Courant statorique direct
$i_{sq}$	Courant statorique en quadrature
$\Psi''_s$	Transformée de Park de $\Psi'_s$
$\psi_{sd}$	Flux statorique direct
$\psi_{sq}$	Flux statorique en quadrature
$\theta_r$	Position angulaire de l'axe direct du rotor par rapport à son axe mécanique
$\mathbf{G}''_r$	Transformée de Park de $\mathbf{G}'_r$
$G_{rd}$	Composante directe de $\mathbf{G}''_r$
$G_{rq}$	Composante en quadrature de $\mathbf{G}''_r$

$\mathbf{i}_r''$	Transformée de Park de $\mathbf{i}_r'$
$i_{rd}$	Courant rotorique direct
$i_{rq}$	Courant rotorique en quadrature
$\Psi_r''$	Transformée de Park de $\Psi_r'$
$\psi_{rd}$	Flux rotorique direct
$\psi_{rq}$	Flux rotorique en quadrature
$(d_s, q_s)$	Système d'axes statoriques de Park
$(d_r, q_r)$	Système d'axes rotoriques de Park
$\theta_{sr}$	Angle entre les deux systèmes d'axes $(d_s, q_s)$ et $(d_r, q_r)$
$\mathbf{v}_{sdq}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $d$ et $q$ de la tension statorique
$\mathbf{i}_{sdq}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $d$ et $q$ du courant statorique
$\Psi_{sdq}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $d$ et $q$ du flux statorique
$\mathbf{v}_{sXY}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $X$ et $Y$ de la tension statorique
$\mathbf{i}_{sXY}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $X$ et $Y$ du courant statorique
$\Psi_{sXY}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $X$ et $Y$ du flux statorique
$\mathbf{i}_{rdq}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $d$ et $q$ du courant rotorique
$\Psi_{rdq}$	Vecteur dont les composantes sont celles d'axes $d$ et $q$ du flux rotorique
$L_s$	Inductance cyclique statorique
$M$	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor
$L_r$	Inductance cyclique rotorique
$R_{sr}$	Résistance dépendant de $R_s, M, L_r$ et $R_r$
$\sigma$	Coefficient de dispersion
$L_{sXY}$	Inductance statorique d'axes $X$ et $Y$
$\mathcal{T}_{64}$	Transformation de Concordia associée à l'application de la matrice $\mathbf{T}_{32}$ sur chaque étoile
$\mathcal{T}_{64}^t$	Transposée de $\mathcal{T}_{64}$
$G_{s\alpha_1}$	Composante d'axe $\alpha_1$ de $\mathbf{G}'_s$
$G_{s\beta_1}$	Composante d'axe $\beta_1$ de $\mathbf{G}'_s$
$G_{s\alpha_2}$	Composante d'axe $\alpha_2$ de $\mathbf{G}'_s$
$G_{s\beta_2}$	Composante d'axe $\beta_2$ de $\mathbf{G}'_s$
$v_{s\alpha_1}$	Composante d'axe $\alpha_1$ de la tension statorique
$v_{s\beta_1}$	Composante d'axe $\beta_1$ de la tension statorique
$v_{s\alpha_2}$	Composante d'axe $\alpha_2$ de la tension statorique
$v_{s\beta_2}$	Composante d'axe $\beta_2$ de la tension statorique
$i_{s\alpha_1}$	Composante d'axe $\alpha_1$ du courant statorique
$i_{s\beta_1}$	Composante d'axe $\beta_1$ du courant statorique
$i_{s\alpha_2}$	Composante d'axe $\alpha_2$ du courant statorique
$i_{s\beta_2}$	Composante d'axe $\beta_2$ du courant statorique
$\psi_{s\alpha_1}$	Composante d'axe $\alpha_1$ du flux statorique
$\psi_{s\beta_1}$	Composante d'axe $\beta_1$ du flux statorique
$\psi_{s\alpha_2}$	Composante d'axe $\alpha_2$ du flux statorique
$\psi_{s\beta_2}$	Composante d'axe $\beta_2$ du flux statorique
$\mathbf{I}_4$	Matrice Identité d'ordre 4
$\mathbf{L}'_{ss}$	Matrice des inductances statoriques après l'application de la transformation $\mathcal{T}_{64}$
$\mathbf{L}'_{sr}$	Matrice des mutuelles entre le stator et le rotor l'application des transformations $\mathcal{T}_{64}$ et de $\mathbf{T}_{32}$
$\mathbf{L}'_{rs}$	Matrice des mutuelles entre le rotor et le stator l'application des transformations $\mathbf{T}_{32}$ et de $\mathcal{T}_{64}$
$\mathcal{P}_4(\theta_s)$	Transformation de Park associée à l'application de la rotation de Park classique sur chaque étoile
$G_{sd1}$	Composante d'axe $d_1$ de $\mathbf{G}''_s$
$G_{sq1}$	Composante d'axe $q_1$ de $\mathbf{G}''_s$
$G_{sd2}$	Composante d'axe $d_2$ de $\mathbf{G}''_s$
$G_{sq2}$	Composante d'axe $q_2$ de $\mathbf{G}''_s$

$v_{sd1}$	Tension directe de la première étoile
$v_{sq1}$	Tension en quadrature de la première étoile
$v_{sd2}$	Tension directe de la seconde étoile
$v_{sq2}$	Tension en quadrature de la seconde étoile
$i_{sd1}$	Courant direct de la première étoile
$i_{sq1}$	Courant en quadrature de la première étoile
$i_{sd2}$	Courant direct de la seconde étoile
$i_{sq2}$	Courant en quadrature de la seconde étoile
$\psi_{sd1}$	Flux direct de la première étoile
$\psi_{sq1}$	Flux en quadrature de la première étoile
$\psi_{sd2}$	Flux direct de la seconde étoile
$\psi_{sq2}$	Flux en quadrature de la seconde étoile
$\mathbf{v}_{sd1q1}$	Vecteur dont les composantes sont les tensions $v_{sd1}$ et $v_{sq1}$
$\mathbf{v}_{sd2q2}$	Vecteur dont les composantes sont les tensions $v_{sd2}$ et $v_{sq2}$
$\mathbf{i}_{sd1q1}$	Vecteur dont les composantes sont les courants $i_{sd1}$ et $i_{sq1}$
$\mathbf{i}_{sd2q2}$	Vecteur dont les composantes sont les courants $i_{sd2}$ et $i_{sq2}$
$\Psi_{sd1q1}$	Vecteur dont les composantes sont les flux $\psi_{sd1}$ et $\psi_{sq1}$
$\Psi_{sd2q2}$	Vecteur dont les composantes sont les flux $\psi_{sd2}$ et $\psi_{sq2}$
$l_s$	Inductance cyclique statorique d'une étoile
$m_{sr}$	Inductance cyclique mutuelle entre une étoile et le rotor
$l_m$	Inductance dépendant de $L_{ms}$
$r_{sr}$	Résistance dépendant de $R_s, R_r, m_{sr}, L_r$
$r_r$	Résistance dépendant de $R_r, m_{sr}, L_r$
$\sigma_s$	Coefficient de dispersion modifiée
$\sigma_m$	Coefficient dépendant de $m_{sr}, l_m, L_r$
$\mathbf{S}$	Opérateur de Laplace
$\tau_r$	Constante de temps rotorique
$v_{sd}^*$	Référence de la tension directe
$v_{sq}^*$	Référence de la tension en quadrature
$i_{sd}^*$	Référence du courant direct
$i_{sq}^*$	Référence du courant en quadrature
$\psi_r^*$	Référence du flux rotorique direct
$v_{sd1}^*$	Référence de la tension directe de la première étoile
$v_{sq1}^*$	Référence de la tension en quadrature de la première étoile
$v_{sd2}^*$	Référence de la tension directe de la seconde étoile
$v_{sq2}^*$	Référence de la tension en quadrature de la seconde étoile
$i_{sd1}^*$	Référence du courant direct de la première étoile
$i_{sq1}^*$	Référence du courant en quadrature de la première étoile
$i_{sd2}^*$	Référence du courant direct de la seconde étoile
$i_{sq2}^*$	Référence du courant en quadrature de la seconde étoile
$v_j$	Tension du $j^{ième}$ bras d'onduleur (ou $j^{ième}$ tension de pôle)
$v_j^*$	Référence de tension du $j^{ième}$ bras
$v_{sj}^*$	Référence de tension de la $j^{ième}$ phase de la machine double-étoile
$e_j$	Erreur des tensions $v_{sj}^*$ et $v_j$
$j_0$	Rang du bras dont un interrupteur est en défaut
$e_{j0}$	Erreur de tension correspondant au bras défectueux
$\Delta V_0$	Seuil d'erreur de tension au delà duquel le bras défectueux est défectueux
$q_j$	Interrupteur du haut du $j^{ième}$ bras (ou état de conduction de l'interrupteur du haut du $j^{ième}$ bras)
$\bar{q}_j$	Interrupteur du bas du $j^{ième}$ bras (ou état de conduction de l'interrupteur du bas du $j^{ième}$ bras)
$K_j$	Point milieu du $j^{ième}$ bras
$F_j$	Fusible du haut du $j^{ième}$ bras ou fusible du $j^{ième}$ bras
$\bar{F}_j$	Fusible du bas du $j^{ième}$ bras

$s_j$		thyristor du haut
$\bar{s}_j$		thyristor du bas
$C_j$		Capacité du haut
$\bar{C}_j$		Capacité du bas
$t_{r_j}$		Triac du du $j^{ième}$ bras
$E$		Tension du bus continu
$v_{n0}$		Tension du neutre de la première étoile
$v_{m0}$		Tension du neutre de la seconde étoile
$j_1$		Indice du bras défectueux du premier sous-onduleur triphasé
$j_2$		Indice du bras défectueux du deuxième sous-onduleur triphasé
$k_{Uf}$		Rapport entre la fréquence de référence et l'amplitude de la tension de référence
$f^{s_{ecc}h_{dc1}}$		Fréquences d'excentration pure dans les courants de Park
$f^{s_{ecc}h_{dc2}}$		Fréquences d'interaction de l'excentration et des encochages dans les courants de Park
$n_b$		Nombre de machines pouvant être connectées en série
$q_1, q_2, q_3, \dots, q_{j_0}$		Nombres premiers divisant $q$
$v$		Vecteur des tensions délivrées par l'onduleur hexaphasé
$i$		Vecteur des courants délivrés par l'onduleur hexaphasé
$u_s$		Vecteur des tensions statoriques de la machine triphasée
$u_{s_i}$		Tension aux bornes de la $i^{ième}$ phase statorique de la machine triphasée
$j_s$		Vecteur des courants statoriques de la machine triphasée
$j_{s_i}$		Courant de la $i^{ième}$ phase statorique de la machine triphasée
$i_{r1}$		Vecteur des courants rotoriques de la machine hexaphasée
$i_{r2}$		Vecteur des courants rotoriques de la machine triphasée
$R_{s1}$		Matrice de résistances statoriques de la machine hexaphasée
$L_{s1}$		Matrice d'inductances statoriques de la machine hexaphasée
$L_{sr1}$		Matrice d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor de la machine hexaphasée
$R_{r1}$		Matrice de résistances rotoriques de la machine hexaphasée
$L_{r1}$		Matrice d'inductances rotoriques de la machine hexaphasée
$R_{s2}$		Matrice de résistances statoriques de la machine triphasée
$L_{s2}$		Matrice d'inductances statoriques de la machine triphasée
$L_{sr2}$		Matrice d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor de la machine triphasée
$R_{r2}$		Matrice de résistances rotoriques de la machine triphasée
$L_{r2}$		Matrice d'inductances rotoriques de la machine triphasée
$R'_{s2}$		Matrice dépendant de $R_{s2}$
$L'_{s2}$		Matrice dépendant de $L_{s2}$
$L'_{sr2}$		Matrice dépendant de $L_{sr2}$
$L'_{rs2}$		Matrice dépendant de $L_{sr2}$
$G$		Vecteur de dimension six
$G'$		Transformée de Concordia de $G$
$G_\alpha$		Composante d'axe $\alpha$ de $G'$
$G_\beta$		Composante d'axe $\beta$ de $G'$
$G_X$		Composante d'axe $X$ de $G'$
$G_Y$		Composante d'axe $Y$ de $G'$
$G_{o1}$		Première composante homopolaire de $G'$
$G_{o2}$		Seconde composante homopolaire de $G'$
$v'$		Transformée de Concordia de $v$
$v_\alpha$		Composante d'axe $\alpha$ de la tension d'onduleur
$v_\beta$		Composante d'axe $\beta$ de la tension d'onduleur
$v_X$		Composante d'axe $X$ de la tension d'onduleur
$v_Y$		Composante d'axe $Y$ de la tension d'onduleur

$v_{o1}$	Première composante homopolaire de la tension d'onduleur
$v_{o2}$	Seconde composante homopolaire de la tension d'onduleur
$\mathbf{i}'$	Transformée de Concordia de $\mathbf{i}$
$i_\alpha$	Composante d'axe $\alpha$ du courant d'onduleur
$i_\beta$	Composante d'axe $\beta$ du courant d'onduleur
$i_X$	Composante d'axe $X$ du courant d'onduleur
$i_Y$	Composante d'axe $Y$ du courant d'onduleur
$i_{o1}$	Première composante homopolaire du courant d'onduleur
$i_{o2}$	Seconde composante homopolaire du courant d'onduleur
$\mathbf{G}_{r_i}$	Grandeur rotorique de la $i^{\text{ème}}$ machine (1 : hexaphasée, 2 : triphasée)
$\mathbf{G}'_{r_i}$	Transformée de Concordia de $\mathbf{G}_{r_i}$
$G_{r\alpha_i}$	Composante d'axe $\alpha$ de $\mathbf{G}'_{r_i}$
$G_{r\beta_i}$	Composante d'axe $\beta$ de $\mathbf{G}'_{r_i}$
$G_{ro_i}$	Composante homopolaire de $\mathbf{G}'_{r_i}$
$\mathbf{i}_{r_i}$	Vecteur des courants rotoriques de la $i^{\text{ème}}$ machine (1 : hexaphasée, 2 : triphasée)
$\mathbf{i}'_{r_i}$	Transformée de Concordia de $\mathbf{i}_{r_i}$
$i_{r\alpha_i}$	Composante d'axe $\alpha$ du vecteur des courants rotoriques de Concordia de la $i^{\text{ème}}$ machine
$i_{r\beta_i}$	Composante d'axe $\beta$ du vecteur des courants rotoriques de Concordia de la $i^{\text{ème}}$ machine
$i_{ro_i}$	Composante homopolaire du vecteur des courants rotoriques de Concordia de la $i^{\text{ème}}$ machine
$\theta_{m1}$	Position angulaire instantanée du rotor de la machine hexaphasée
$\theta_{m2}$	Position angulaire instantanée du rotor de la machine triphasée
$p_1$	Nombre de paires de pôles de la machine hexaphasée
$p_2$	Nombre de paires de pôles de la machine triphasée
$R_{s1}$	Résistance statorique de la machine hexaphasée
$R_{r1}$	Résistance rotorique de la machine hexaphasée
$L_{s1}$	Inductances cyclique statorique de la machine hexaphasée
$L_{r1}$	Inductances cyclique rotorique de la machine hexaphasée
$M_1$	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor de la machine hexaphasée
$L_{sl1}$	Inductance de fuite de la machine hexaphasée
$R_{s2}$	Résistance statorique de la machine triphasée
$R_{r2}$	Résistance rotorique de la machine triphasée
$L_{s2}$	Inductances cyclique statorique de la machine triphasée
$L_{r2}$	Inductances cyclique rotorique de la machine triphasée
$M_2$	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor de la machine triphasée
$\mathbf{v}_{s\alpha1}, \mathbf{v}_{s\beta1}$	Tensions statoriques de Concordia de la machine hexaphasée
$\mathbf{i}_{s\alpha1}, \mathbf{i}_{s\beta1}$	Courants statoriques de Concordia de la machine hexaphasée
$\mathbf{v}_{s\alpha2}, \mathbf{v}_{s\beta2}$	Tensions statoriques de Concordia de la machine triphasée
$\mathbf{i}_{s\alpha2}, \mathbf{i}_{s\beta2}$	Courants statoriques de Concordia de la machine triphasée
$\Gamma_{em1}$	Couple électromagnétique de la machine hexaphasée
$\Gamma_{em2}$	Couple électromagnétique de la machine triphasée
$\theta_{s1}$	Position angulaire instantanée du champ tournant de la machine hexaphasée
$\theta_{s2}$	Position angulaire instantanée du champ tournant de la machine triphasée
$\theta_{m1}$	Position angulaire instantanée du rotor de la machine hexaphasée
$\theta_{m2}$	Position angulaire instantanée du rotor de la machine triphasée
$\dot{\theta}_{s1}, \omega_1$	Vitesse du champ tournant de la machine hexaphasée
$\dot{\theta}_{s2}, \omega_2$	Vitesse du champ tournant de la machine triphasée
$\Omega_{m1}$	Vitesse mécanique de la machine hexaphasée
$\Omega_{m2}$	Vitesse mécanique de la machine triphasée

$v_d$	Tension d'axe $d$ d'onduleur
$v_q$	Tension d'axe $q$ d'onduleur
$\mathbf{v}_{dq}$	Vecteur de composantes $v_d$ et $v_q$
$i_d$	Courant d'axe $d$ d'onduleur
$i_q$	Courant d'axe $q$ d'onduleur
$\mathbf{i}_{dq}$	Vecteur de composantes $i_d$ et $i_q$
$i_{rd1}$	Courants direct rotorique de la machine hexaphasée
$i_{rq1}$	Courants en quadrature rotorique de la machine hexaphasée
$\mathbf{i}_{rdq1}$	Vecteur de composantes $i_{rd1}$ et $i_{rq1}$
$\psi_d$	Flux représentatif du flux statorique direct de la machine hexaphasée
$\psi_q$	Flux représentatif du flux statorique en quadrature de la machine hexaphasée
$\Psi_{dq}$	Vecteur de composantes $\psi_d$ et $\psi_q$
$\psi_{rd1}$	Flux rotorique direct de la machine hexaphasée
$\psi_{rq1}$	Flux rotorique en quadrature de la machine hexaphasée
$\Psi_{rdq1}$	Vecteur de composantes $\psi_{rd1}$ et $\psi_{rq1}$
$v_x$	Tension d'axe $x$ d'onduleur
$v_y$	Tension d'axe $y$ d'onduleur
$\mathbf{v}_{xy}$	Vecteur de composantes $v_x$ et $v_y$
$i_x$	Courant d'axe $x$ d'onduleur
$i_y$	Courant d'axe $y$ d'onduleur
$\mathbf{i}_{xy}$	Vecteur de composantes $i_x$ et $i_y$
$i_{rd2}$	Courants direct rotorique de la machine triphasée
$i_{rq2}$	Courants en quadrature rotorique de la machine triphasée
$\mathbf{i}_{rdq2}$	Vecteur de composantes $i_{rd2}$ et $i_{rq2}$
$\psi_x$	Flux approximativement représentatif du flux statorique direct du moteur triphasé à $1/\sqrt{2}$ près
$\psi_y$	Flux approximativement représentatif du flux statorique en quadrature du moteur triphasé à $1/\sqrt{2}$ près
$\Psi_{xy}$	Vecteur de composantes $\psi_x$ et $\psi_y$
$\psi_{rd2}$	Flux rotorique direct de la machine triphasée
$\psi_{rq2}$	Flux rotorique en quadrature de la machine triphasée
$\Psi_{rdq2}$	Vecteur de composantes $\psi_{rd2}$ et $\psi_{rq2}$
$\psi_{r1}^*$	Référence du flux direct rotorique de la machine hexaphasée
$\psi_{r2}^*$	Référence du flux direct rotorique de la machine triphasée
$v_d^*$	Référence de la tension d'onduleur d'axe $d$
$v_q^*$	Référence de la tension d'onduleur d'axe $q$
$i_d^*$	Référence du courant d'onduleur d'axe $d$
$i_q^*$	Référence du courant d'onduleur d'axe $q$
$i_{sd1}^*$	Référence du courant statorique direct de la machine hexaphasée
$i_{sq1}^*$	Référence du courant statorique en quadrature de la machine hexaphasée
$\Gamma_{em1}^*$	Couple de référence de la machine hexaphasée
$\sigma_1$	Coefficient de dispersion de la machine hexaphasée
$i_{sX1}^*$	Référence du courant d'axe $X$ de la machine hexaphasée <i>secondaire</i>
$i_{sY1}^*$	Référence du courant d'axe $Y$ de la machine hexaphasée <i>secondaire</i>
$v_x^*$	Référence de la tension d'onduleur d'axe $x$
$v_y^*$	Référence de la tension d'onduleur d'axe $y$
$i_x^*$	Référence du courant d'onduleur d'axe $x$
$i_y^*$	Référence du courant d'onduleur d'axe $y$
$i_{sd2}^*$	Référence du courant statorique direct de la machine triphasée
$i_{sq2}^*$	Référence du courant statorique en quadrature de la machine triphasée
$\Gamma_{em2}^*$	Couple de référence de la machine triphasée
$\sigma_2$	Coefficient de dispersion très voisin de celui de la machine triphasée

$R_c(z)$	Polynôme R(z) du régulateur RST de courant de la machine hexaphasée
$S_c(z)$	Polynôme S(z) du régulateur RST de courant de la machine hexaphasée
$T_c(z)$	Polynôme T(z) du régulateur RST de courant de la machine hexaphasée
$H_{mc}(z)$	Fonction de transfert en boucle fermée du courant de la machine hexaphasée
$B_{mc}(z)$	Numérateur de $H_{mc}(z)$
$A_{mc}(z)$	Dénominateur de $H_{mc}(z)$
$H_c(z)$	Fonction de transfert en boucle ouverte du courant de la machine hexaphasée
$B_c(z)$	Numérateur de $H_c(z)$
$A_c(z)$	Dénominateur de $H_c(z)$
$d^o A_{mc}$	Degré du polynôme $A_{mc}(z)$
$d^o B_{mc}$	Degré du polynôme $B_{mc}(z)$
$d^o A_c$	Degré du polynôme $A_c(z)$
$d^o B_c$	Degré du polynôme $B_c(z)$
$A'_{mc}(z)$	Polynôme du second degré
$d, l$	Entiers naturels
$R'_c(z)$	Polynôme divisant $R_c(z)$
$a_{0c}$	Coefficient du monôme du plus bas degré du polynôme $A_c(z)$
$b_{0c}$	Coefficient du monôme du plus bas degré du polynôme $B_c(z)$
$T_e$	Période d'échantillonnage électrique
$\tau_{s1}$	Constante de temps statorique de la machine hexaphasée
$\tau_d$	Retard total introduit par la MLI et par le circuit de commande rapprochée d'un IGBT
$z_1, z_2$	Racines de $A'_{mc}(z)$
$s_{1c}, s_{0c}$	Coefficients du polynôme $S_c(z)$
$t_{0c}$	Coefficient du monôme du plus bas degré du polynôme $T_c(z)$
$H_v(z)$	Fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse du moteur hexaphasé
$b_{0v}$	Coefficient du monôme du plus bas degré du numérateur de $H_v(z)$
$a_{0v}$	Coefficient du monôme du plus bas degré du dénominateur de $H_v(z)$
$f_{v1}$	Coefficient de frottement visqueux de la machine hexaphasée
$J_1$	Moment d'inertie de la machine hexaphasée
$T_m$	Période d'échantillonnage mécanique
$R_v(z)$	Polynôme R(z) du régulateur RST de vitesse de la machine hexaphasée
$S_v(z)$	Polynôme S(z) du régulateur RST de vitesse de la machine hexaphasée
$T_v(z)$	Polynôme T(z) du régulateur RST de vitesse de la machine hexaphasée
$\tau_{s2}$	Constante de temps électrique très voisine de celle de la machine triphasée

# Liste de publications

---

## Article de revue international.

R.N. Andriamalala , H. Razik, L. Baghli and F.M. Sargos, “Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects”, in *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4238–4251, December 2008.

## Conférences internationales.

R.N. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli and F.M. Sargos, “Digital Vector Control of a Six-Phase Series-Connected Two-Motor Drive”, in *IEEE Industrial Electronics Conference-IECON*, November 10-13, 2008, Orlando, Florida, USA, 6pp.

R.N. Andriamalala, H. Razik and F.M. Sargos, “Indirect-Rotor-Field-Oriented-Control of a Double-Star Induction Machine Using RST Controllers”, in *IEEE Industrial Electronics Conference-IECON*, November 10-13, 2008, Orlando, Florida, USA, 6pp.

H. Razik, R.N. Andriamalala, M.B Correa and E.R.C Da Silva, “A Complex Spectral Analysis of the Stator Current Dedicated to the Defect Monitoring”, in *IEEE Industrial Electronics Conference-IECON*, November 10-13, 2008, Orlando, Florida, USA, 6pp.

R.N. Andriamalala, H. Razik, G. Didier, M.B.R. Corrêa and F.M. Sargos, “An Accurate Model by Using the Legendre Polynomial Functions of a Dual Stator Induction Machine Dedicated to The Static Eccentricity Diagnosis”, in *IEEE Industrial Application Society Annual Meeting-IAS*, September 23-27, 2007, New Orleans, Louisiana, USA, 8pp. CDROM.

M.E.K. Oumaamar, A. Khezzar, M. Boucherma, H. Razik, R.N. Andriamalala and L. Baghli, “Neutral Voltage Analysis for Broken Rotor Bars Detection in Induction Motors Using Hilbert Transform Phase”, in *IEEE Industrial Application Society Annual Meeting-IAS*, September 23-27, 2007, New Orleans, Louisiana, USA, 8pp. CDROM.

C.R. Da Silva, M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. Da Silva, R.N. Andriamalala and H. Razik, “A new Approach for Inter-Turn Short-Circuit Detection in Six-Phase Induction Motor”, in *IEEE Industrial Electronic Conference Annual Meeting-IECON*, Paris, France, November 7-10 2006, 5pp. CDROM.

R.N. Andriamalala, H. Razik G. Didier, F-M. Sargos, C.R. Da Silva and E.R.C. Da Silva, “A model of dual stator winding induction machine in case of stator and rotor faults for diagnosis purpose”, in *IEEE Industrial Application Society Annual Meeting-IAS*, Tampa, Florida, USA, October 8-12 2006, 6pp. CDROM.

T. Raminosoa, I. Rasoanarivo, F-M. Sargos and R.N. Andriamalala, “Constrained Optimization of High Power Synchronous Reluctance Motor Using Non Linear Reluctance Network Modeling”, in *IEEE Industrial Application Society Annual Meeting-IAS*, Tampa, Florida, USA, October 8-12 2006, 8pp. CDROM.

---

A NANCY, le 17 juin 2009

No étudiant : 23005115

ANDRIAMALALA RIJANIAINA NJAKASOA  
LOT II - A 73 HA  
AMBATOMAINTY  
101 ANTANANARIVO  
101  
MADAGASCAR

Monsieur,

Par décision en date du 17 juin 2009, vous avez été autorisé à présenter en soutenance vos travaux en vue de l'obtention du diplôme :

**DOCTORAT UHP GENIE ELECTRIQUE**

La soutenance aura lieu le 02 juillet 2009 à 10h00 à l'adresse suivante :

Faculté des Sciences & Techniques - Amphithéâtre n° 15 (bâtiment du 1er cycle) - Campus Victor Grignard - 54500 Vandoeuvre-lès-Nancy

La soutenance sera publique.

Je vous prie d'agréer, Monsieur, l'expression de mes salutations distinguées.

Le Président de l'Université



## Résumé

Cette thèse étudie le problème d'excentration rotorique et le défaut d'alimentation dans une Machine Asynchrone Double-Etoile. En outre, elle analyse la commande de deux machines asynchrones connectées en série ainsi que la détection de défaut d'onduleur dans ce cadre de connexion. Elle propose également une reconfiguration de commande permettant de tolérer le défaut détecté.

Le travail débute par des méthodes de modélisation d'une machine asynchrone polyphasée excentrée. La première méthode prend en considération les harmoniques de bobinage mais néglige les effets d'encoches. La deuxième se limite au premier harmonique de bobinage mais tient compte des harmoniques d'encoches. A partir de ces deux modèles, nous avons pu caractériser analytiquement les signatures d'excentration. En simulation, les deux modèles donnent les mêmes spectres à basse fréquence. Toutefois, le deuxième modèle offre des raies supplémentaires à haute fréquence. Ces raies résultent de la combinaison de l'excentration et des harmoniques d'encoches.

Nous entamons ensuite la détection de défauts d'alimentation ou d'excentration lorsque la machine double-étoile est alimentée par un onduleur. Pour éliminer le défaut de court-circuit ou le défaut d'ouverture de circuit, nous proposons à la fois une modification de la structure du convertisseur et une adaptation de l'algorithme de commande. Les résultats de simulation sont prometteurs. Les courants retrouvent le régime équilibré et la même amplitude que celle d'avant le défaut. La vitesse se stabilise à nouveau après une courte perturbation assez forte. En ce qui concerne le problème d'excentration, les prédictions analytiques se justifient même en cas d'alimentation par onduleur. Dans le cas d'une alimentation par commande vectorielle, les variables de commande peuvent également servir d'outils de diagnostic d'excentration.

Enfin, nous abordons la commande découplée d'une machine hexaphasée et d'une machine triphasée connectées en série. Le découplage de la commande de deux moteurs est tout d'abord examiné analytiquement. Des tests de simulation sont ensuite effectués pour confirmer l'efficacité du découplage. Nous avons montré par simulation qu'il est aussi possible d'éliminer les perturbations dues à un défaut d'un interrupteur de puissance grâce à une structure du convertisseur et à une adaptation de l'algorithme de commande.

La plupart des prédictions par simulation ont été justifiées expérimentalement.

**Mots clés:** Défaut d'excentration, Inductances d'une machine excentrée, Signatures d'excentration, Défaut de court-circuit, Défaut d'ouverture de circuit, Commande tolérant le défaut, Connexion en série de deux machines asynchrones, Commande découplée.

## Abstract

This thesis investigates various fault and detection issues in a Dual-Stator Winding Induction Machine Drive including rotor eccentricity problems and inverter switch faults. In addition, the control of six-phase series-connected two-motor drives and the related fault detection and fault tolerant strategy issues are studied as well.

The work starts with new modeling methods for an eccentric multiphase induction machine. The first proposed method considers only the winding harmonics and neglects the slotting effects. Then, a second method is proposed, considering the first winding harmonic and the slotting ones. From both modeling techniques, eccentricity signatures are extracted. Simulation results show that both modeling techniques provide identical spectra at low frequency; however, the second technique gives additional high frequency sidebands. These sidebands are the results of the interaction between the eccentricity and the slot harmonics.

Eccentricity and inverter faults in a Dual-Stator Winding Induction Machine Drive are subsequently investigated. The inverter topology and the control algorithm are reconfigured to deal with short-circuit and open circuit faults on the inverter side so that the stator currents become balanced again and reach their pre-fault magnitude. Simulation results show promising results. The speed is stabilized after a short disturbance due to the fault. Besides, analytical method has been successfully used to predict eccentricity fault, although the machine was inverter fed. Control variables have been effectively used as diagnosis tools for eccentricity fault in a vector controlled machine.

Additionally, decoupled control of six-phase and three-phase machines connected in series has been investigated. Firstly, decoupling control using analytical method is predicted. Several simulations are then carried out to confirm the decoupling effectiveness. For this special drive, elimination of the disturbances due to a switch fault is also possible thanks to an appropriate converter topology and adaptation of the control algorithm.

Most of simulation predictions are confirmed by experimental results.

**Keywords:** Eccentricity fault, Eccentric machine inductances, Eccentricity signatures, Short-circuit fault, Open-circuit fault, Fault-tolerant control, Series-connection of induction machines, Decoupled control.

---