

THÈSE

présentée
pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE
&
DE L'ÉCOLE NATIONALE D'INGÉNIEURS DE TUNIS**

École doctorale : GEET

Spécialité : Génie Electrique

Par

Sejir KHOJET EL KHIL

Ingénieur ENIT – DEA Génie Electrique

Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)

*Optimisation des pertes dans les convertisseurs
Reconfiguration de la commande pour un fonctionnement sécurisé*

Soutenue le 04 Décembre 2006 devant le jury composé de

M.	Mohamed	ELLEUCH	Président
MM.	Faouzi	BEN AMMAR	Rapporteur
	Farid	MEIBODY-TABAR	Rapporteur
MMe.	Ilhem	SLAMA-BELKHODJA	
	Maria	PIETRZAK-DAVID	
MM.	Bernard	DE FORNEL	
	Fayçal	SELLAMI	Examineur

*à la mémoire de mes grands parents
Hmida Khojet El Khil et Mahrez Bey*

*à la mémoire de ma grand mère
Nana Arbia Khojet El Khil*

*à mes parents
à mes soeurs
à toute ma famille
à tous ceux qui me sont chers*

*« La source de tout savoir est la connaissance de dieu
-que sa gloire soit exaltée- et ceci ne peut être réalisé
que par la connaissance de sa divine manifestation »*

Bahà'u'llah

Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée

Optimisation des pertes dans les convertisseurs Reconfiguration de la commande pour un fonctionnement sécurisé

Mots Clés :

- Machine asynchrone doublement alimentée
- Loi de répartition de puissance
- Dimensionnement des convertisseurs
- Contrôle vectoriel
- Contrôle sans capteur
- Reconfiguration du mode de fonctionnement
- Défaut de court-circuit.

Résumé :

Dans ce travail, l'auteur s'intéresse à la machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. La stratégie de commande développée est basée sur un contrôle vectoriel avec une orientation du flux rotorique, avec une loi de répartition de puissances actives entre le stator et le rotor. Cette loi de répartition de puissance donne lieu à une relation entre la pulsation des grandeurs statoriques et la pulsation des grandeurs rotoriques qui permet d'optimiser le dimensionnement de chaque convertisseur.

Une commande sans capteur de vitesse ou de position est développée. La compensation du couple de charge permet d'assurer de bonnes performances avec une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

L'étude de la reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA face à des défauts au niveau des onduleurs de tension, permet de dégager un avantage majeur de cette machine. En effet, la double alimentation permet d'éliminer l'onduleur défaillant et de fonctionner avec un seul onduleur. Les résultats de simulation présentés témoignent des bonnes performances de cette machine en présence de tels défauts.

Field Oriented Control of a doubly fed asynchronous machine

Inverters losses optimization A fault tolerant operating system under inverter default

Key words:

- Doubly fed asynchronous machine
- Power distribution law
- Inverters design
- Field oriented control
- Sensor less control
- Fault operating system
- Inverter short-circuit fault.

Abstract:

This work is focused on the doubly fed wound rotor asynchronous machine supplied by two Pulse Width Modulation (PWM) voltage inverters, each in rotor and in stator sides.

The control strategy used is a rotor field oriented control (RFOC) with an active power distribution law between stator and rotor. This power distribution law permits to have a relation between stator and rotor frequencies which allows an optimized design for each inverter.

A sensor less control is developed. The torque compensation allows high performances with a good robustness to machine parameters variations.

The continuous drive operating under inverters faults is the most important advantage of this machine. In fact, the double fed allows to eliminate the damaged inverter and to drive the machine with one inverter.

The continuous drive operating is guaranteed but the power distribution law is not possible. The DFIM speed drive can tolerate the inverter fault apparitions thanks to its structural qualities. It is obtained with power electronic structure reconfiguration followed by control strategy adaptation.

Simulation results prove the feasibility and the efficiency of the strategy.

تحكم في إشعاع موجه لمحرك لا متزامن مزدوج التغذية

الكلمات المفاتيح

- محرك لا متزامن مزدوج التغذية.
- تحكم في إشعاع موجه.
- قانون توزيع القوة.
- تكهن السرعة.
- استمرارية عمل المحرك اثر ظهور تردّي

التلخيص

هذا العمل يتعلّق بمحرك لا متزامن مزدوج التغذية من الساكن و الارتكاسية عن طريق محوّل للطاقة. استراتيجية التّحكم هي تحكم في إشعاع موجه باستعمال قانون لتوزيع القوة بين الساكن و الارتكاسية. هذا القانون يسمح بالحصول على علاقة بين نبضات الساكن و الارتكاسية.

قمنا بدراسة استراتيجية التحكم باستعمال مقدر و مراقب للسرعة. إن موازنة زوج الشحنة تمكن من الحصول على مردودية طيبة للمحرك.

المحور الأخير لهذه الدراسة يتعلّق بمدى إمكانية استمرارية عمل المحرك على اثر تردّي بالقالبة مثل خلل الدّارة القصيرة. ازدواجية التغذية لهذا المحرك اللامتزامن تمكن من عزل القالبة المعيوبية و العمل بقالبة واحدة.

النتائج التي تحصلنا عليها تؤكد صحّة عملنا.

Avant-propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués dans le cadre d'une collaboration entre :

- Le laboratoire des systèmes électriques (LSE) de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT), Tunis-Tunisie.
- Le laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle (LEEI, UMR N°5828 au CNRS) de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique d'Hydraulique et des Télécommunications (ENSEEIH), Toulouse - France.

Aux termes de ces quatre années de recherche, nous tenons à remercier très sincèrement:

Monsieur Mohamed ELLEUCH, Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, pour nous avoir fait l'honneur d'accepter la présidence du jury de soutenance.

Monsieur Faouzi BEN AMMAR, Maître de conférences à l'Institut National des Sciences Appliquées de Tunis, pour avoir accepté la tâche de rapporteur de ce mémoire et pour le jugement scientifique qu'il a bien voulu y porter.

Monsieur Farid MEIBODY-TABAR, Professeur des Universités à l'Institut National Polytechnique de Lorraine, pour l'intérêt qu'il porte à nos travaux en participant à ce jury en tant que rapporteur.

Madame Ilhem SLAMA-BELKHODJA, Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis et responsable du Laboratoire Système Electrique pour avoir accepté la direction scientifique de ces travaux de recherche. Les qualités humaines, le soutien ainsi que les précieux conseils prodigués nous ont aidé à mener à bien cette thèse. Qu'elle trouve dans ce mémoire l'assurance de notre reconnaissance.

Madame Maria PIETRZAK-DAVID, Directeur de thèse, Professeur des Universités à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique d'Hydraulique et des Télécommunications et Directrice du Département Génie Electrique et Automatique à l'ENSEEIH. Nous apprécions ses qualités humaines, son soutien, sa disponibilité ainsi que ses précieux conseils scientifiques qui ont permis de terminer cette thèse.

Monsieur Bernard DE FORNEL, Directeur de thèse, Professeur des Universités à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique

d'Hydraulique et des Télécommunications. Ses qualités humaines, sa grande expérience ainsi que ses inestimables conseils ont permis de mener à bien cette thèse. Qu'il trouve dans ce mémoire la marque de notre gratitude et de nos remerciements.

Monsieur Fayçal SELLAMI, Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax, pour avoir accepté la charge d'examineur.

Je voudrais adresser mes remerciements à **Monsieur Yvon CHERON** et **Monsieur Maurice FADEL**, respectivement ancien et actuel Directeurs du LEEI pour m'avoir chaleureusement accueilli au sein de leur établissement.

Mes remerciements s'adressent également à Messieurs Frédéric RICARDEAU, chargé de recherche au CNRS, du LEEI, Férid KOURDA, Maître Assistant à l'EINT, et Khaled JELASSI, Maître de conférences à l'EINT, du LSE pour leur disponibilité et leurs précieux conseils. Qu'ils trouvent dans ces quelques mots l'assurance de notre reconnaissance.

Je tiens également à remercier Mesdames Christine BODDEN, Fatima MEBREK et Mademoiselle Bénédicte BALLON du LEEI pour leur disponibilité et leur gentillesse.

Je ne peux de même oublier de remercier tous mes amis doctorants au LEEI ou au LSE notamment Bayram, Lotfi, Madiha, Wissem, Meriem, Mehdi, Ali, François, Christophe, Valentin, Marcos, Marcus et George.

En plus je réserve dans ces dédicaces une place particulière à mes amis : Olfa Mrabet, qui m'a toujours soutenu et encouragé tout au long de ce travail, Mohamed Mérieh et Youssef Mcharek.

Enfin je ne peux terminer sans remercier du fond du cœur mes parents, mes sœurs ainsi que mon oncle Hammadi pour avoir éclairer par leurs conseils et leur amour le chemin que j'ai parcouru jusqu'ici ainsi que pour m'avoir toujours soutenu et encourager dans les projets entrepris. Que ce mémoire soit pour vous une preuve de ma plus profonde et sincère reconnaissance.

Sommaire

Introduction Générale	1
CHAPITRE 1 : Étude de l'état de l'art	5
Introduction	5
1.1. État de l'art de la machine asynchrone à double alimentation	6
1.1.1. Fonctionnement pour application éolienne	7
1.1.2. Fonctionnement pour application moteur	14
1.1.3. Sûreté de fonctionnement	17
1.1.3.1. Reconfiguration du mode de fonctionnement des machines asynchrones à cage suite à des défauts onduleurs ou des défauts capteur	18
1.1.3.2. Sûreté de fonctionnement pour la MADA	20
1.1.4. Conclusions sur l'état de l'art	22
1.2. Contexte de travail	24
1.3. Dispositif de fonctionnement	25
Conclusion	25
CHAPITRE 2 : Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, loi de répartition de puissance et dimensionnement des convertisseurs	27
Introduction	27
2.1. Contrôle vectoriel de la MADA	28
2.1.1. Bilan de puissance dans la MADA	30
2.1.1.1. Bilan de puissance en tenant compte des résistances statorique et rotorique	30
2.1.1.1. Bilan de puissance sans prise en compte des résistances statorique et rotorique	31
2.1.2. Rapport de transformation d'une machine asynchrone à rotor bobiné	32
2.1.3. Fréquence minimale de fonctionnement	33
2.2. Loi de répartition de puissance	37
2.2.1. Loi de répartition de puissance et loi de commande en vitesse	38
2.2.2. Plages de variations des fréquences du stator et du rotor	40
2.2.3. Modification de la loi de répartition de puissance et fonctionnement en survitesse	42
2.2.4. Rapport de transformation et loi de répartition de puissances	46

2.3. Fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple/vitesse	46
2.4. Dimensionnement des convertisseurs statorique et rotorique	49
2.4.1. Etude de la variation des courants et des tensions de la MADA	49
2.4.1.1. Etude de la variation des courants	49
2.4.1.2. Etude de la variation des tensions	50
2.4.2. Comparaison avec une machine asynchrone à cage	54
2.4.3. Dimensionnement pour un fonctionnement avec une vitesse maximale sans démagnétisation	55
2.4.4. Prise en compte du rapport de transformation dans le dimensionnement des deux convertisseurs	57
Conclusion	58
CHAPITRE 3 : Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation avec et sans capteur de vitesse	61
Introduction	61
3.1. Etude de la première méthode	61
3.1.1. Principe de la commande	61
3.1.2. Régulation de la vitesse	64
3.2. Etude de la seconde méthode	64
3.2.1. principe de la commande	64
3.3. Résultats de simulation	66
3.4. Fonctionnement avec convertisseurs statiques	70
3.5. Fonctionnement sans capteur de vitesse ou de position	74
3.5.1. Fonctionnement sans capteur de vitesse	74
3.5.1.1. Estimation de la vitesse à partir de la relation d'autopilotage	74
3.5.1.2. Estimation de γ en fonction de V_{sq} et i_{sq}	76
3.5.2. Réalisation d'un observateur de vitesse et de couple de charge	80
3.6. Etude de la robustesse de l'observateur de Luenberger pour le couple de charge et la vitesse	87
3.6.1. Sensibilité par rapport aux variations des paramètres mécaniques de la machine	87
3.6.2. Sensibilité par rapport aux bruits de mesure	94
Conclusion	95
CHAPITRE 4 : Reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA suite à des défauts	97

convertisseurs statiques.	
Introduction	97
4.1. Reconfiguration de la loi de commande d'une MADA	99
4.1.1. Résultats de simulation	100
4.2. Défaut de la capacité du bus continu	104
4.2.1. Simulation du défaut	105
4.2.2 Reconfiguration de la commande	106
4.2.2.1. Défaut de la capacité de l'onduleur lié au rotor	106
4.2.2.1.1. <i>Structure de la nouvelle commande</i>	108
4.2.2.2. Analyse du défaut	111
4.2.2.2.1. <i>La vitesse</i>	112
4.2.2.2.2. <i>Le couple électromagnétique</i>	113
4.2.2.2.3. <i>Les courant i_{sq} et i_{rq}</i>	113
4.2.2.2.4. <i>Les courant i_{sd} et i_{rd} et le flux rotorique</i>	114
4.2.2.2.5. <i>Courants de lignes</i>	115
4.2.2.2.6. <i>Effet de la reconfiguration de la commande sur les angles de transformation</i>	116
4.2.2.2.6. <i>Variation des pulsations statorique et rotorique</i>	117
4.2.2.3. Cas d'un fonctionnement à basse vitesse et à couple de charge moyen	118
4.2.2.4. Défaut de la capacité de l'onduleur lié au stator	120
4.2.2.4.1. <i>Structure de la nouvelle commande</i>	120
4.2.2.4.2. <i>Analyse du défaut</i>	123
4.3. Défaut de court-circuit d'un bras de l'onduleur	126
4.3.1. Modélisation de l'entraînement électrique en vue de la reconfiguration du mode de fonctionnement	126
4.3.2. Défaut de court-circuit d'un bras de l'onduleur lié au rotor	128
4.3.3. Résultats de simulation	131
4.3.4 Défaut de court-circuit d'un bras de l'onduleur lié au stator	135
4.4. Défaut de court-circuit de deux interrupteurs de deux bras différents de l'onduleur	136
Conclusion	137
Conclusion Générale	139
Bibliographie	143
Annexe 1 : Synthèse des régulateurs courants	
Annexe 2 : Paramètres de la machine utilisée	

Introduction Générale

La machine asynchrone à rotor bobiné doublement alimentée (MADA) fonctionnant en mode moteur fait l'objet de nos recherches. Notre travail s'oriente principalement vers le dimensionnement des convertisseurs statiques associés, leurs commandes et la sûreté de fonctionnement et la continuité de service de l'ensemble, convertisseurs statiques - MADA.

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à la machine asynchrone à double alimentation. Cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor. Certaines études font d'elle une sérieuse concurrente à plusieurs machines électriques, particulièrement la machine asynchrone à cage classique. Pourtant à première vue, la balance semble pencher tout de suite du côté de la machine à cage d'écureuil : La machine asynchrone à rotor bobiné est plus volumineuse (plus de cuivre), utilise des balais et nécessite plus de convertisseurs (donc plus de silicium ?) pour un fonctionnement moteur.

Au cours de notre travail, nous essayons de dégager les principaux avantages de cette machine et d'apporter des éléments de réponse quant à sa comparaison par rapport à la machine asynchrone à cage. Ainsi, notre mémoire est composé de quatre chapitres :

Le premier est un chapitre de synthèse bibliographique, orienté vers trois thèmes. Les deux premiers concernent la MADA et le troisième la sûreté de fonctionnement :

L'utilisation de la MADA pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne est le premier thème traité. Dans ce cas, la machine est alimentée par un convertisseur au rotor (cycloconvertisseur ou onduleur de tension à MLI). Bien que cette application ne rentre pas dans le cadre de nos travaux de recherche, son étude s'impose vu la richesse des sujets traités en bibliographie (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, ...etc.), et vu l'abondance de la littérature dans le domaine.

Avec le second thème, nous abordons une seconde configuration de l'alimentation de la MADA dans laquelle chaque armature est alimentée par un convertisseur. Une telle configuration se retrouve dans des applications telles que le laminage, le pompage ou encore la propulsion maritime. C'est à cette configuration de la MADA que nous nous sommes intéressés. Les principales publications dans ce cadre concernent exclusivement les stratégies de commande, linéaires ou non linéaires, de cette machine.

Le troisième volet de cette recherche bibliographique est dédié à la sûreté de fonctionnement. Rappelons que la continuité de fonctionnement des systèmes électriques est indispensable pour beaucoup d'applications industrielles, telles que la production de l'électricité ou la traction ferroviaire. Dans la littérature, cet axe de recherche a visé principalement les entraînements électriques à vitesse variable avec machine asynchrone à cage afin de faire face aux défauts onduleur ou aux défauts capteur. Néanmoins, depuis quelques années cet axe s'est aussi étendu aux systèmes utilisant la MADA, notamment dans les systèmes éoliens avec MADA, afin de répondre aux nouvelles exigences de raccordement au réseau d'alimentation (Grid Code Requirement ou GCR).

A la fin de ce premier chapitre, nous situons le contexte de notre travail et nous présentons la configuration du système retenu pour notre étude.

Dans le second chapitre, nous développons la stratégie de commande adoptée à savoir le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique, en ne considérant tout d'abord que le régime permanent. Cette approche nous permet d'aborder les bilans de puissances au sein de la machine. Nous nous intéressons à la répartition de la puissance active entre le stator et le rotor, et aux plages de vitesse dans laquelle la loi de répartition établie est applicable, tenant compte de la plage de variation des fréquences statoriques et rotoriques, auxquelles nous imposons une fréquence minimale de fonctionnement. Nous analysons l'effet de cette loi sur les échanges de puissance active entre le stator et le rotor pour les fonctionnements hypo synchrone et hyper synchrone.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée au dimensionnement des convertisseurs du stator et du rotor. La loi de répartition des puissances, en limitant la plage de variation des fréquences statoriques et rotoriques, permet de diminuer la puissance apparente de dimensionnement de chaque convertisseur. Une discussion sur les possibilités de gains en silicium est effectuée.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des performances du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique développé pour la MADA. L'étude est tout d'abord menée pour un fonctionnement avec capteur de vitesse où deux structures de commande, mentionnées dans la bibliographie, sont comparées. Par la suite, le fonctionnement sans capteur de vitesse est étudié, en utilisant un observateur de Luenberger pour la vitesse et le couple de charge. L'étude de la robustesse de cet observateur vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques (moment d'inertie et coefficient de frottement) met en évidence que l'intérêt de l'observation du couple de charge réside dans sa compensation dans la commande en vitesse de la machine.

Le quatrième chapitre aborde une approche, qui, à notre connaissance, n'a pas encore été présentée dans la littérature spécialisée. Il s'agit de la reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA face à des défauts liés aux convertisseurs statiques alimentant la machine. La reconfiguration élimine le convertisseur défaillant en court-circuitant l'armature associée (rotor ou stator)

et la machine continue à fonctionner avec un seul côté alimenté par convertisseur statique.

Ainsi donc, cette reconfiguration se fait à deux niveaux :

- Circuit de puissance : un dispositif auxiliaire d'électronique de puissance (commutateur, contacteur, résistances, ...etc.) doit être mis en place pour assurer la continuité des grandeurs électriques (courant et flux), lors de la reconfiguration.
- Commande de la machine : l'élimination d'une alimentation s'accompagne du passage du contrôle vectoriel de la MADA vers un contrôle vectoriel classique d'une machine asynchrone conventionnelle.

Le défaut de la capacité de bus continu a été considéré en premier, dans le but de montrer la faisabilité de la méthode développée. Cette étude a permis de dégager les changements des consignes qui doivent nécessairement accompagner cette reconfiguration, pour respecter le dimensionnement du convertisseur non défectueux. Elle a aussi permis de différencier le cas où le défaut touche l'armature magnétisante. Sa mise en court-circuit entraîne alors la perte du contrôle du flux et nécessite de reconfigurer la commande pour une magnétisation de la MADA par l'armature non défectueuse.

Un défaut plus réaliste et plus fréquent est par la suite considéré : à savoir le défaut de court-circuit d'un bras entier d'un des onduleurs de tension. Les reconfigurations précédemment développées sont appliquées pour assurer une continuité de service de l'entraînement.

CHAPITRE 1

Etat de l'art

Introduction

Avant d'entamer la commande de la machine asynchrone doublement alimentée (MADA), un état de l'art des travaux, s'intéressant à cette machine, est effectué. Le bilan de cette synthèse bibliographique, dégagant les principaux points qui ont contribué à l'étude de la MADA, permet de situer nos travaux par rapport à ceux déjà existants et de définir les axes de recherche vers lesquels nous avons orienté notre travail.

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime. Ainsi dans cet état de l'art, nous nous intéressons à trois thèmes différents :

1- le premier est l'utilisation de la MADA pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne : Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré dans cette thèse, son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.). En effet, avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA connaissent un grand essor et un grand nombre de publications accompagnent ce développement.

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure 1.1. Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau.

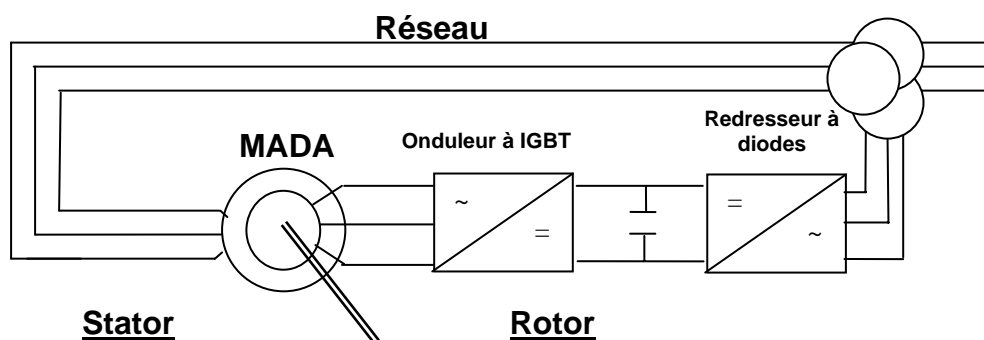


Figure 1.1 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice

2- Le second thème, qui fait l'objet de nos travaux, s'intéresse au fonctionnement moteur où la MADA est alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor (figure 1.2). Le nombre d'études traitant de ce type de configuration est inférieur au précédent. Néanmoins les travaux présents dans la littérature montrent les bonnes performances de cette machine dans ce mode de fonctionnement. Ces travaux concernent principalement les stratégies de commande.

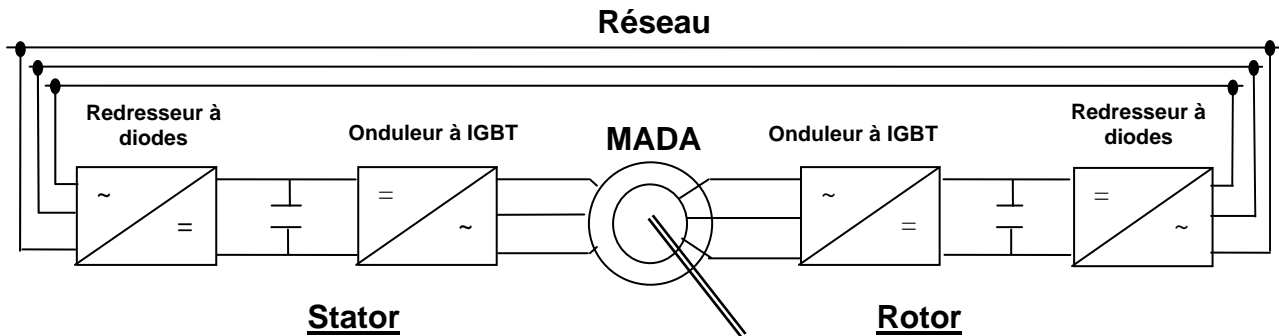


Figure 1.2 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application moteur

3- Le troisième et dernier thème est dédié à la sûreté de fonctionnement. Cet axe de recherche est très important vu qu'il s'intéresse à la continuité de fonctionnement des systèmes même en présence de défaut. Ce domaine est largement traité en bibliographie par les automaticiens, mais les applications concernant les entraînements électriques à vitesse variable sont peu nombreuses. Celles existantes pour la machine asynchrone à cage s'intéressent essentiellement à la présence de défauts au niveau de l'onduleur de tension ou au niveau des capteurs et au niveau de la structure de la machine.

1.1. Etat de l'art sur la machine asynchrone doublement alimentée

L'intérêt porté à la MADA ne cesse de croître surtout dans le domaine des énergies renouvelables. En effet, dans le domaine éolien, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique est dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles, ...etc. Pour des applications moteur, la machine asynchrone à cage occupe certes la première place, néanmoins la MADA alimentée par deux convertisseurs présente, notamment pour des applications de grandes puissances, de bonnes performances : fonctionnement en survitesse (jusqu'à deux fois la vitesse nominale) sans démagnétisation, bonnes performances à très basse vitesse pour un fonctionnement sans capteur de vitesse,...etc. Par ailleurs, la MADA grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine.

Dans toute la suite, nous présentons les travaux qui nous ont semblés être les plus significatifs dans le domaine. Pour chacun d'entre eux, nous mentionnons

le type de configuration de la MADA, l'application visée, la nature de la stratégie de contrôle adoptée ainsi que celle des convertisseurs utilisés.

1.1.1. Fonctionnement pour application éolienne

Les principaux résultats obtenus avec ce type de configuration de la MADA (voir figure 1.1) peuvent être partagés en quatre catégories :

- 1- Modélisation, zones limites de fonctionnement et stabilité de la MADA.
- 2- Qualité de l'énergie fournie et qualité des courants et des tensions, notamment en présence des défauts au niveau du réseau d'alimentation.
- 3- Stratégies de commande de la MADA avec ou sans capteur de vitesse et de position.
- 4- Dimensionnement du convertisseur du rotor.

Dans la première catégorie, et dans un premier temps la MADA s'est attribuée le nom de machine généralisée. Les différentes modélisations se sont basées généralement sur des modèles mathématiques triphasés ou biphasés (sous forme d'équations d'état) en vue d'une représentation vectorielle des différentes grandeurs électriques et mécaniques de la machine. La représentation vectorielle, comme l'affirment certains auteurs, est un outil puissant qui facilite l'évaluation des performances de la machine car il réduit les calculs matriciels et simplifie la résolution des équations électriques et mécaniques. C'est dans ce cadre que les premières modélisations mentionnées dans la bibliographie [Pou-88] [Mac-91] [Mac-92] ont orienté leurs études. La représentation vectorielle permet d'étudier le fonctionnement en régime permanent de la machine ainsi que sa stabilité autour d'un point de fonctionnement. On s'intéresse notamment aux variations du couple électromagnétique, aux facteurs de puissances du stator et du rotor ainsi qu'aux puissances actives et réactives du stator par rapport aux variations du rapport entre les valeurs efficaces des tensions statorique et rotorique, du déphasage entre ces tensions et du glissement afin de déterminer les limites de fonctionnement de cette machine. Toutes les études confirment que la plage de variation de la vitesse de la MADA est étroitement liée à la puissance du convertisseur lié au rotor.

Dans ce cadre, parmi les travaux les plus significatifs, nous citons les suivants :

M. Pouloujadoff [Pou-88] propose une étude mathématique de la MADA. Il se place dans le cadre le plus général possible. La MADA est alimentée par deux sources de tensions triphasées (il ne précise pas la nature des deux sources de tensions : réseau ou convertisseur). Il représente les variables internes de cette dernière sous forme de diagrammes circulaires. Il présente les trajectoires des vecteurs complexes des courants, tensions et flux lors des régimes transitoires.

M. Machmoum [Mac-92], présente un modèle de la MADA avec une alimentation en tension côté rotor par un cycloconvertisseur dans un repère tournant lié au vecteur tension statorique. Une analyse de l'expression analytique du couple en régime permanent permet de constater que le couple dépend de trois paramètres : le glissement, le rapport entre les amplitudes des tensions statoriques et rotoriques et le déphasage entre les deux sources de tensions. Il présente par la suite les résultats obtenus notamment ceux du couple, des courants statoriques et rotoriques en fonction du rapport des tensions, de l'angle de déphasage entre les vecteurs tensions statorique et rotorique. Il tire comme conclusion qu'il est possible d'obtenir un couple élevé avec un bon facteur de puissance. Les points de fonctionnement possibles pour la machine se trouvent pour un déphasage entre les deux sources de tensions variant jusqu'à 180° à cause des limites imposées par les courants de la machine.

Dans [Mac-91], il étudie une MADA où le stator est lié au réseau et le rotor est alimenté par un cycloconvertisseur. Il définit tout d'abord les matrices assurant le passage d'un référentiel triphasé à un référentiel biphasé tournant de Park. Il étudie une représentation vectorielle de la MADA en définissant les déphasages entre la tension statorique et celle rotorique puis entre la tension et le courant de chaque armature. Il présente des résultats de simulation des variations du couple électromagnétique en fonction du glissement, des courants du stator et du rotor en fonction du déphasage entre les tensions statoriques et rotoriques et enfin des facteurs de puissance statorique en fonction du rapport des tensions. Sa principale conclusion est la variation importante des courants du stator et du rotor en fonction du glissement et du déphasage entre les deux tensions d'où la nécessité d'un choix adéquat du rapport entre les valeurs efficaces des tensions du stator et du rotor de la machine.

A. Toumi [Tou-99] étudie la stabilité d'une MADA, notamment pour les applications éoliennes. Après avoir établi un modèle mathématique de la MADA il emploie la méthode des petites variations pour linéariser le modèle. Ensuite, l'auteur applique le critère de Routh afin d'obtenir des variations des coefficients de ce critère. L'influence de l'inertie ainsi que le rapport des tensions statoriques et rotoriques sont étudiés.

J. Soens [Seo-99] présente une étude originale d'une MADA de même type d'alimentation que précédemment en fonctionnement générateur dédiée à l'application éolienne et dont la puissance est de 850 kW. Il note tout d'abord que généralement les travaux consacrés à l'étude des limites de fonctionnement de la MADA se sont basés sur relation entre la puissance active du rotor et les zones de vitesses possibles de la machine. Il propose alors une étude plus approfondie consacrée au courant et à la tension rotorique en fonction de la vitesse et des puissances actives et réactives de la machine. Il se base sur un modèle dynamique de la machine en supposant que le rapport de transformation entre le stator et le rotor est unitaire. Ses conclusions sont les suivantes :

- Le courant est un facteur limitant les puissances active et réactive du stator mais n'a pas d'influence sur la variation de la vitesse de la machine.

- La tension rotorique est un facteur limitant de la zone de variation de la vitesse mais a peu d'influence sur les puissances active et réactive du stator.

Ces grandeurs dépendent du rapport de transformation de la machine, donc pour optimiser les performances de la MADA il faut un dimensionnement particulier de la machine ce qui représente un inconvénient. Pour cela, il choisit d'étudier le comportement de la puissance apparente du rotor qui est indépendante du rapport de transformation de la machine. Le principal résultat qu'il dégage est que, pour une puissance réactive statorique nulle et pour des faibles valeurs de la puissance active rotorique (ce qui est avantageux pour les éoliennes ; il avance le chiffre de 25% de la puissance active nominale) il est possible de faire varier la vitesse de la machine jusqu'à deux fois sa vitesse nominale. Enfin son étude lui permet de confirmer que, pour une variation de la vitesse de ± 10 à 50 % de la vitesse de synchronisme, la puissance apparente maximale côté rotor est de 30% de sa valeur nominale.

Il faut néanmoins rappeler que la modélisation de la machine n'est pas destinée uniquement à l'étude de ses performances électriques ou mécaniques. Récemment des travaux proposent différents modèles de MADA en vue d'étudier le comportement du système éolien basé sur cette machine, en présence de défaut, notamment celui des creux de tensions. En effet un défaut peut introduire des déséquilibres au niveau de l'alimentation de la machine ainsi qu'une saturation magnétique dont il faut tenir compte. Un modèle diphasé classique du type modèle de Park se trouve limité et ne peut pas caractériser le fonctionnement défaillant de la machine d'où la nécessité d'étudier d'autres modèles notamment mathématiques ou à partir des éléments finis [Sem-04] ou [Lu-04]. Cette étude sera détaillée dans § 1.3.2.

La seconde catégorie de bibliographie dédiée aux systèmes éoliens s'intéresse à la qualité de l'énergie fournie ainsi qu'à celle des courants et des tensions. Pour une application du type éolien la présence du convertisseur rotorique introduit de nouvelles harmoniques dans les courants du rotor qui seront transmises à la puissance du système via le stator. Des études ont analysé ces formes d'ondes et proposent des solutions pour améliorer leur qualité.

M. Yamamoto [Yam-91] étudie le cas d'une MADA en fonctionnement générateur dont le stator est couplé au réseau et le rotor alimenté par un cyclo convertisseur. Cette machine est dédiée à des applications du type hydroélectricité et éolien. Son étude porte principalement sur le contrôle des puissances active et réactive du stator ainsi que sur les formes d'ondes des courants de la machine. L'analyse spectrale des courants statoriques et rotoriques permet d'affirmer que certaines harmoniques du courant rotorique sont transmises à l'enroulement statorique ce qui change le spectre des fréquences des courants de ce dernier. Des résultats expérimentaux sont présentés afin de valider l'étude proposée.

A. Dittrich [Dit-01] s'intéresse à la qualité de la puissance d'une MADA dédiée à une application du type éolien. Pour cela, il propose d'améliorer la qualité des

courants délivrés par la MADA en compensant leurs harmoniques. Il associe la présence d'harmoniques dans les courants à deux raisons : la distorsion de la tension réseau et la distribution non-sinusoidale du flux dans la machine. Il propose alors de réduire les harmoniques des courants par les méthodes de compensation dues à des effets secondaires. Il présente des résultats expérimentaux pour les courants avec et sans compensation pour des essais sur une machine de 4 kW et montre l'amélioration des formes d'ondes des courants et des analyses spectrales de ces mêmes courants témoignant de l'efficacité de la méthode proposée.

Concernant les stratégies de commande, la littérature permet de remarquer que la principale stratégie utilisée est le contrôle vectoriel par orientation soit du flux statorique soit de la tension statorique. Le principal objectif est de contrôler indépendamment la puissance active et la puissance réactive, tant au stator qu'au rotor. On s'intéresse aussi aux performances de la MADA ainsi qu'à sa stabilité et à la robustesse de la stratégie de commande face aux variations paramétriques de la machine. Ces études proposent des contrôles avec ou sans capteur de position et de vitesse en utilisant différentes méthodes d'estimation de la vitesse ou de la position du rotor de la machine. Dans ce cadre on peut citer :

J. Bendl [Ben-02] présente une étude d'une MADA dont le rotor est alimenté par un convertisseur et l'armature du stator liée directement au réseau, visant une application du type éolien ou génération de l'électricité à travers l'hydraulique. A travers un contrôle vectoriel utilisant quatre régulateurs de courant, cette structure lui permet d'assurer un contrôle indépendant des séquences négatives et positives des courants de la machine. Cette approche lui permet de minimiser au maximum l'effet des perturbations réseau sur le facteur de puissance. Il conclut que cette approche peut améliorer la qualité de la puissance fournie sur des sites isolés nécessitant de longs câbles pour être connectés au réseau.

B. Hopfensperger [Hop-00] présente une étude de la MADA dont les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé et le rotor est alimenté par un onduleur. Il étudie le cas d'un fonctionnement moteur en traitant les applications nécessitant une variation de la vitesse de rotation de la machine. Il adopte une stratégie de contrôle de type champ orienté. L'orientation du repère est selon le flux statorique. Il étudie par la suite le cas de fonctionnement sans capteur de position où il compare deux méthodes différentes pour estimer la position du rotor. La première méthode est une estimation à partir des courants statoriques et rotoriques et la seconde est une estimation à partir des puissances active et réactive du stator et des courants rotoriques. Il propose ensuite quelques résultats expérimentaux lui permettant de souligner la nécessité d'utiliser un filtrage afin d'améliorer les performances du fonctionnement sans capteur de vitesse.

R. Datta [Dat-01] propose une commande sans capteur de position et de vitesse d'une MADA dédiée à une application éolienne. Il s'agit d'une commande vectorielle par orientation du flux statorique. L'algorithme permettant

l'estimation de la position est fait à partir des courants statorique et rotorique et des tensions statoriques (la fréquence des grandeurs statoriques est constante et égale à 50 Hz). L'estimation de la position lui permet par la suite d'estimer le flux statorique. Les avantages de cette méthode d'estimation sont : la faible dépendance vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, l'estimation de la position sans connaissance préalable de la position initiale du rotor et de bonnes performances de la machine pour un fonctionnement à vitesse synchrone c'est-à-dire pour une fréquence du rotor nulle. Des résultats de simulations ainsi que des résultats expérimentaux sont présentés pour attester des bonnes performances de la méthode proposée.

R. Cárdenas [Cár-04], propose une commande d'une MADA (fonctionnement en génératrice) sans capteur de vitesse alimentant une charge isolée. La stratégie de commande utilisée est un contrôle vectoriel par orientation du flux statorique. L'estimation de la vitesse utilise la technique MRAS utilisant les courants du stator et ceux du rotor et les tensions du stator. Il présente des résultats expérimentaux (en régime transitoire avec notamment les impacts du couple de charge et en régime permanent) d'essais effectués sur une machine de 2.5 kW en comparant entre autres la vitesse réelle et la position réelle du rotor avec celles observées avec des erreurs statiques maximales de 1%. Ses conclusions témoignent des bonnes performances de la stratégie qu'il présente qui sont équivalentes aux performances obtenues avec un capteur de position.

L. Morel [Mor-95] [Mor-96] [Mor-98], étudie quant à lui une configuration particulière de la MADA alimentée directement par le réseau côté stator et via un convertisseur par le rotor en fonctionnement moteur et générateur à vitesse variable. Il nommera ce type de configuration «*ROTODRIVE*». Le fonctionnement du système se fait en trois modes : dans le premier (mode I), le stator est en court-circuit et la machine est alimentée par un convertisseur. Lorsque la machine atteint une vitesse optimale, le stator est directement couplé au réseau ceci représente le troisième mode (mode III). Le second mode (mode II), bref et intermédiaire permet le passage du premier au troisième mode. Il présente une commande vectorielle suivant les phases de fonctionnement : pour la première, il s'agit d'un contrôle vectoriel classique par orientation du flux statorique pour une machine alimentée par le rotor. Pour la seconde phase le contrôle vectoriel est basé sur la régulation des tensions de référence V_{sq} et V_{sd} ainsi que les courants i_{rd} et i_{rq} . Enfin dans la troisième phase le contrôle vectoriel est basé sur une régulation de la vitesse et de la puissance réactive statorique. La figure 1.3 présente le schéma général de principe du «*ROTODRIVE*».

Il présente la stratégie de commande pour un fonctionnement avec, puis sans capteur de vitesse ni de position. L'estimation de la vitesse de fonctionnement est basée sur une estimation de la position angulaire du rotor et ceci suivant le mode de fonctionnement : pour un fonctionnement dans la phase II, l'estimation de la position se fait à partir des tensions réseau (lié au stator) pour estimer l'angle θ_s . L'angle rotorique est calculé à partir des composantes directe et quadratique du flux statorique et des courants du rotor. Pour le mode III le calcul de θ_s est identique au mode II. L'angle rotorique est estimé quant à lui cette fois à partir

des composantes directe et quadrature des courants du stator et du rotor. Des résultats de simulation sont présentés ainsi qu'une validation expérimentale.

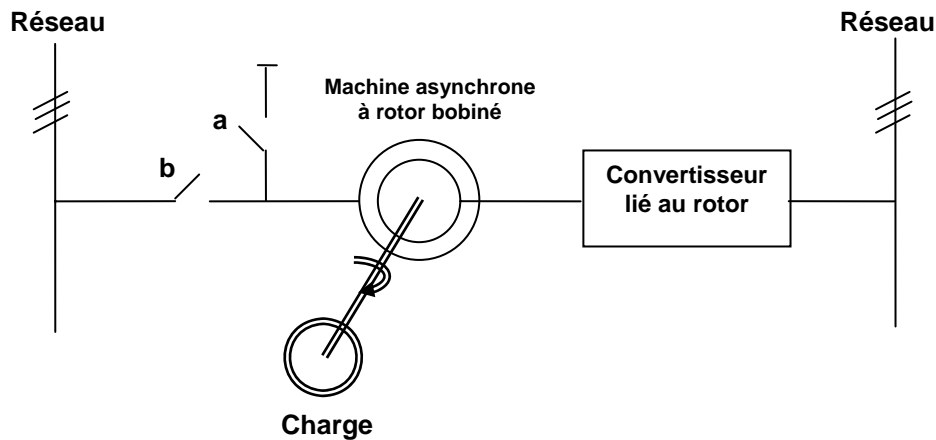


Figure 1.3 : Schéma général de principe du « ROTODRIVE »

Concernant le dimensionnement de l'onduleur du rotor nous pouvons citer principalement les travaux de L. Morel qui dimensionne ce convertisseur en tenant compte du rapport de transformation de la machine.

Il étudie par la suite le dimensionnement de l'ensemble convertisseur machine à rotor bobiné, en calculant les tensions et les courants maximaux au rotor et au stator en fonction du rapport de transformation de la machine pour chaque mode de fonctionnement (I, II ou III) et pour différents types de couple de charge (constant, quadratique). Il en conclut que la taille du convertisseur lié au rotor est plus grande pour un couple constant que pour un couple proportionnel au carré de la vitesse. La puissance active de dimensionnement du convertisseur est de l'ordre du 1/3 d'un convertisseur pour une application machine asynchrone à cage. Il optimise encore cette puissance pour la rendre au 1/5 en appliquant un changement du rapport de transformation.

Enfin il est intéressant de présenter quelques travaux qui ont traité d'autres axes que ceux cités plus haut, notamment la comparaison des performances de la MADA par rapport à ceux d'une machine asynchrone à cage ou encore à ceux d'une génératrice synchrone. D'autres traitent aussi de la commande non linéaire de la MADA ou encore de l'aspect multi machine. Certains articles traitent aussi de l'aspect multi machine. On peut citer :

R. Datta [Dat-02] fait une comparaison des performances de la MADA et de la machine asynchrone à cage, toutes les deux utilisées en génératrice. L'armature statorique de la MADA est liée au réseau tandis que son armature rotorique est reliée à un onduleur de tension. L'application visée est du type éolien. Il compare les performances de la MADA à celles d'une machine asynchrone à cage à vitesse variable ou à vitesse fixe. Sa comparaison est basée sur trois critères, à savoir : complexité du système à mettre en œuvre, zone de fonctionnement et quantité

d'énergie disponible à la sortie. Il en tire que le système le plus simple à mettre en œuvre est le système à vitesse variable utilisant la MADA. Il affirme que la MADA est plus avantageuse aussi en ce qui concerne la récupération d'énergie grâce au maintien d'un couple maximal sur une plus grande plage de vitesse. Un autre avantage consiste en la diminution de la puissance et donc en l'optimisation du dimensionnement du convertisseur utilisé.

D. Schulz [Sch-02], compare les performances d'une génératrice doublement alimentée à celles d'une génératrice asynchrone de même puissance (1.5MW) pour une application éolienne. Il étudie la variation du facteur de puissance de chaque génératrice en fonction de la variation de la vitesse du vent et conclut que la valeur du facteur de puissance augmente avec la vitesse du vent. Il étudie aussi la variation du taux de distorsion harmonique en fonction de la puissance active de la génératrice. Ses conclusions sont que, du point de vue qualité de la puissance fournie, il n'y pas de grandes différences entre les deux génératrices. La seule différence est au niveau des harmoniques où la génératrice asynchrone présente un spectre de fréquence contenant un nombre plus important d'harmoniques que la génératrice synchrone à cause du convertisseur du rotor.

B. Hopfensperger [Hop-01], présente une classification et une comparaison des différentes machines fonctionnant en double alimentation (machine asynchrone à double alimentation, machine de type brushless doublement alimentée, machine à réluctance à double alimentation, etc.). Ses critères de comparaison sont : la complexité de la fabrication de la machine, la puissance du convertisseur lié au rotor et la stratégie de contrôle. Sa première conclusion est que, pour toutes les machines étudiées la puissance du convertisseur du rotor est étroitement liée à la bande de vitesse de fonctionnement de la machine (qui doit être autour de la vitesse de synchronisme). Du point de vue stratégie de commande il n'y pas de grande différence entre les machines proposées, commercialement il reste prudent dans ses conclusions estimant qu'il est difficile de se prononcer sur une machine ou une autre mais il affirme que la machine asynchrone à double alimentation et la machine à réluctance doublement alimentée restent les plus attractives.

O. A. Mohammed [Moh-05] propose l'étude des performances d'une MADA commandée par un contrôle direct du couple (DTC) avec un facteur de puissance unitaire au rotor. Il présente des résultats de simulation et expérimentaux. Ses principales conclusions sont que cette stratégie de contrôle est possible pour une MADA, le contrôle du couple justifie les bonnes performances de la méthode proposée. Enfin les formes d'ondes des courants statoriques montrent une réduction de la pollution harmonique de la puissance fournie au réseau.

L. Jiao [Jia-04], propose une étude d'une application multi machine de la MADA pour les installations éoliennes. Il s'agit de trois génératrices asynchrones où les trois stators sont liés au même réseau et les trois rotor alimentés par trois convertisseurs différents. L'idée est de réguler la tension du bus continu afin qu'elle soit identique à celles des trois génératrices et ceci en contrôlant l'énergie réactive des différentes génératrices.

B. Hopfensperger [Hop-99] présente un contrôle vectoriel de deux machines asynchrones doublement alimentées (avec deux paires de pôles différentes) montées en cascade (*CDFM : Cascaded Doubly-Fed Induction Machine*). Le stator de la machine A est lié au réseau et le stator de la machine B est alimenté par un convertisseur statique. Les deux rotors sont reliés mécaniquement et électriquement suivant la figure 1.4. Il présente des résultats expérimentaux validant le fonctionnement choisi.

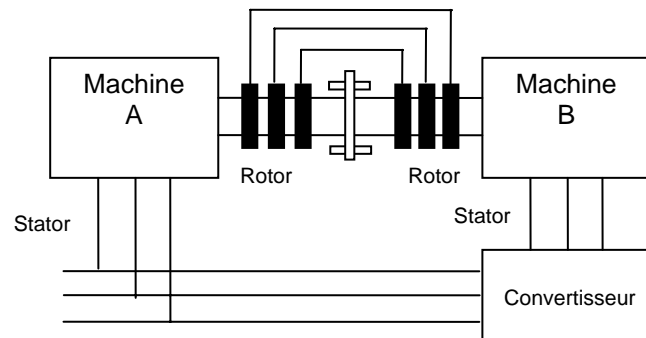


Figure 1.4 : Schéma général de principe de deux MADA montées en cascade

1.1.2. Fonctionnement pour une application Moteur

Pour le cas de l'application moteur de la MADA les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaire ou non linéaire avec ou sans capteur de vitesse ou de position de la MADA. La stratégie de commande la plus utilisée mentionnée par la bibliographie est le contrôle vectoriel par orientation du flux notamment l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer, sauf pour P. Vidal qui oriente ses travaux vers une commande non linéaire de la MADA. Les convertisseurs utilisés pour alimenter la MADA sont soit les cycloconvertisseurs soit des onduleurs à base d'IGBTs.

Les travaux effectués par R.Ghosn présentent une prospection concernant les échanges de puissance entre le stator et le rotor par imposition d'une loi de répartition de puissance active entre les deux armatures. Ils donnent aussi un aperçu sur le dimensionnement des deux convertisseurs.

Nous proposons de mentionner pour chaque chercheur les principaux travaux réalisés.

D. Lecoq [Lec-94] [Lec-94] fut l'un des premiers à présenter des résultats concernant la commande d'une machine asynchrone à double alimentation avec un contrôle vectoriel à flux orienté. Son étude est une prospection visant à établir la faisabilité d'une pareille configuration et à en tirer les principaux avantages.

Dans ses études il s'est intéressé à une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par deux onduleurs l'un lié au rotor et l'autre lié au stator. Il affirme que grâce à ce type d'alimentation, la MADA possède quatre degrés de libertés

qui lui permettent de réguler la vitesse (ou le couple), le flux (statorique, rotorique et d'entrefer), le glissement et le facteur de puissance. Il s'intéresse dans son étude à une orientation du flux statorique puis à celui de l'entrefer pour une application moteur. Il présente deux stratégies de commande : l'une directe par orientation du flux statorique et qui contient trois régulateurs de courants. Dans cette commande et dans le souci d'avoir un facteur de puissance unitaire au stator l'auteur impose une référence nulle au courant i_{sd} . Dans la seconde stratégie, indirecte, il oriente le flux d'entrefer en utilisant un courant magnétisant proportionnel au flux d'entrefer et quatre régulateurs de courants. Dans ce dernier cas, il présente des résultats expérimentaux.

Dans [Lec-91], il étudie la commande par orientation du flux statorique d'une MADA alimentée par deux cycloconvertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. L'application visée est la métallurgie. La magnétisation de la machine est effectuée par le rotor. Il commande ainsi le facteur de puissance du stator et le flux statorique. Il donne des résultats expérimentaux de la commande présentée.

Ses principales conclusions confirment la faisabilité d'une telle configuration où les performances dynamiques de la MADA sont comparables à celles de la machine à cage. La MADA représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance notamment ceux exigeants un large domaine de fonctionnement étendue à puissance constante.

R. Ghosn [Gho-01] [Gho-02], reprend la même configuration de la MADA déjà présentée par D. Lecoq. Ses objectifs sont : une commande vectorielle par orientation du flux avec et sans capteur de vitesse ou de position et une répartition des puissances actives entre le stator et le rotor.

Il présente une commande vectorielle par orientation du flux statorique, et à facteur de puissance unitaire au rotor, en comparant trois algorithmes de commande différents (notamment celui utilisé par D. Lecoq). En étudiant la robustesse de chaque algorithme face aux variations paramétriques de la machine ainsi que les valeurs de certaines grandeurs de la commande, l'auteur parvient à dégager un algorithme qu'il considère comme le plus satisfaisant. Ainsi sa commande est basée sur un seul régulateur identique pour les quatre courants de la machine. Le long de son travail, il s'est basé sur une répartition de la puissance active entre le stator et le rotor (défini pour un rapport entre ces deux puissances) afin d'optimiser le dimensionnement des convertisseurs du stator et du rotor. Il présente des résultats de simulation pour les quatre quadrants et il définit une fréquence de fonctionnement minimale qu'il impose aux convertisseurs liés au rotor et au stator. Le choix de cette fréquence minimale est basé sur un phénomène thermique qui stipule que plus la fréquence de fonctionnement du convertisseur est grande, plus les oscillations thermiques autour des interrupteurs de puissance sont faibles. Il est alors possible de fonctionner en survitesse sans démagnétisation (avec répartition de puissance), la vitesse maximale de fonctionnement dépend du coefficient de la loi de répartition de puissance.

Par la suite, il étudie le dimensionnement des convertisseurs du stator et du rotor afin d'optimiser leur coût en réduisant la plage de variation des fréquences des tensions qu'ils fournissent grâce à la loi de répartition de puissance. Il se base sur une puissance apparente de dimensionnement, calculée pour une application MADA et pour une application machine à cage, pour des machines identiques dans les deux cas. Il distingue deux cas de fonctionnement : fonctionnement pour une vitesse variant de 0 à la vitesse nominale et un fonctionnement en survitesse sans démagnétisation. Il conclut que dans les deux cas la puissance apparente totale (convertisseur stator + convertisseur rotor) pour une MADA est toujours inférieure au cas d'une machine à cage (de l'ordre de 55% pour le convertisseur du stator et de 59% pour le convertisseur du rotor) ; ce qui représente un autre avantage pour la MADA.

Il étudie le cas du fonctionnement sans capteur de vitesse ou de position, dans le but de maintenir les performances obtenues avec la commande avec capteur, en utilisant une estimation de la vitesse à partir des pulsations puis à travers un modèle adaptatif (MRAS). Il conclut que l'utilisation de la technique MRAS est plus avantageuse. Enfin il étudie un observateur de Luenberger pour la vitesse et le couple de charge. Des résultats expérimentaux sont présentés pour un fonctionnement à vitesse réduite.

Dans [Gho-04], l'auteur étudie l'estimation de la résistance statorique d'une MADA alimentée par deux onduleurs. Son objectif est d'améliorer les performances du fonctionnement sans capteur de vitesse et de position de la MADA vis-à-vis des variations paramétriques de la machine. L'estimation de la résistance est effectuée à partir d'un modèle de référence et d'un modèle adaptatif (MRAS) utilisant les composantes du flux statoriques. Des résultats de simulation présentent les performances de la méthode adoptée et ce pour différentes valeurs de la résistance statorique.

G. Brown [Bro-89] [Bro-92], étudie quant à lui une MADA alimentée par deux cyclo convertisseurs. Il présente un fonctionnement dans les quatre quadrants en précisant le fonctionnement hyper et hypo synchrone. La stratégie de commande est un contrôle vectoriel. Ses objectifs consistent à minimiser les harmoniques de couple en agissant sur la fréquence du stator et à assurer un synchronisme des champs tournants en contrôlant les phases des tensions statorique et rotorique.

D. Ramuz [Ram-99] étudie une MADA alimentée par deux convertisseurs. Le cahier des charges qu'il présente est le suivant : un fonctionnement à couple constant pour une vitesse allant de 0 à une vitesse de base, ensuite un fonctionnement à puissance active constante comme le montre la figure 1.5 pour une application du type enrouleurs dérouleurs. Afin d'assurer des puissances actives et réactives égales et au stator et au rotor, il impose des fréquences au stator et au rotor égales, mais de signes opposées, ce qui lui permettra d'atteindre une vitesse maximale égale au double de la vitesse nominale. Le contrôle vectoriel présenté est basé sur la régulation des composantes directe et en quadrature du courant rotorique, le stator fonctionnant en boucle ouverte. Il compare les avantages et les inconvénients de l'orientation du flux rotorique ou

celui de l'entrefer. Ses principales conclusions sont que, pour une orientation du flux statorique, des tensions dites « actives » sont plus faibles et que des courants dits « actifs » sont plus élevés que pour le cas d'un flux d'entrefer. Il étudie la robustesse de la stratégie de commande qu'il présente ainsi que des résultats expérimentaux.

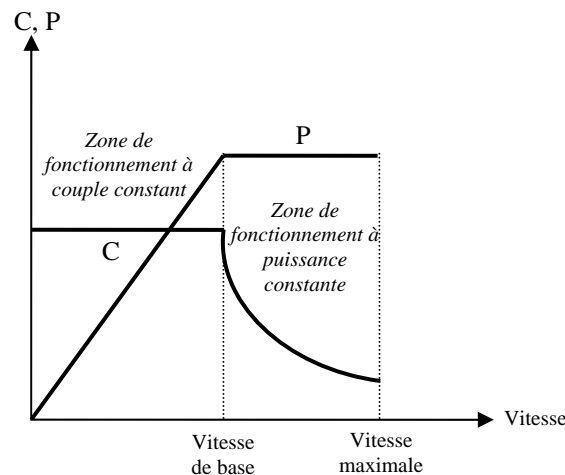


Figure 1.5 : Caractéristique couple-vitesse et puissance active-vitesse de la MADA utilisée dans [Ram-99]

P.E. Vidal [Vidal-03] [Vidal-04], reprend dans son étude la loi de répartition de puissance ainsi que la structure de la commande vectorielle présentée par D. Lecoq. Il commence par une modélisation de la MADA en se basant tout d'abord sur les courants puis sur les flux afin de rechercher d'autres lois de commande linéaire et non-linéaire. Il analyse alors le comportement de la MADA en régime permanent afin de dégager des schémas équivalents et par la suite des indications tirées d'un formalisme : le REM (Représentation Energétique Macroscopique des systèmes) qui permet d'obtenir de manière synthétique et visuelle une représentation des couplages mis en jeu dans la modélisation choisie. Comme R. Ghosn, il adopte une loi de répartition de puissance et impose une fréquence minimale de fonctionnement. Il étudie par la suite la commande linéaire de la MADA alimentée par onduleur MLI sur le modèle courant et le modèle flux. Il conclut que la modélisation « flux » présente de meilleurs résultats que la modélisation « courants », même en tenant compte du temps mort au niveau de la commande des onduleurs. La commande en vitesse est remplacée par une commande à régulateurs répartis basés sur une régulation des pulsations du stator et du rotor, issues de la loi de répartition de puissance. Enfin, il présente une commande non linéaire de la MADA, en mode glissant. Cette stratégie de commande donne de très bons résultats par rapport à ceux obtenus avec la commande linéaire.

1.1.3. Sûreté de fonctionnement

La complexité croissante des systèmes industriels et leur implication croissante dans la vie économique ainsi que la nécessité de minimiser les risques

économiques, humains ou environnementaux, imposent une sûreté de fonctionnement et donc une surveillance d'un système industriel donné (une association convertisseurs-MADA).

La notion de sûreté de fonctionnement consiste à connaître, prévoir et mesurer les défaillances d'un système. Elle englobe ainsi les notions de fiabilité, disponibilité, maintenabilité, sécurité,...

Récemment plusieurs études ont montré qu'il est possible de maintenir le fonctionnement d'une machine asynchrone même en présence d'un défaut convertisseur en reconfigurant le mode de fonctionnement de ce dernier. Les études concernant la MADA sont limitées aux cas de défaut réseau (court-circuit triphasé) pour des applications éoliennes qui sont présentées dans §1.3.2.

En ce qui concerne l'application moteur et à notre connaissance, seule la machine à cage a bénéficié de telles études et pas la MADA notamment en ce qui concerne les défauts liés aux interrupteurs de puissance ou liés aux capteurs.

Nous présentons tout d'abord quelques exemples significatifs de solutions proposées pour le cas d'un fonctionnement d'une machine à cage. La MADA, pour des applications moteurs, se trouve confrontée aux mêmes défauts convertisseurs (court-circuit d'un ou plusieurs interrupteurs de puissance, non fermeture d'interrupteurs, ...etc.) ou encore aux mêmes défauts capteurs, que la machine à cage.

Alors pour ces défauts, la MADA présente t-elle des avantages dans la reconfiguration de la commande par rapport à la machine à cage ?

1.1.3.1. Reconfiguration du mode de fonctionnement des machines asynchrones à cage suite à des défauts onduleurs ou capteur

Concernant la machine à cage, les principaux défauts étudiés, en ce qui concerne la continuité de fonctionnement, sont les défauts d'interrupteurs de puissance au niveau de l'onduleur ou les défauts capteurs. On peut citer comme défaut onduleurs, ceux de court-circuit d'un ou de plusieurs IGBTs (symétrique ou non) ou celui de non fermeture d'un ou de plusieurs IGBTs (symétrique ou non). L'origine de cette défaillance [RET-97] [MEN-99] [SID-97] peut être le semi conducteur lui-même à cause des variations importantes de gradient de tension, de phénomènes thermiques, de surintensités ou encore de surtensions. Le défaut peut être réversible, c'est-à-dire que le semi-conducteur reste intact pendant et après le régime de défaut, ou irréversible. Ce défaut peut être aussi l'origine d'un disfonctionnement au niveau de la commande.

L'étude de ces défauts a montré que pour le défaut de non fermeture d'un ou de plusieurs IGBTs la machine continue à tourner en l'absence de la phase affectée mais suite à un arrêt, il n'est pas possible de la redémarrer. Le défaut de court-circuit, dangereux pour l'ensemble de l'entraînement électrique, requiert l'arrêt immédiat de la machine. Dans ce cadre, plusieurs méthodes (vecteur de

Park, FFT, résidus d'observateurs, ...etc.) ont été élaborées afin de détecter et de caractériser ces défaillances. Néanmoins, dans certaines applications industrielles, la continuité de service est indispensable, d'où la nécessité de mettre en place des stratégies permettant à la machine de continuer à fonctionner même en présence de défaut onduleur.

La littérature mentionne plusieurs méthodes permettant de maintenir un fonctionnement d'une machine à cage tolérant la présence d'un défaut onduleur. Ces méthodes sont basées sur l'utilisation d'un nombre redondant de phases ou l'utilisation d'un onduleur avec un bras redondant ou encore un fonctionnement en alimentant la machine par deux phases comme le propose T. Elch-Heb dans [Elc-93].

A. M. S. Mendes [Men-04] propose la reconfiguration du mode de fonctionnement d'une machine à cage suite à un défaut onduleur en se basant sur la redondance du nombre de phases. Il compare les résultats obtenus pour une machine commandée par un contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique puis commandée par DTC (*Direct Torque Control*). Deux solutions sont alors proposées :

1. Une fois le défaut détecté et le bras défaillant isolé par le système de surveillance, le point neutre des enroulements statoriques est relié au point milieu du bus continu. Cette méthode est appelée *SNPC*.
2. Chaque phase de la machine est reliée au point milieu du bus continu par des triacs. Une fois le défaut détecté et le bras défaillant isolé par le système de surveillance, la phase correspondante est reliée au point milieu du bus continu. Cette méthode est appelée *SPC*.

Il présente des résultats expérimentaux et les éléments de comparaison comme le taux de distorsion harmonique, le déphasage entre les tensions d'alimentation et le facteur de puissance de la machine. Il en tire comme conclusion que la seconde méthode (*SPC*) est plus intéressante dans le sens où elle permet un fonctionnement très proche du fonctionnement sans défaut de la machine. Il remarque aussi, le DTC est plus sensible à ce type de défaut que le contrôle vectoriel.

R. L. A. Ribeiro [Rib-01] étudie deux méthodes de reconfiguration du mode de fonctionnement d'une machine asynchrone à cage suite à un défaut onduleur. La première méthode consiste à placer dans l'onduleur un bras redondant. Chaque phase de l'alimentation de la machine est reliée à ce bras par un système de triacs. En fonctionnement défaillant, la phase correspondante est alimentée par le bras redondant. La seconde méthode consiste à relier chaque phase d'alimentation de la machine au point milieu du bus continu par un système de triacs identique à la méthode précédente. Comme précédemment, la phase correspondant au bras défaillant est alimentée par la phase redondante. L'auteur détecte le défaut en comparant la tension aux bornes du transistor de puissance à une tension de référence. Il présente des résultats expérimentaux et conclut que la première méthode permet un fonctionnement de longue durée de

l'entraînement mais elle est coûteuse. Quant à la seconde méthode, bien qu'elle soit plus simple, elle demande une importante tension du bus continu afin de reconstituer une tension identique à la première méthode. L'auteur propose de laisser le choix entre les deux méthodes suivant l'application visée.

L'utilisation de capteur est indispensable dans la commande des machines électriques. Ces capteurs sont utilisés pour deux raisons : améliorer les performances des stratégies de commande de la machine en mesurant certaines grandeurs comme la position du rotor ou les courants statorique ou rotorique. Protéger les interrupteurs de puissance en mesurant le courant y circulant ou la tension à leurs bornes.

Ces capteurs sont néanmoins sujets à des défauts comme celui de bruit, d'offset, de gain ou de déconnection permanente ou non. Toute défaillance au niveau du capteur introduit des erreurs de mesures qui compromettent et dégradent considérablement les performances du système. Ainsi le diagnostic des défauts capteurs est favorisé dans plusieurs applications telles la traction ferroviaire ou la propulsion maritime. Des travaux proposent des reconfigurations des stratégies de commande en présence d'un défaut capteur en estimant notamment la grandeur mesurée par le capteur défaillant.

Dans ce cadre on peut citer H. Wang [Wan-05] qui propose d'éliminer, suite à leurs défaillances, le capteur de position et les capteurs de courants. La commande qu'il propose est une commande par hystérésis. En éliminant les capteurs de position et de courants, il estime la vitesse du rotor à partir de la technique MRAS en utilisant une estimation des composantes directe et en quadrature du flux rotorique. Il reconstitue les tensions et les courants triphasés de la machine respectivement à partir de la tension du bus et du courant du bus continu et de l'état des interrupteurs de puissance de l'onduleur. Il note qu'il est possible d'utiliser les deux méthodes ensemble dans le cas où les capteurs de position et de courants sont défaillants en même temps. Il présente des résultats de simulation et expérimentaux pour un défaut de capteur de position puis pour un défaut de capteurs courants qui témoignent de l'efficacité de la méthode proposée.

Nous pouvons remarquer, pour un défaut lié au capteur (de position, de courants) que la reconfiguration est principalement liée à la commande. Aucun circuit de puissance supplémentaire n'est nécessaire. Par contre, pour un défaut lié à l'onduleur où un dispositif de puissance est nécessaire pour reconfigurer le mode de fonctionnement de la machine. Les études ne mentionnent pas par contre une modification dans la stratégie de commande.

1.1.3.2. Sûreté de fonctionnement pour la MADA

En ce qui concerne la machine asynchrone à double alimentation, les études faites dans ce sens concernent principalement la configuration avec convertisseur lié au rotor et stator accroché au réseau, c'est-à-dire pour les applications éoliennes. Parmi les perturbations au niveau du réseau, le court-circuit triphasé

symétrique [Dit-03] [Dit-05] [Rod-05] [Sem-04] [Ser-03] est le plus traité. Quelques études mentionnent aussi le défaut de court-circuit entre spires dans la MADA [Lu-04].

I. Serban [Ser-03] étudie le défaut du court-circuit triphasé réseau d'une MADA alimentée par un convertisseur côté rotor et liée au réseau côté stator. Le défaut est appliqué au niveau du point commun liant le réseau aux deux armatures. La MADA, modélisée dans un référentiel dq, est commandée par un contrôle vectoriel par orientation du flux statorique. L'objectif est de réguler les puissances active et réactive côté stator. Le défaut de court-circuit triphasé est appliqué pendant 500 ms. L'auteur montre que ce défaut introduit des surintensités aux niveaux des courants du stator et du rotor. Elles sont plus importantes à la fin du défaut qu'à son apparition. Ces mêmes résultats se retrouvent sur le couple électromagnétique. Afin de remédier à ce problème et de protéger les convertisseurs statiques, il propose deux solutions : la première consiste à réduire la référence des puissances P_s et Q_s . Cette solution ne donnera aucun résultat. La deuxième consiste à réduire les références des courants i_{rd} et i_{rq} . Il note que cette dernière solution permet de diminuer les surintensités au niveau des courants statoriques et rotoriques de 50%.

S. Seman [Sem-04] analyse le comportement d'une MADA (de puissance apparente 1.7 MVA) pour une application éolienne (alimentation avec convertisseur côté rotor et lié au réseau côté stator) face à des perturbations au niveau du réseau notamment les court-circuits triphasés et les creux de tensions. Il s'intéresse tout d'abord à la modélisation de la MADA en comparant deux modèles de cette dernière, un basé sur les éléments finis et tenant compte de la saturation magnétique de la machine, l'autre basé sur un modèle analytique. Il compare les résultats obtenus avec chaque modèle pour un défaut de creux de tension symétrique en diminuant la tension côté stator de 65% de sa valeur nominale. Il compare les résultats obtenus avec les deux modèles. Il remarque que les amplitudes des courants et du couple, au début de la perturbation, obtenus avec le modèle basé sur les éléments finis et tenant compte de la saturation magnétique de la machine sont supérieures à celles obtenus par le modèle analytique. Il conclut alors que résultat est le fait de la saturation magnétique dont il a tenu compte dans son modèle.

Afin de limiter les effets de ce défaut (augmentation de tension du bus continu à cause du régime transitoire du courant rotorique), il propose d'utiliser un « crowbar » (voir figure 1.6), placé entre l'armature du rotor et le convertisseur rotorique. Ce circuit est formé d'un pont redresseur à diodes et d'un thyristor en série avec une résistance R_{crow} . Le « crowbar » est déclenché en régime défaillant. Les résultats obtenus en utilisant le « crowbar » montrent que les transitoires de courants et de couple électromagnétique sont moins importants que dans le cas où ce dernier n'est pas utilisé et conduit à l'efficacité de la solution.

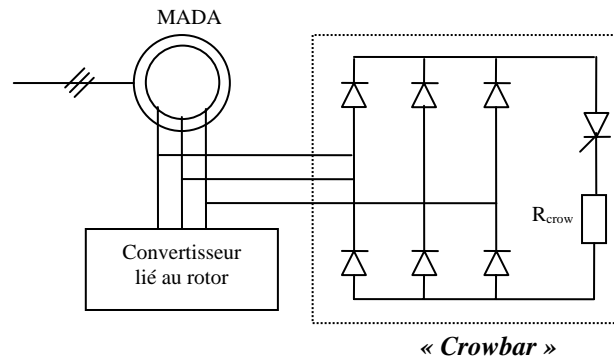


Figure 1.6 : Schéma caractéristique d'un « Crowbar ».

M. Rodriguez [Rod-05] étudie différentes stratégies de protection « crowbar ». Il présente tout d'abord une stratégie identique à celle de S. Seman qu'il nomme « *passive crowbar* ». Il effectue un dimensionnement de la résistance du « crowbar ». Il constate que pour de faibles valeurs de cette résistance, il y a un transitoire important des courants et du couple électromagnétique mais la tension du bus continu ne dépasse pas sa valeur maximale. En augmentant la valeur de la résistance, les transitoires des courants et du couple électromagnétique diminuent mais la tension de bus continu augmente. Il présente alors une seconde solution dite « *passive crowbar* ». Cette solution utilisant des IGBTs consiste à réguler la tension du bus continu même en cas de défaut en commandant le « crowbar ».

Q. F. Lu [Lu-04], propose une simulation d'un modèle d'une machine asynchrone doublement alimentée (dédiée à une application éolienne) tenant compte du défaut de court-circuit entre spires dans l'enroulement statorique et tenant compte du déséquilibre de phases introduit par ce type de défaut. Le modèle mathématique présenté fait intervenir un courant dit de court-circuit tenant compte du court-circuit entre spires ainsi que de la phase introduite par ce défaut. Il présente des résultats de simulation pour différents court-circuits entre spires. Il étudie notamment l'allure des courants de ligne et celle du courant de court-circuit et leurs analyses spectrales respectives. Il étudie aussi le déphasage entre les différents courants de ligne afin de détecter et de caractériser le défaut. Il présente des résultats expérimentaux effectués sur une machine de 11 kW.

1.1.4. Conclusions sur l'état de l'art

Au cours de cette étude bibliographique, nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la machine asynchrone doublement alimentée. La richesse et la variété des sujets traités justifient l'intérêt croissant pour cette machine dans divers champs d'applications. L'ensemble de ces travaux tourne autour de trois axes de recherche :

- Le premier axe concerne l'utilisation de la MADA avec un convertisseur alimentant le rotor tandis que le stator est lié directement au réseau. La majorité des applications industrielles faisant appel à ce type de configuration

est liée à la production de l'électricité à partir de l'énergie éolienne où la machine fonctionne en tant que génératrice. La MADA est alors une solution attractive puisqu'elle présente un avantage majeur : le convertisseur alimentant le rotor est dimensionné généralement pour 30% de la puissance nominale du rotor. La puissance apparente du convertisseur rotorique est toutefois liée à la plage de variation de la vitesse de la machine qui est toujours choisie autour de la vitesse de synchronisme ; plus la plage de variation de la vitesse est petite plus la puissance du convertisseur du rotor est petite aussi. Les différents travaux liés à cette application se partagent en quatre catégories : la première est consacrée à la modélisation de la MADA dédiée à l'étude des performances de cette machine en régime permanent ou dynamique, ses limites de fonctionnement et sa stabilité. Nous remarquons que l'un des principaux facteurs qui influent sur les performances de la machine est le rapport des tensions du stator et du rotor. Ce rapport doit être « bien choisi » ce qui sous-entend un dimensionnement de la machine pour chaque application et représente un grand inconvénient. La seconde catégorie est consacrée à l'étude de la qualité des signaux de la machine. Le principal résultat est que le convertisseur du rotor transmet certaines de ses harmoniques aux enroulements statoriques, la fréquence du stator se trouve alors changée. Les stratégies de commande de la MADA sont pour la plupart des études concernant le contrôle vectoriel, dont le principal objectif est le contrôle indépendant des puissances active et réactive. La MADA présente alors de bonnes performances aussi bien en fonctionnement avec ou sans capteur de vitesse ou de position. La quatrième et dernière catégorie étudie le dimensionnement du convertisseur du rotor.

- Le second axe est consacré à une autre configuration des entraînements électriques avec la MADA qui est destinée à des applications industrielles telles le laminage, les enrouleurs dérouleurs, le pompage, la traction ferroviaire, la propulsion maritime ou encore toute application demandant une large plage de fonctionnement à puissance constante. Contrairement au cas précédent peu de travaux se sont intéressés à ce type de configuration avec un fonctionnement moteur. Les convertisseurs mentionnés dans la bibliographie sont les cycloconvertisseurs qui seront par la suite abandonnés au profit des onduleurs à IGBTs. La plupart des études s'orientent vers la stratégie de commande vectorielle de la MADA avec une orientation suivant le flux statorique ou suivant le flux d'entrefer comme traité uniquement par D. Lecoq. Une exception se trouve dans les travaux de P. E. Vidal qui se détachent en traitant la commande non linéaire par mode glissant de la MADA . Les résultats obtenus montrent que les performances de la MADA sont identiques à une machine asynchrone à cage. La double alimentation de la machine offre plusieurs degrés de libertés notamment au niveau des pulsations du stator et du rotor. Il est donc possible en choisissant de manière adéquate ces deux pulsations d'imposer une répartition de puissances actives entre le stator et le rotor. D.Ramuz a été le premier à traiter ce sujet sans pour autant lui attribuer le terme de répartition de puissances active mais tout simplement en fonctionnant avec des pulsations identiques au rotor et au stator au signe près. R. Ghosn fut le premier à lier les deux puissances par un

rapport et parle d'une *Optimisation de la répartition des puissances actives*. Cette optimisation de la répartition de puissance permet d'avoir une large bande de variation de la vitesse sans démagnétisation, ce qui est un avantage de cette machine.

Selon certains auteurs, la MADA avec cette configuration possède deux inconvénients majeurs : le premier est la machine elle-même qui est volumineuse (*plus de cuivre*) et le second est l'utilisation de deux convertisseurs au lieu d'un seul comme c'est le cas de la machine à cage (*plus de silicium et de pertes ?*). Pourtant certaines études confirment que le coût de l'entraînement avec MADA avec deux onduleurs et un seul redresseur est inférieur de 5% par rapport à une machine à cage de même puissance. C'est dans ce cadre que vont les résultats de R. Ghosn qui montre que la puissance apparente totale de dimensionnement des deux convertisseurs est égale à la moitié de la puissance apparente totale pour une machine à cage. Ce résultat doit néanmoins être pris avec précaution car il ne permet pas de montrer s'il y a eu gain en silicium ou pas. Le fonctionnement sans capteur de vitesse montre de bonnes performances de la machine en régime permanent mais il n'y a pas eu d'étude sur la robustesse des techniques choisies.

- le troisième et dernier axe montre que les travaux à propos de la continuité de fonctionnement d'un entraînement électrique avec machine asynchrone s'intéressent aux défauts de convertisseurs ou de capteurs. Pour la MADA les travaux s'orientent vers le cas générateur avec l'application éolienne. A notre connaissance il n'y a pas d'études concernant la continuité de fonctionnement pour une MADA destinée à une application moteur avec une alimentation par deux convertisseurs.

Cette étude de l'état de l'art permet d'avoir une idée sur les travaux déjà effectués dans le domaine de la MADA et de bien définir nos objectifs.

1.2. Contexte de travail

Cette thèse est préparée dans le cadre d'une co-tutelle entre le Laboratoire des Systèmes Electriques (LSE) de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT) et du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique industrielle (LEEI) de l'Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique de l'Electrotechnique de l'Hydraulique de l'Informatique et des Télécommunications de Toulouse (ENSEEIH). Elle s'inscrit dans le cadre des activités de recherche de l'équipe CODIASE (LEEI) dans le domaine des machines asynchrones à double alimentation. Les travaux effectués par R. Ghosn et P. E. Vidal au sein de l'équipe CODIASE du LEEI étaient orientés principalement vers l'aspect commande de la machine : commande linéaire à travers le contrôle par orientation du flux ou commande non-linéaire par mode glissant. Notre travail tout en s'inscrivant dans la continuité de ce thème (contrôle linéaire et fonctionnement sans capteur de vitesse ou de position) aborde un nouveau sujet totalement d'actualité à savoir le thème de *la sûreté de fonctionnement des entraînements électriques à vitesse variable*. Le principal objectif est d'étudier les possibilités qu'offre la MADA dans ce

domaine à savoir son comportement face à un défaut onduleur et les possibilités d'assurer une continuité de fonctionnement de la MADA en présence du défaut. Nous profitons des différents degrés de liberté que nous offre cette machine, la présence de deux convertisseurs entre autres, pour montrer la faisabilité de la reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA et les avantages que présente cette machine par rapport à une machine à cage.

1.3. Dispositif de fonctionnement

Comme mentionné précédemment on se place dans le cadre d'une application moteur de la MADA avec une configuration utilisant deux onduleurs de tensions à base d'IGBTs (figure 1.7).

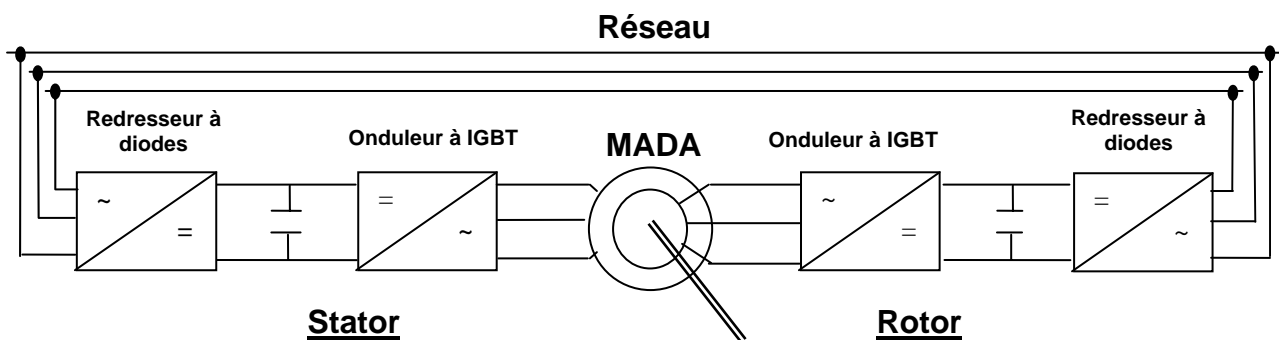


Figure 1.7 : *Dispositif de puissance étudié*

Le dispositif de puissance est composé des éléments suivants :

- Un réseau triphasé avec une tension de 380 V/50 Hz.
- Une machine asynchrone à rotor bobiné de puissance utile 1.5 kW. La charge est supposée constante.
- Deux convertisseurs composés chacun d'un redresseur à diodes et d'un onduleur à IGBTs. L'onduleur est commandé par une MLI (Modulation par Largeur d'Impulsions) régulière symétrique.

Côté commande, le contrôle qui sera adopté le long de ce travail est un contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique.

Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons effectué une présentation des différents travaux réalisés sur la machine asynchrone à double alimentation. Deux configurations sont proposées, une où la machine est alimentée par un convertisseur au rotor alors que le stator est lié au réseau (fonctionnement en générateur pour une application du type éolien) et l'autre où la machine est alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor et dédiée à

des applications industrielles telles le laminage ou le pompage (fonctionnement moteur).

Les travaux mentionnés dans la littérature se sont beaucoup plus penchés sur la première configuration que sur la seconde.

La première configuration présente plusieurs avantages qui la rendent attractive en particulier celui d'avoir un convertisseur lié au stator dimensionné au $1/3$ de la puissance nominale du rotor. La seconde configuration présente l'avantage d'un fonctionnement à large plage de vitesse à puissance constante.

Nous orientons notre travail en premier lieu vers une étude de la MADA notamment en ce qui concerne la loi de répartition de puissance et le dimensionnement des convertisseurs. Puis nous nous intéressons à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec et sans capteur de vitesse ou de position où il sera question de la robustesse l'estimation de la vitesse de la machine. Le troisième volet de notre étude est la sûreté de fonctionnement des dispositifs suite à des défauts onduleur.

CHAPITRE 2

Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à double alimentation, Loi de répartition de puissance et dimensionnement des convertisseurs

Introduction

Ce chapitre est composé de trois parties :

Une première partie est consacrée au contrôle vectoriel, une stratégie de commande choisie pour la machine. Il est important de présenter aussi le rapport de transformation de la MADA qui est une caractéristique de la machine. Il intervient dans le dimensionnement de chaque convertisseur.

Dans la deuxième partie, nous définissons la loi de répartition de puissance et ses principaux éléments caractéristiques, notamment la plage de vitesse dans laquelle elle est applicable. Cette loi permet de choisir une fréquence minimale de fonctionnement de chaque convertisseur dépendant de plusieurs critères. Nous étudions par la suite le fonctionnement en survitesse sans démagnétisation et les échanges de puissance stator-rotor dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

Dans la troisième et dernière partie nous présentons une étude sur le dimensionnement du convertisseur du stator ainsi que celui du rotor. Le dimensionnement tiendra compte de la loi de répartition de puissance, le calcul des puissances apparentes de dimensionnement de chaque convertisseur, puis par le gain en silicium (en calculant la surface totale de semi-conducteur nécessaire pour les deux convertisseurs) et enfin par le calcul des pertes par conduction et par commutation dans chacun d'entre eux.

Au cours des seconde et troisième parties l'effet du rapport de transformation sur la loi de répartition de puissance ainsi que sur le dimensionnement de chacun des deux convertisseurs sera étudié.

2.1. Contrôle Vectoriel de la MADA

Les équations générales de la machine asynchrone à rotor bobiné sont :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\
 V_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\
 V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd}
 \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned}
 \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\
 \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\
 \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\
 \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}
 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Afin de réaliser la loi de commande nous choisissons d'orienter le flux rotorique suivant l'axe d :

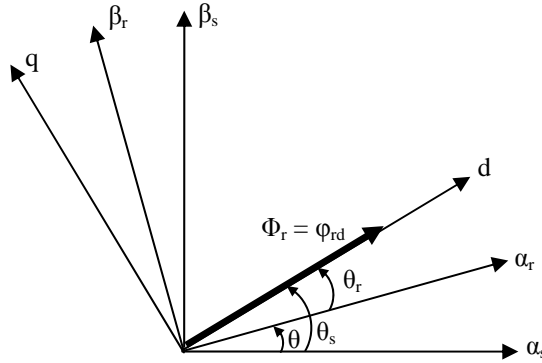


Figure 2.1. Orientation du flux rotorique

$$\text{Par conséquent nous obtenons } \phi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \Phi_r = \phi_{rd} \quad (2.3)$$

Il vient alors :

$$\phi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} i_{rq} = -\frac{M_{sr}}{L_r} i_{sq} \\ i_{sq} = -\frac{L_r}{M_{sr}} i_{rq} \end{cases} \quad (2.4)$$

Une relation entre la composante en quadrature du flux rotorique et le courant i_{rq} peut être formulée, et une relation entre le couple électromagnétique et ce même courant s'écrit comme ci-dessous:

$$\begin{aligned}
 \phi_{sq} &= -\sigma \frac{L_s L_r}{M_{sr}} i_{rq} \\
 C_{em} &= PM_{sr} (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) = -P \phi_{rd} i_{rq}
 \end{aligned} \quad (2.5)$$

Ainsi les équations (2.4) et (2.5) permettent, pour un point de fonctionnement défini par un couple électromagnétique C_{em} , de réguler les courants i_{sq} et i_{rq} .

La magnétisation de la machine permet d'imposer le module du flux rotorique. Elle peut être réalisée de différentes manières :

- soit par le stator seul :

$$i_{rd} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{rd} = M_{sr} i_{sd} \quad (2.6)$$

La première magnétisation (avec une orientation du flux rotorique) possède l'avantage de fonctionner à un facteur de puissance unitaire au rotor. Ceci sous-entend alors que c'est au convertisseur du stator de fournir la totalité de l'énergie réactive nécessaire à la MADA.

- soit par le rotor seul :

$$i_{sd} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{rd} = L_r i_{rd} \quad (2.7)$$

La seconde magnétisation, accompagnée d'une orientation du flux statorique, permet de fonctionner à facteur de puissance unitaire au stator. Le convertisseur du rotor fournit la totalité de la puissance réactive à la machine. En orientant le flux rotorique, il n'est plus possible d'avoir un facteur de puissance unitaire dans l'une des deux armatures.

- soit de façon mixte à la fois par le stator et par le rotor :

$$\varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \quad (2.8)$$

Cette dernière permet de partager l'énergie réactive fournie à la machine entre le convertisseur du stator et celui du rotor. Dans ce cas il n'est plus possible aussi d'avoir un facteur de puissance unitaire dans l'une des deux armatures, quel que soit le flux à orienter. L'inconvénient de cette façon de magnétiser la machine, réside au niveau d'un fonctionnement défaillant de la machine où la magnétisation par une seule armature présente plus de souplesse dans la reconfiguration du mode de fonctionnement (voir chapitre 4).

Dans la suite de notre étude nous choisissons la première méthode de magnétisation c'est-à-dire une magnétisation par le stator.

La figure 2.2 illustre la représentation vectorielle de l'ensemble des grandeurs caractéristiques de la MADA. Les vecteurs tension \bar{V}_r et courant \bar{I}_r rotoriques sont colinéaires (V_{rd} et i_{rd} nuls en régime permanent), donc le facteur de puissance au rotor est unitaire. Les composantes directes du flux rotorique et du courant statorique montrent d'un côté l'orientation du flux rotorique et de l'autre côté la magnétisation de la machine par le stator. Nous remarquons aussi le découplage entre le couple et le flux dans la machine.

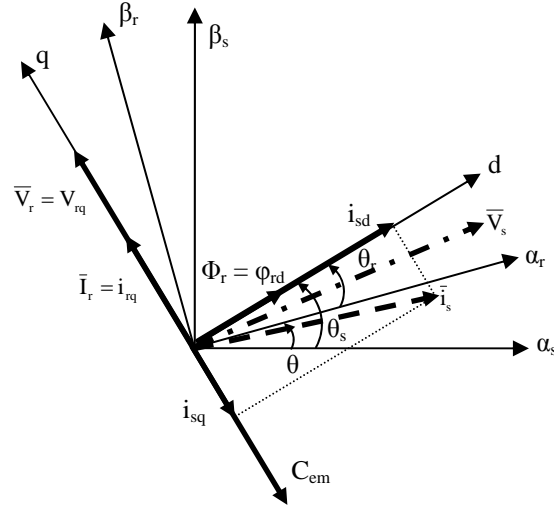


Figure 2.2. Diagramme vectoriel de la MADA correspondant à une magnétisation par le stator

2.1.1. Bilan de puissance dans la MADA

Tout d'abord, nous présentons le calcul des puissances active et réactive côté rotor et côté stator en tenant compte des termes résistifs et ensuite en les négligeant.

En régime permanent les équations de la machine s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\
 V_{rd} &= R_r i_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\
 V_{rq} &= R_r i_{rq} + \omega_r \varphi_{rd}
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

2.1.1.1. Bilan de puissance en tenant compte des résistances rotoriques et statoriques

Le bilan de puissance côté stator et rotor en tenant compte des termes résistifs est :

- Côté stator

$$\begin{cases}
 P_s = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} = \frac{R_s}{M_{sr}^2} (\varphi_{rd}^2 + L_r^2 i_{rq}^2) - \omega_s i_{rq} \varphi_{rd} \\
 Q_s = V_{sq} i_{sd} - V_{sd} i_{sq} \approx (\varphi_{sd} i_{sd} + \varphi_{sq} i_{sq}) \omega_s = \left(\frac{L_s}{M_{sr}^2} \varphi_{rd}^2 + \sigma L_s \frac{L_r^2}{M_{sr}^2} i_{rq}^2 \right) \omega_s
 \end{cases} \tag{2.10}$$

- Côté rotor :

$$\begin{cases} P_r = V_{rd}i_{rd} + V_{rq}i_{rq} \approx V_{rq}i_{rq} = R_r i_{rq}^2 + \omega_r i_{rq} \phi_{rd} \\ Q_r = V_{rq}i_{rd} - V_{rd}i_{rq} \approx 0 \end{cases} \quad (2.11)$$

Les puissances actives, contiennent des termes relatifs aux pertes par effet Joule (de nature résistives) et un autre terme représentant l'énergie transmise. Ce second terme est fonction des pulsations du stator et du rotor ainsi que de la valeur du couple. Nous avons choisi de fonctionner à facteur de puissance unitaire au rotor. En imposant un courant $i_{rd} = 0$, la tension V_{rd} s'annule aussi d'où $Q_r = 0$.

2.1.1.2. Bilan de puissance sans prise en compte des résistances rotoriques et statoriques

En négligeant les termes résistifs, les équations des tensions de la machine en régime permanent sont :

$$\begin{aligned} V_{sd} &\approx -\omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} &\approx \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} &\approx -\omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} &\approx \omega_r \phi_{rd} \end{aligned} \quad (2.12)$$

- Côté stator :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq} \approx \omega_s i_{rq} \phi_{rd} \\ Q_s = V_{sq}i_{sd} - V_{sd}i_{sq} \approx (\phi_{sd}i_{sd} + \phi_{sq}i_{sq})\omega_s = \left(\frac{L_s}{M_{sr}^2} \phi_{rd}^2 + \sigma L_s \frac{L_r^2}{M_{sr}^2} i_{rq} \right) \omega_s \end{cases} \quad (2.13)$$

- Côté rotor :

$$\begin{cases} P_r = V_{rd}i_{rd} + V_{rq}i_{rq} \approx V_{rq}i_{rq} \approx \omega_r i_{rq} \phi_{rd} \\ Q_r = V_{rq}i_{rd} - V_{rd}i_{rq} \approx 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

Les puissances actives P_s et P_r dépendent de la composante directe du flux rotorique, du courant i_{rq} ainsi que des pulsations ω_s et ω_r . La puissance réactive au stator Q_s dépend de même de ϕ_{rd} , i_{rq} , ω_s ainsi que des paramètres inductifs de la MADA. L'énergie réactive sera toujours fournie à la machine par le stator et ceci quelque soit le signe de ω_s .

En négligeant les termes résistifs, il est possible de trouver une relation simple entre les puissances actives du rotor et du stator d'un côté et des pulsations correspondantes d'un autre côté. Il est donc possible de répartir la puissance active entre le stator et le rotor à partir d'une répartition des pulsations ω_s et ω_r (comme il sera développé dans § 2.2.3).

2.1.2. Rapport de transformation d'une machine asynchrone à rotor bobiné

Le rapport de transformation d'une machine asynchrone à rotor bobiné est défini comme étant le rapport m des spires du rotor et du stator de la machine : $m = \frac{N_r}{N_s}$. Ce rapport peut être défini aussi comme le rapport entre les tensions rotorique et statorique avec stator ou rotor ouvert, c'est-à-dire une alimentation d'un seul côté de la machine tout en gardant l'autre extrémité ouverte. Ce rapport est important pour le dimensionnement de chaque convertisseur.

Les équations complexes reliant les tensions et courants de la machine en régime permanent sont :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s (L_s \bar{i}_s + M_{sr} \bar{i}_r) \\ \bar{V}_r = R_r \bar{i}_r + j\omega_r (L_r \bar{i}_r + M_{sr} \bar{i}_s) \end{cases} \quad (2.15)$$

En introduisant le glissement g , on a :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s (L_s \bar{i}_s + M_{sr} \bar{i}_r) \\ \frac{\bar{V}_r}{g} = \frac{R_r}{g} \bar{i}_r + j\omega_s (L_r \bar{i}_r + M_{sr} \bar{i}_s) \end{cases} \quad (2.16)$$

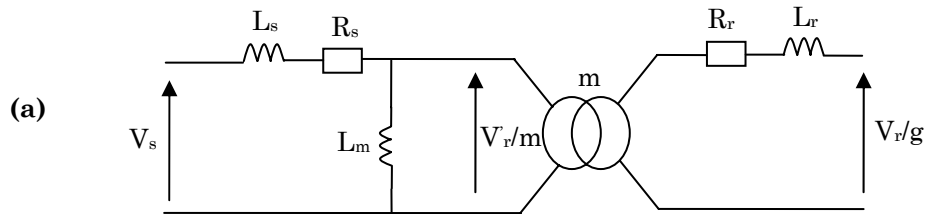
En ramenant les grandeurs rotoriques au stator, on a :

$$\begin{aligned} l_s &= L_s - m M_{sr} \\ l_r &= L_r - m M_{sr} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Ainsi on obtient une nouvelle structure des relations développées en (2.16) et (2.17) :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + j l_s \omega_s \bar{i}_s + j M_{sr} \omega_s (m \bar{i}_r + \bar{i}_r) \\ \frac{m \bar{V}_r}{g} = \frac{m R_r}{g} \bar{i}_r + j m l_r \omega_s \bar{i}_r + j M_{sr} \omega_s (\bar{i}_r + m \bar{i}_s) \end{cases} \quad (2.18)$$

La figure 2.3 représente deux schémas monophasés équivalents (a) et (b) de la machine asynchrone à rotor bobiné établis respectivement à partir de l'équation (2.15) et de l'équation (2.18) :



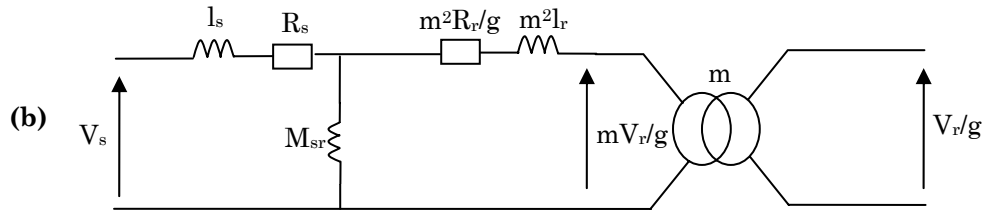


Figure 2.3. Schéma équivalent monophasé de la machine asynchrone à rotor bobiné

Le passage d'un modèle de machine à l'autre est simple et se fait à partir de l'équation (2.17). Dans la pratique, le rapport de transformation peut être évalué à partir de différents essais à rotor puis à stator ouvert (respectivement $i_r = 0$ puis $i_s = 0$). Certains auteurs [Mor-96] l'ont exprimé de la manière suivante :

$$m = \sqrt{\frac{L_r}{L_s}}$$

2.1.3. Fréquence minimale de fonctionnement

La machine asynchrone à rotor bobiné alimentée à la fois par le stator et le rotor peut fonctionner à l'arrêt avec des fréquences statoriques et rotoriques de fonctionnement non nulles. En effet on a :

$$\omega = 0 \Leftrightarrow \omega_s = \omega_r \quad (2.19)$$

Pour les faibles fréquences de fonctionnement (quelques Hz), les convertisseurs sont soumis à une contrainte thermique qui perturbe leur fonctionnement et accélère leur destruction [Gho-01]. La commande est soumise elle aussi à une contrainte électrique, qui la rend sensible aux variations paramétriques de la machine. Nous présentons ici ces deux contraintes qui peuvent être formulées comme ci-dessous :

- La contrainte thermique :

Comme cela a été souligné, nous ne devons pas soumettre les semi-conducteurs des onduleurs à des contraintes thermiques excessives. La bibliographie, [Kon-97] et [Bar-04], mentionne que la température subit des oscillations autour de sa valeur moyenne et que ces oscillations sont d'autant plus importantes toutes choses égales par ailleurs, que la fréquence du signal délivrée est faible. Ces oscillations engendrent une augmentation importante de la température des composants semi-conducteurs réduisant considérablement leur durée de vie. D'après [Bar-04] et à titre indicatif, la durée de vie d'un IGBT fonctionnant avec une fréquence de 4 Hz est 5 fois celle d'un IGBT fonctionnant à 1 Hz. En se référant à la relation (2.19) il est possible d'imposer une fréquence minimale de fonctionnement et par exemple [Kon-97] une fréquence minimale de 5 Hz, en dessous de laquelle il convient de ne pas descendre.

- La contrainte est électrique :

Nous devons réduire la sensibilité de la commande par rapport aux variations paramétriques de la machine notamment des termes résistifs. En effet, plus les fréquences de fonctionnement sont faibles, plus les tensions sont petites et les termes résistifs prépondérants, ce qui induit des erreurs considérables. L'hypothèse des résistances négligées n'est plus vérifiée dans la mesure où celles-ci varient avec la température et où on travaille à très basses fréquences.

Ainsi, on impose une fréquence de fonctionnement minimale, notée f_{\min} , aux grandeurs statoriques et rotoriques.

Notons que l'étude des termes résistifs permet de déterminer la valeur numérique de f_{\min} et par conséquent de réduire leur effet sur la commande. Pour cela, nous comparons dans un premier temps la chute de tension correspondant aux termes résistifs de chaque armature par rapport aux valeurs efficaces des tensions d'alimentation. On se place dans le cas d'un fonctionnement à très basse vitesse c'est-à-dire $f_s \approx f_r$.

Dans un deuxième temps, nous étudions le rapport entre les puissances statoriques et rotoriques calculées en tenant compte des résistances et sans en tenir compte. Cette étude permet de choisir une fréquence minimale pour laquelle ce rapport soit le plus proche possible de 1.

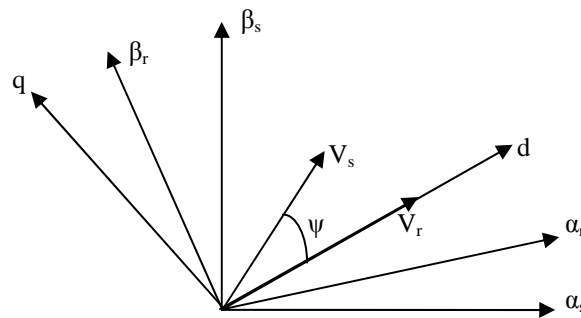


Figure.2.5. *Diagramme vectoriel de la machine asynchrone à double alimentation commandée en tension*

On choisit l'axe d du référentiel (d, q) tournant aligné avec la tension rotorique. Ainsi :

$$\bar{V}_s = \sqrt{2}v_s e^{j\psi}, \bar{V}_r = \sqrt{2}v_r \text{ et } k = \frac{v_s}{v_r} \quad (2.20)$$

Ainsi ψ est le déphasage entre les vecteurs \bar{V}_s et \bar{V}_r , k correspond au rapport des valeurs efficaces v_s et v_r .

Les équations liant tensions et courants électriques de la MADA peuvent être formulées en régime permanent sinusoïdale :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s (L_s \bar{i}_s + M_{sr} \bar{i}_r) \\ \bar{V}_r = R_r \bar{i}_r + j\omega_r (L_r \bar{i}_r + M_{sr} \bar{i}_s) \end{cases}$$

Les courants statoriques et rotoriques sont alors exprimés sous la forme :

$$\begin{cases} \bar{i}_s = \frac{(R_r + jL_r \omega_r) \bar{V}_s - jM_{sr} \omega_s \bar{V}_r}{R_s R_r - \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r + j(R_s L_r \omega_r + R_r L_s \omega_s)} \\ \bar{i}_r = \frac{(R_s + jL_s \omega_s) \bar{V}_r - jM_{sr} \omega_r \bar{V}_s}{R_s R_r - \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r + j(R_s L_r \omega_r + R_r L_s \omega_s)} \end{cases} \quad (2.21)$$

A partir de (2.21), on définit l'expression du rapport entre les termes résistifs statoriques et rotoriques et respectivement les tensions statoriques et rotoriques. Ces deux rapports sont notés TER_s et TER_r :

$$\begin{cases} TER_s = \frac{R_s \bar{i}_s}{\bar{V}_s} = R_s \frac{(R_r + jL_r \omega_r) - jM_{sr} \omega_s k e^{-j\psi}}{R_s R_r - \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r + j(R_s L_r \omega_r + R_r L_s \omega_s)} \\ TER_r = \frac{R_r \bar{i}_r}{\bar{V}_r} = R_r \frac{(R_s + jL_s \omega_s) - jM_{sr} \omega_r \frac{1}{k} e^{-j\psi}}{R_s R_r - \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r + j(R_s L_r \omega_r + R_r L_s \omega_s)} \end{cases} \quad (2.22)$$

Ces termes dépendent des paramètres de la machine (résistances et inductances), des pulsations statoriques et rotoriques ainsi que du rapport k entre les valeurs efficaces des tensions rotoriques et statoriques et du déphasage ψ entre ces deux tensions. La figure 2.6 présente la variation de TER_s et de TER_r en fonction de ψ pour différentes valeurs de fréquences f_{min} (pour un fonctionnement à très basse vitesse, c'est à dire $f_s \approx f_r$).

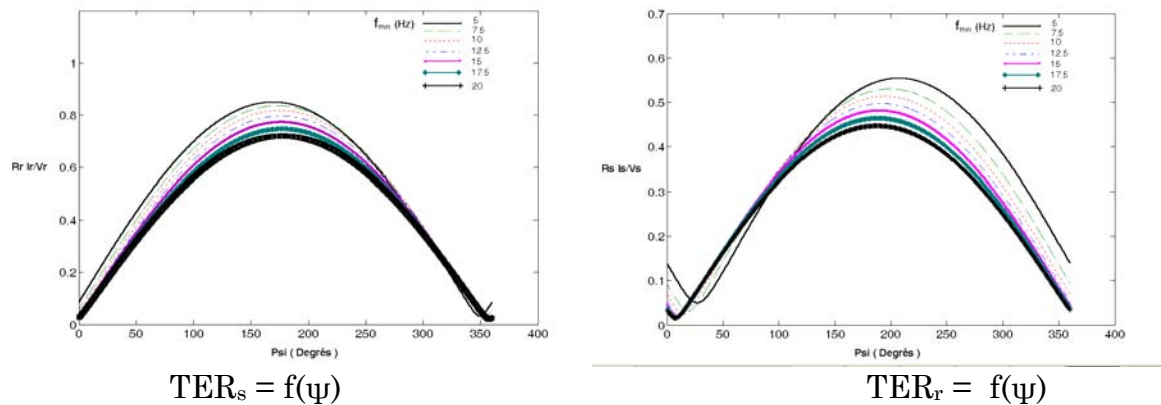


Figure.2.6. : Variation des termes résistifs TER_s et TER_r en fonction de ψ

Nous constatons que les termes TER_s et TER_r varient suivant le déphasage entre les deux sources de tension de quelques pourcents à 80 % pour TER_s et à 55% pour TER_r , pour une fréquence minimale de 5 Hz. Ces valeurs maximales correspondent à un déphasage entre les tensions du stator et du rotor de l'ordre de 180° et à un fonctionnement à facteur de puissance unitaire au stator. TER_s et TER_r sont donc inversement proportionnels à la fréquence minimale. Néanmoins,

leurs valeurs restent élevées avec des valeurs maximales de TER_s à 68% et TER_r à 44% pour une fréquence minimale de 20 Hz qui semble être une grande valeur. Il est clair alors qu'il y a un compromis à faire pour le choix de f_{min} à partir de l'étude des termes résistifs.

Comme indiqué au début de ce chapitre, nous nous sommes fixés un objectif de répartir les puissances actives entre le stator et le rotor. Afin d'assurer la répartition la plus adéquate possible, il est important de choisir une fréquence minimale telle que les valeurs des puissances actives calculées, en tenant compte ou non des termes résistifs, soient proches.

Nous notons respectivement (P_s, P'_s) et (P_r, P'_r) les puissances actives statoriques et rotoriques calculées en négligeant les résistances statoriques et rotoriques puis calculées en tenant de ces résistances. Les figures 2.7 et 2.8 représentent le rapport P_s/P'_s et P'_r/P_r pour un fonctionnement moteur avec un couple électromagnétique positif et une vitesse positive. Concernant la puissance active du stator, le rapport est proportionnel à f_{min} . Il varie de 30% pour $f_{min} = 1$ Hz à 90% pour $f_{min} = 19$ Hz.

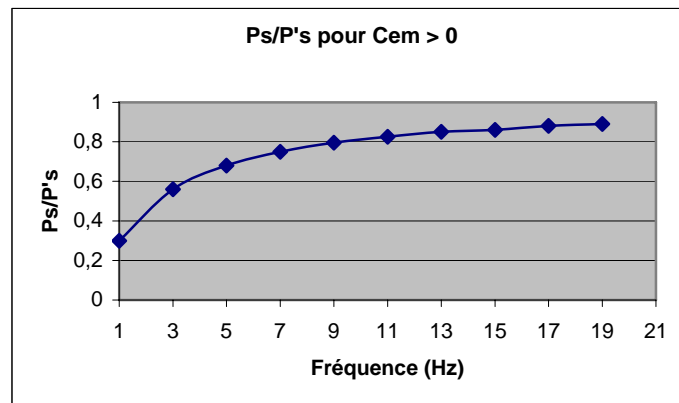


Figure.2.7. Rapport entre puissances actives du stator calculées avec et sans tenir compte des termes résistifs

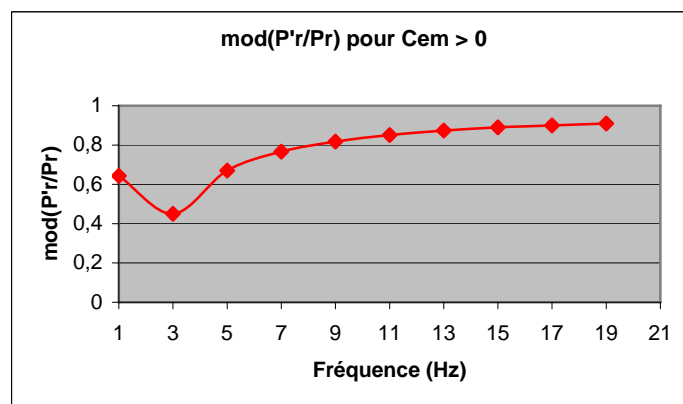


Figure.2.8. Rapport entre puissances actives du rotor calculées avec et sans tenir compte des termes résistifs

Concernant la puissance active du rotor, nous avons représenté inversement au cas précédent le rapport P'_r/P_r . En se ramenant aux équations (2.5), (2.9) et (2.12), on remarque que pour un couple électromagnétique positif correspond un courant i_{rq} négatif. Le module de P_r est alors supérieur à P'_r . Pour les fréquences minimales variant de 1 à 5 Hz le rapport des deux puissances actives du rotor passe par un creux dû au terme résistif dans P'_r . Pour f_{min} supérieur à 5 Hz ($f_{min} > 5$ Hz) le rapport est proportionnel à la fréquence minimale et varie de 68% ($f_{min} = 5$ Hz) à 92% ($f_{min} = 19$ Hz).

L'étude de l'effet des termes résistifs sur le choix de la fréquence minimale montre que la chute de tensions due aux termes résistifs reste considérable même en augmentant la valeur de f_{min} . Il est difficile de fixer f_{min} seulement à partir de cette étude. L'étude du rapport des puissances actives calculées en tenant compte ou non des termes résistifs de la machine est plus concluante et montre que plus f_{min} croit, plus ce rapport (pour les puissances actives du stator et du rotor) se rapproche de 1. La barre des 80% est dépassée pour les deux rapports à partir de $f_{min} = 9$ Hz. Nous choisissons dans la suite de cette étude une valeur de $f_{min} = 11$ Hz.

2.2. Loi de répartition de puissance

La loi de répartition de puissance consiste à répartir les puissances actives entre le stator et le rotor suivant le principe [Gho-01] :

$$\frac{S_{sn}}{S_m} = \left| \frac{P_s}{P_r} \right| = k_{pn} \quad (2.23)$$

Comme il sera démontré plus loin, son objectif est d'optimiser la taille de chaque convertisseur, et de permettre à la machine de fonctionner en survitesse sans démagnétisation. Pour la machine étudiée $k_{pn} = 1.62$. k_{pn} est une donnée de conception du variateur qui accepte une répartition de puissance entre le rotor et le stator, donnée d'entrée (dimensionnement des onduleurs) imposée à la machine.

Les équations (2.13) et (2.14) montrent qu'en tenant compte des termes résistifs, il est difficile d'obtenir une relation simple entre les puissances actives du stator et du rotor. Si on néglige ces termes, une relation plus simple existe entre les pulsations du stator et du rotor. L'équation caractéristique de la loi de répartition de puissance devient alors :

$$\frac{S_{sn}}{S_m} = \left| \frac{P_s}{P_r} \right| = \left| \frac{\omega_s}{\omega_r} \right| = k_{pn} \quad (2.24)$$

Deux cas de configurations sont possibles suivant les signes de P_s et P_r pour un fonctionnement en moteur ou en générateur de la machine [Gho-01] :

- Si P_s et P_r sont de signes contraires, il s'agit alors d'un fonctionnement hypo- synchrone, il vient alors :

$$\frac{\omega_s}{\omega_r} = k_{pn}$$

En utilisant la relation d'auto pilotage $\omega = \omega_s \pm \omega_r$, il est possible de formuler une relation entre chaque pulsation et la vitesse de la machine en fonction de k_{pn} :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{k_{pn}}{k_{pn} - 1} \omega \\ \omega_r = \frac{1}{k_{pn} - 1} \omega \end{cases} \quad (2.25)$$

- Si P_s et P_r sont de mêmes signes, il s'agit alors d'un fonctionnement hyper synchrone, on obtient alors:

$$\frac{\omega_s}{\omega_r} = -k_{pn}$$

Comme dans le cas précédent il vient:

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{k_{pn}}{k_{pn} + 1} \omega \\ \omega_r = -\frac{1}{k_{pn} + 1} \omega \end{cases} \quad (2.26)$$

2.2.1. Loi de répartition de puissance et loi de commande en vitesse

La fréquence minimale de la tension délivrée par l'un des convertisseurs statorique ou rotorique vérifie toujours la condition suivante :

$$\min(|f_s|, |f_r|) \geq f_{\min}$$

Où f_s et f_r sont respectivement les fréquences des statorique et rotorique et f_{\min} la fréquence minimale de fonctionnement définie précédemment.

A partir des équations (2.25) et (2.26), nous étudions les domaines d'applications de la loi de répartition de puissance à savoir à grandes, moyennes et petites vitesses. Pour la plupart des machines : $k_{pn} > 1$, nous avons retenu ce cas dans la suite de notre étude. On distingue donc plusieurs cas possibles :

- Pour un fonctionnement à grandes vitesses

On a :

$$\begin{cases} |\omega_s| = \frac{k_{pn}}{k_{pn} + 1} |\omega| \\ |\omega_r| = \frac{1}{k_{pn} + 1} |\omega| \end{cases}$$

Comme $|\omega_s| \geq |\omega_r|$, on obtient:

$$|f_r| \geq f_{\min} \Leftrightarrow \frac{1}{1+k_{pn}}|\omega| \geq 2\pi f_{\min} \Leftrightarrow |\omega| \geq 2\pi(1+k_{pn})f_{\min} \quad (2.27)$$

Pour $\omega_1 = 2\pi(1+k_{pn})f_{\min}$, cette répartition de puissance (fonctionnement en hyper synchrone) est possible si et seulement si $|\omega| \geq \omega_1$.

- Pour un fonctionnement à moyennes vitesses :

On a :

$$\begin{cases} |\omega_s| = \frac{k_{pn}}{k_{pn}-1}|\omega| \\ |\omega_r| = \frac{1}{k_{pn}-1}|\omega| \end{cases}$$

$$|f_r| \geq f_{\min} \Leftrightarrow \frac{1}{k_{pn}-1}|\omega| \geq 2\pi f_{\min} \Leftrightarrow |\omega| \geq 2\pi(k_{pn}-1)f_{\min} \quad (2.28)$$

Pour $\omega_2 = 2\pi(k_{pn}-1)f_{\min}$, cette répartition de puissance (fonctionnement hypo synchrone) est possible si et seulement si $|\omega| \geq \omega_2$.

- Dans le cas d'un fonctionnement à faibles vitesses :

Ce fonctionnement correspond à $|\omega| < \omega_2$ où on la répartition des puissances n'est plus possible mais la relation classique entre les pulsations rotoriques et statoriques et la vitesse électrique de la machine se maintient :

$$\omega_s - \omega_r = \omega$$

Sachant que :

$$\omega_r = 2\pi f_{\min} \text{ et } \omega_s = \omega + 2\pi f_{\min} \quad (2.29)$$

Le tableau 2.1 résume les différents domaines d'application de la loi de répartition de puissance, du type de fonctionnement correspondant (hypo synchrone ou hyper synchrone) et des relations liant les pulsations du stator et du rotor à la vitesse électrique de la machine. Les principales conclusions à tirer sont :

- La plage de variation de la vitesse est partagée en trois zones de fonctionnement notées respectivement : zone 1, zone 2 et zone 3
- La répartition des puissances actives ne peut pas être appliquée sur toute la plage de variation de la vitesse de la machine, en particulier pour les petites vitesses. Elle sera appliquée pour une plage de vitesse dont la limite inférieure est la pulsation ω_2 . Nous déterminons dans § 2.2.3. sa limite supérieure.

- Les fonctionnements hypo synchrone et hyper synchrone de la MADA sont étroitement liés à la loi de répartition des puissances qui détermine les limites de fonctionnement d'un mode à l'autre.
- La loi de répartition des puissances détermine la plage de variation des fréquences des grandeurs statoriques et rotoriques. Dans le cas où la loi de répartition des puissances n'est pas appliquée (faibles vitesses), la fréquence des grandeurs rotoriques est fixée à f_{\min} .

Zone de fonctionnement	ω	Type de fonctionnement	Loi de répartition de puissance	ω_s	ω_r
Zone 3	$ \omega \geq \omega_1$	Hyper synchrone	Oui	$ \omega_s = \frac{k_{pn}}{k_{pn} + 1} \omega $	$ \omega_r = \frac{1}{k_{pn} + 1} \omega $
Zone 2	$\omega_2 \leq \omega \leq \omega_1$	Hypo synchrone	Oui	$ \omega_s = \frac{k_{pn}}{k_{pn} - 1} \omega $	$ \omega_r = \frac{1}{k_{pn} - 1} \omega $
Zone 1	$ \omega \leq \omega_2$	Hypo synchrone	Non	$\omega_s = \omega + 2\pi f_{\min}$	$\omega_r = 2\pi f_{\min}$

Tableau 2.1. *Tableau récapitulatif de la variation des pulsations du stator et du rotor suite à la loi de répartition de puissance*

2.2.2. Plages de variations des fréquences du stator et du rotor

Le paragraphe précédent nous a permis de déterminer la plage de vitesse où la loi de répartition des puissances est applicable et de définir des relations entre les pulsations de chaque armature en fonction de la vitesse et de rapport k_{pn} . Nous procédons maintenant à l'étude de la plage de variation des fréquences statoriques et rotoriques f_s et f_r . Un intérêt particulier est accordé notamment aux fréquences de transition lors du passage d'une zone de fonctionnement à une autre.

Les valeurs des fréquences statoriques et rotoriques de transition sont définies ainsi :

- Si $|\omega| \rightarrow \omega_1$ et $|\omega| > \omega_1$ alors $f_{s1} = k_{pn} f_{\min}$ et $f_{r1} = f_{\min}$.
- Si $|\omega| \rightarrow \omega_1$ et $|\omega| < \omega_1$ alors $f_{s2} = \frac{k_{pn}(k_{pn} + 1)}{k_{pn} - 1} f_{\min}$ et $f_{r2} = \frac{k_{pn} + 1}{k_{pn} - 1} f_{\min}$.
- Si $|\omega| \rightarrow \omega_2$ alors $f_{s3} = k_{pn} f_{\min}$ et $f_{r3} = f_{\min}$.

Nous remarquons que $f_{s1} = f_{s3}$ et que $f_{r1} = f_{r3}$. Il n'y a donc pas de discontinuité de fréquence lors du passage d'un fonctionnement de la zone 1 à la zone 2 et inversement. Au contraire, lors du passage de la zone 2 à zone 3 et inversement : il y a discontinuité de la fréquence entre f_{s2} et f_{s3} pour le stator (f_{r2} et f_{r3} pour le rotor).

On désigne par ω_{\max} , la vitesse maximale que peut atteindre la machine sans démagnétisation en appliquant la loi de répartition des puissances. Si $\omega = \omega_{\max}$ alors les fréquences respectives que peuvent atteindre les fréquences des deux armatures statorique et rotorique sont respectivement :

$$f_{sM} = \frac{k_{pn}}{k_{pn} + 1} \frac{\omega_{\max}}{2\pi} \quad \text{et} \quad f_{rM} = \frac{1}{k_{pn} + 1} \frac{\omega_{\max}}{2\pi}.$$

On définit par fréquence nominale, la fréquence obtenue pour un point de fonctionnement de la machine défini par son couple nominal et sa vitesse nominale. On note respectivement par f_{sn} et f_{rn} les fréquences nominales du stator et du rotor.

Il faut alors vérifier que les fréquences maximales atteintes par les grandeurs statoriques et rotoriques restent inférieures aux fréquences nominales des grandeurs correspondantes. Généralement, on choisit $f_{rn} = f_{sn}$, la fréquence réduite

est définie par : $f_x^* = \frac{f_x}{f_{sn}}$.

Les deux graphes suivants (figure 2.9) représentent les variations des fréquences réduites statoriques et rotoriques en fonction de la vitesse de rotation de la machine. Les fréquences maximales correspondent respectivement aux fréquences f_{s2}^* et f_{r2}^* qui seront notées dans toute la suite respectivement par $f_{s\max}^*$ et $f_{r\max}^*$.

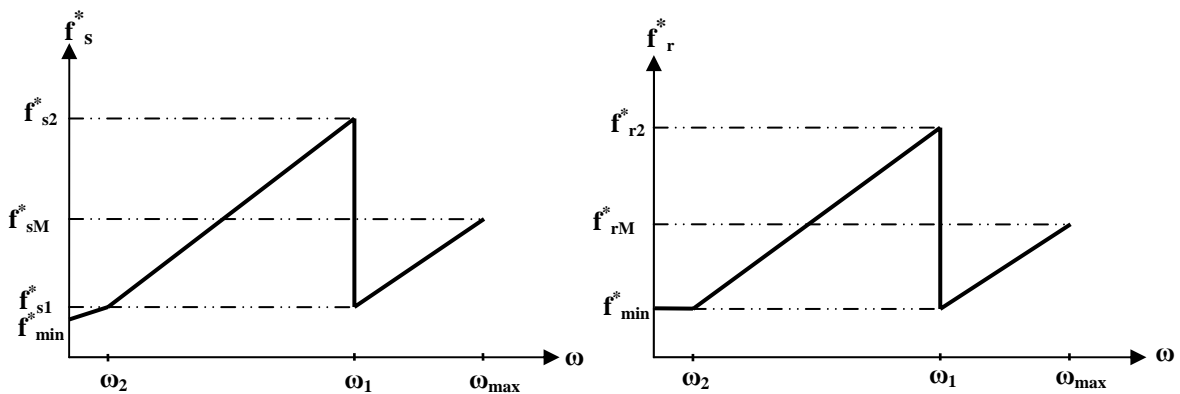


Figure.2.9. Variations de la fréquence statorique (a) et de la fréquence rotorique (b) en valeurs réduites en fonction de la vitesse de la machine

La figure 2.10 présente la variation des fréquences $f_{s\max}$ et $f_{r\max}$ en fonction du rapport k_{pn} . Les deux fréquences sont proportionnelles à k_{pn} . Si on se place dans le cas classique où $f_{sn} = f_{rn} = 50$ Hz, $f_{s\max}$ dépasse sa valeur nominale pour $k_{pn} \geq 2$ et $f_{r\max}$ dépasse sa valeur nominale pour $k_{pn} \geq 3$.

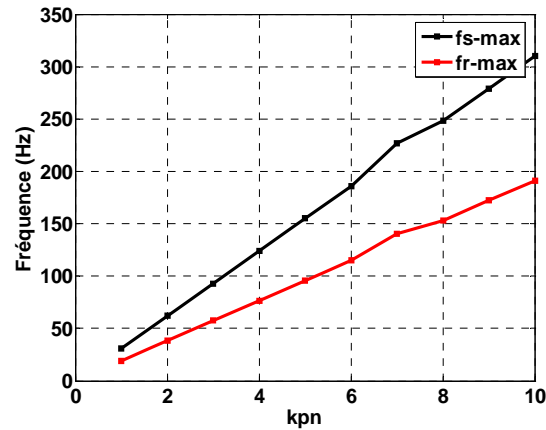


Figure.2.10. Variations des fréquences statorique et rotorique maximales en fonction de k_{pn}

Les fréquences maximales dépendent aussi de la fréquence minimale. D'après la figure 2.11 on peut constater que pour certaines valeurs de f_{min} les valeurs de f_{smax} et f_{rmax} peuvent dépasser les fréquences nominales correspondantes. Pour la machine ($k_{pn} = 1.62$ et $f_{min} = 11$ Hz), uniquement la fréquence f_{smax} dépasse sa valeur nominale.

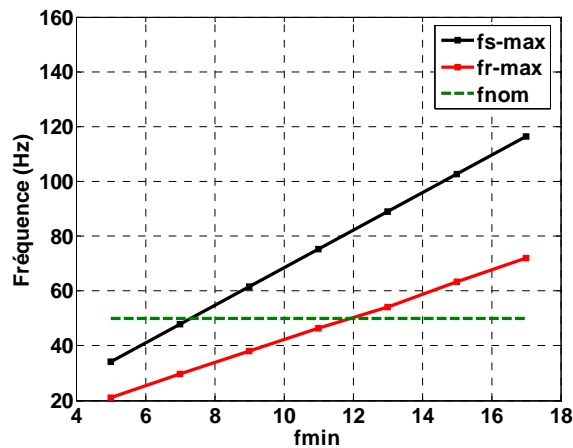


Figure.2.11. : Variations des fréquences statorique et rotoriques maximales en fonction de f_{min}

On montre à travers cette étude qu'il est nécessaire de ramener les fréquences maximales f_{smax} et f_{rmax} à des valeurs inférieures ou égales aux valeurs nominales puisqu'il est possible de fonctionner en survitesse sans démagnétisation. k_{pn} est une donnée de conception du variateur qui correspond à une répartition de puissance entre le rotor et le stator (dimensionnement des onduleurs) et est imposée à la machine. Il faut chercher un compromis pour le choix de la fréquence minimale définie à partir de l'étude de l'effet thermique sur les composants semi-conducteurs, l'effet des termes résistifs sur la commande d'un côté et la limitation de l'application de la loi de répartition de puissance d'un autre côté.

Agir sur la fréquence minimale en la réduisant est un mauvais choix. Nous décidons de ne pas la modifier et nous préférons introduire des modifications dans la loi de répartition des puissances et particulièrement au niveau de la transition entre les zones 2 et 3.

2.2.3 Modification de la loi de répartition des puissances et fonctionnement en survitesse sans démagnétisation

En choisissant $f_{\min} = 11$ Hz, la fréquence maximale du convertisseur statorique devient $f_{s\max} = 75.35$ Hz et la fréquence maximale du convertisseur rotorique est $f_{r\max} = 46.51$ Hz. Cette fréquence maximale du convertisseur statorique est atteinte lorsque $\omega_2 < \omega < \omega_1$ et $\omega \rightarrow \omega_1$. Il existe donc une vitesse électrique de la machine ω_0 telle que $\omega_2 < \omega_0 < \omega_1$ et à partir de laquelle la fréquence du convertisseur statorique est supérieure à la fréquence statorique nominale. Par conséquent, dans l'intervalle $[\omega_0, \omega_1]$ il est obligatoire de réduire le flux de la machine.

Afin de remédier à ce problème deux solutions, traitées dans la littérature [Gho-01], sont possibles :

- Soit on diminue la fréquence minimale de manière à ce que la fréquence maximale du convertisseur statorique soit inférieure à la fréquence statorique nominale dans toute la plage de fonctionnement. Cette solution est peu recommandable car elle soumet les semi-conducteurs de puissance à des stress thermiques et les chutes de tension résistives deviennent prépondérantes.
- Une deuxième solution consiste à ne pas répartir de puissance dans l'intervalle de vitesse $[0, \omega_1]$. Cette solution est donc peu avantageuse puisqu'elle diminue la zone de répartition de puissance ce qui est en contradiction avec l'objectif fixé de notre étude.

Nous présentons alors une troisième solution qui permet d'avoir la zone de répartition de puissance plus importante que la précédente.

Comme $\omega_2 < \omega_0 < \omega_1$, on a :

$$\omega_{sn} = \frac{k_{pn}}{k_{pn} - 1} \omega_0 \leftrightarrow \omega_0 = \frac{k_{pn} - 1}{k_{pn}} \omega_{sn}, \text{ dans notre cas } k_{pn} = 1.62 \text{ donc } \omega_0 = 0.38 \omega_{sn}.$$

Si $0 < \omega < \omega_0$: les fréquences statoriques et rotoriques sont calculées de la même manière que celle développée dans (2.23) et (2.27)

Si $\omega > \omega_0$, on décide alors de ne pas répartir les puissances pour la plage de vitesse entre ω_0 et ω_1 . On impose alors $\omega_s = \omega_{sn}$ et on a $\omega_r = \omega_{sn} - \omega$.

Si $\omega \rightarrow \omega_1$ alors $\omega_s = \omega_{sn}$ et $\omega_r = \omega_{sn} - \omega_1$.

Si $\omega_1 < \omega < \omega_{\max}$: on reprend la loi de répartition de puissance définie dans l'équation (2.24).

Le fonctionnement en survitesse de la MADA consiste à calculer la vitesse maximale atteinte par la machine sans démagnétisation. Il vient alors:

$$\begin{cases} \varphi_{sn} |\omega_{smax}| \leq V_{sn} \\ \varphi_{rn} |\omega_{rmax}| \leq V_{rn} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} |\omega_{smax}| \leq \frac{V_{sn}}{\varphi_{sn}} = \omega_{sn} \\ |\omega_{rmax}| \leq \frac{V_{rn}}{\varphi_{rn}} = \omega_{rn} \end{cases} \quad (2.30)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} |\omega_{smax}| \leq \frac{k_{pn}}{1+k_{pn}} |\omega_{max}| \leq \omega_{sn} \\ |\omega_{rmax}| \leq \frac{1}{1+k_{pn}} |\omega_{max}| \leq \omega_{rn} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} |\omega_{max}| \leq \frac{1+k_{pn}}{k_{pn}} \omega_{sn} \\ |\omega_{max}| \leq (1+k_{pn}) \omega_{rn} \end{cases}$$

Dans le cas de la machine étudiée, ($k_{pn} = 1.62$) la vitesse maximale atteinte par la machine est donnée par les relations suivantes :

$$\begin{cases} |\omega_{max}| \leq 1.6\omega_{sn} \\ |\omega_{max}| \leq 2.6\omega_{rn} \end{cases} \quad (2.31)$$

A partir de la relation précédente, on déduit que la vitesse maximale de la MADA est 1.6 plus importante que sa vitesse nominale. La MADA peut atteindre une vitesse maximale sans démagnétisation de 2 fois sa vitesse nominale (figure 2.12) mais sans qu'il ait application de la loi de répartition de puissance et en imposant $\omega_s = \omega_{sn}$ et $\omega_r = -\omega_s$. Ce résultat est important par rapport à une machine à cage classique notamment pour les applications nécessitant une large plage de fonctionnement à puissance constante. Mais il représente un inconvénient en ce qui concerne l'optimisation du dimensionnement des convertisseurs.

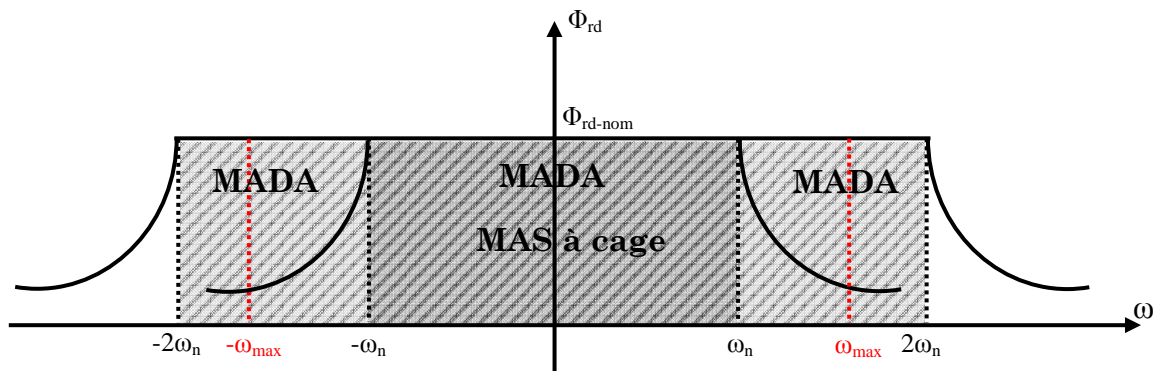


Figure.2.12. Comparaison des valeurs maximales de vitesse pour un fonctionnement sans démagnétisation pour une machine asynchrone à cage et une machine asynchrone à double alimentation.

Si $\omega_{max} < \omega < 2\omega_n$: on a $\omega_s = \omega_{sn}$ et $\omega_r = \omega_{sn} - \omega$, où ω_{max} est la vitesse maximale que peut atteindre la machine sans démagnétisation en appliquant la loi de répartition des puissances. Ainsi la nouvelle loi de commande en vitesse devient:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Si } |\omega| < \omega_2 : \omega_r = 2\pi f_{\min} \text{ et } \omega_s = \omega + 2\pi f_{\min} \\
 \text{Si } \omega_2 \leq |\omega| < \omega_0 : \begin{cases} \omega_s = \frac{k_{pn}}{k_{pn} - 1} \omega \\ \omega_r = \frac{1}{k_{pn} - 1} \omega \end{cases} \\
 \text{Si } \omega_0 \leq |\omega| < \omega_1 : \omega_s = \omega_{sn} \text{ et on a } \omega_r = \omega_{sn} - \omega \\
 \text{Si } \omega_1 \leq |\omega| < \omega_{\max} : \begin{cases} \omega_s = \frac{k_{pn}}{k_{pn} + 1} \omega \\ \omega_r = -\frac{1}{k_{pn} + 1} \omega \end{cases} \\
 \text{Si } \omega_{\max} \leq |\omega| \leq 2\omega_n : \omega_s = \omega_{sn} \text{ et } \omega_r = \omega_{sn} - \omega
 \end{array} \right. \quad (2.32)$$

La figure 2.13 illustre respectivement les variations des fréquences statoriques et rotoriques réduites en fonction de la variation de la vitesse de la machine après modification de la loi de répartition de puissance. Les zones de fonctionnement hypo synchrone et hyper- synchrone sont clairement distinguées.

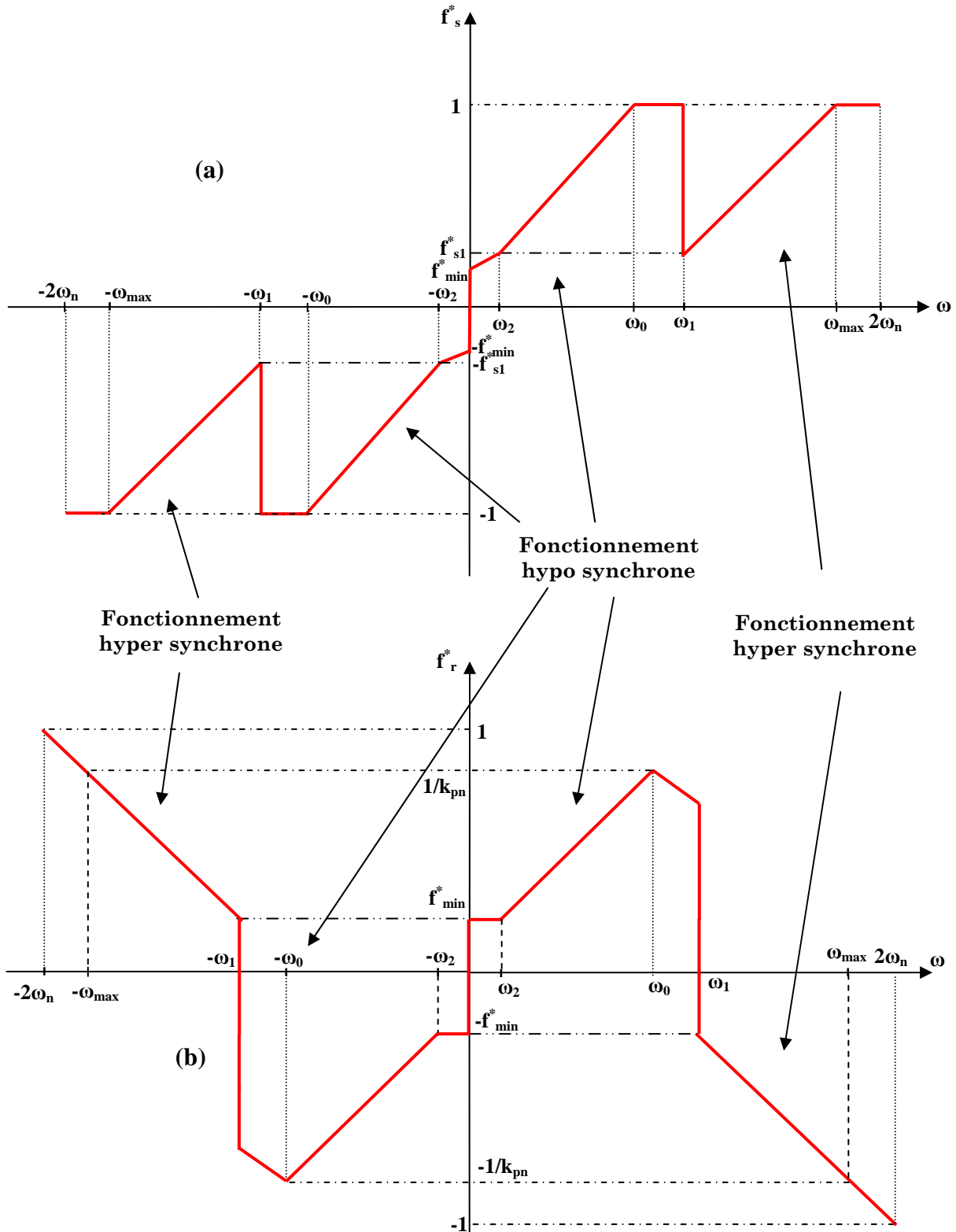


Figure.2.13. Variations des fréquences statorique (a) et rotorique (b) en valeur réduite en fonction de la vitesse de la machine

La figure 2.14 présente la variation des pulsations statorique et rotorique (a) pour une caractéristique couple vitesse donnée. Lors de la magnétisation de la machine ($0s < t < 0.3s$) ou lors d'un fonctionnement à très basse vitesse ($5.5s < t < 8s$)

nous avons $f_s = f_r = f_{\min}$ puis $f_s \approx f_r = f_{\min}$. Pour un fonctionnement à vitesse nominale en moteur ou en génératrice le fonctionnement est hyper synchrone et les pulsations sont calculées à partir de l'équation (2.24). On fait remarquer que pour cet essai, la loi de répartition des puissances n'est appliquée qu'en régime permanent.

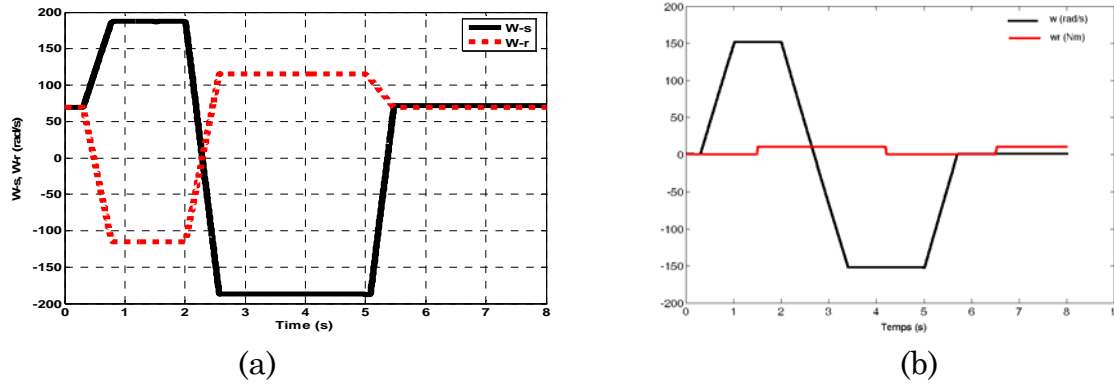


Figure.2.14. Allures des pulsations du stator et du rotor en appliquant la loi de répartition de puissance.

2.2.4. Rapport de transformation et loi de répartition de puissance

La loi de répartition de puissance permet donc de gérer les puissances actives entre le stator et le rotor. Elle fait intervenir des tensions et courants du stator et du rotor qui sont liés par le rapport de transformation « m » de la machine défini dans § 2.1.2. Il faut donc étudier l'effet de ce rapport de transformation sur cette loi, c'est-à-dire vérifier si k_{pn} dépend de « m ».

Vu que la puissance apparente est une grandeur indépendante du rapport de transformation, il est difficile de trouver de trouver une relation directe entre k_{pn} et « m ». Néanmoins, pour un rapport « m » proche de 1 les puissances apparentes du stator et du rotor pour une machine asynchrone à rotor bobiné sont numériquement proche c'est-à-dire que k_{pn} est proche aussi de 1. Pour « m » < 1 la puissance apparente du rotor est inférieure à celle du stator. k_{pn} est dans ce cas supérieur à 1.

Ainsi le rapport de transformation de la machine « m » est inversement proportionnel à k_{pn} .

2.3. Fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple/vitesse

Dans ce paragraphe on étudie l'effet de la loi de répartition des puissances actives sur les échanges entre le stator et le rotor de ces grandeurs dans les quatre quadrants du plan couple/vitesse.

Pour la machine étudiée les différentes valeurs caractéristiques utilisées sont (x^* est la valeur réduite de x) :

- $f_{\min} = 11$ Hz.
- $k_{pn} = 1.62$.
- $\omega_2 = 42.9$ rad/s.
- $\omega_0 = 120$ rad/s.
- $\omega_1 = 181$ rad/s.
- $\omega_{\max} = 1.6 \omega_n$.
- ω_b : vitesse de base de la machine
- $\omega^*_2 = \omega_2 / \omega_b = 0.14$.
- $\omega^*_0 = \omega_0 / \omega_b = 0.39$
- $\omega^*_1 = \omega_1 / \omega_b = 0.57$.
- $\omega^*_{\max} = 1.6$.
- $P^*_s = P_s / P_{sn}$.
- $P^*_r = P_r / P_{rn}$.

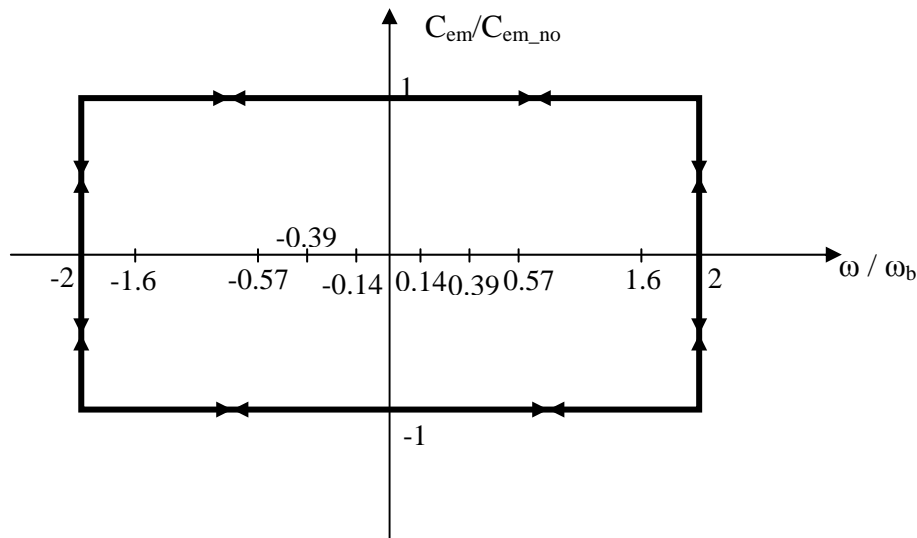


Figure.2.15. *Fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants du plan (C_{em}, ω)*

La figure 2.16 montre la variation des puissances actives statorique et rotorique dans les quatre quadrants du plan couple/vitesse. Les puissances actives sont images des fréquences correspondantes. On remarque que sur toute la plage de fonctionnement de la vitesse, les puissances ne dépassent pas leurs valeurs nominales.

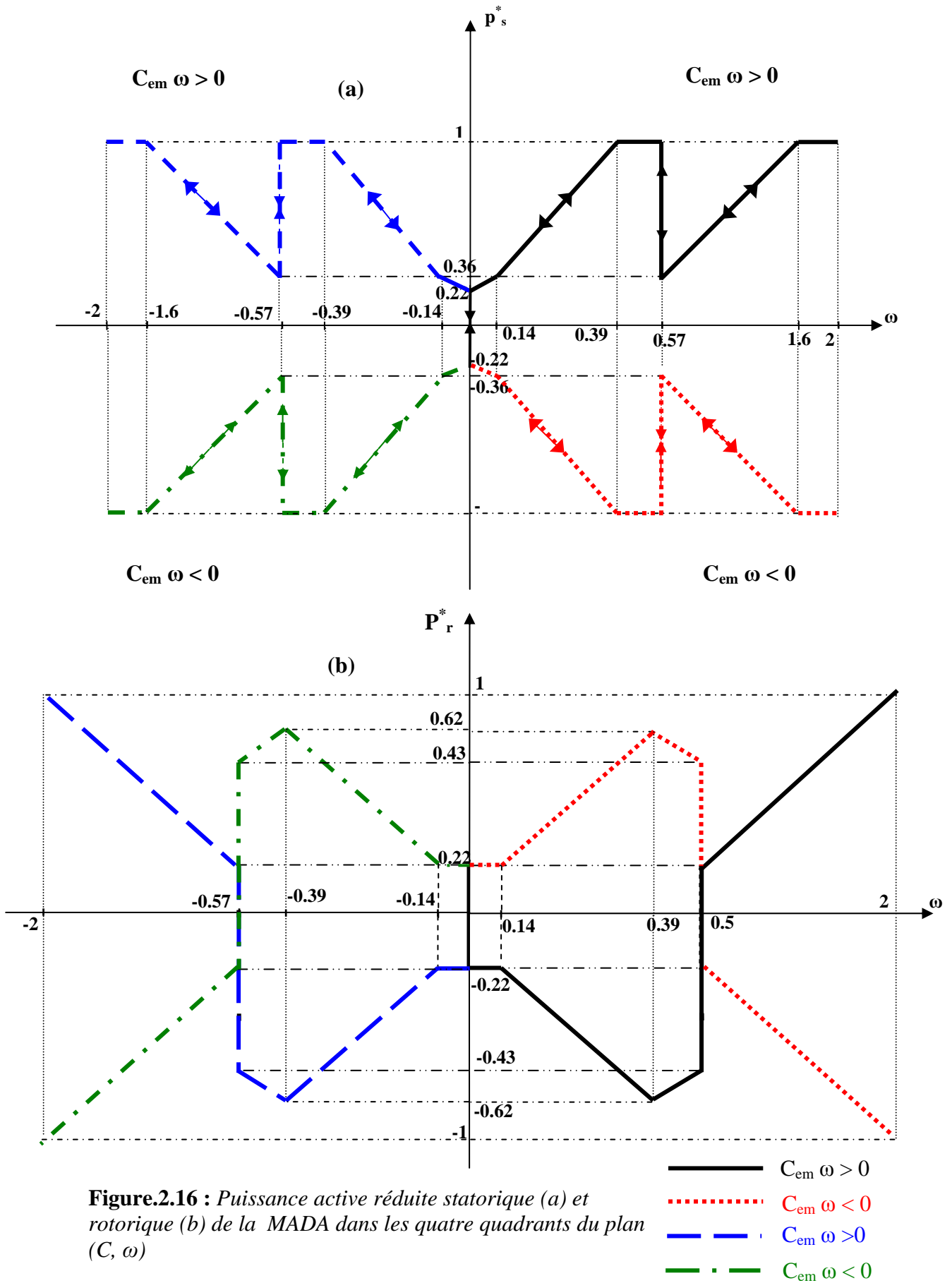


Figure.2.16 : Puissance active réduite statorique (a) et rotorique (b) de la MADA dans les quatre quadrants du plan (C, ω)

La puissance statorique est du même signe que la puissance mécanique (C_{em} ω) pour toute la plage de variation de la vitesse et pour tout type de fonctionnement hypo ou hyper synchrone. Si la puissance mécanique est positive P_s l'est aussi et si elle est négative, $P_s < 0$.

Quant à la puissance active du rotor, elle est de même signe que la puissance mécanique pour un fonctionnement hypo synchrone et de signe opposé pour un fonctionnement hyper synchrone pour les deux cas : moteur et générateur.

Donc pour un fonctionnement moteur, s'il s'agit d'un fonctionnement hyper synchrone la puissance mécanique fournie vient des puissances électriques absorbées par chaque armature. Si le fonctionnement est hypo synchrone la puissance mécanique est fournie uniquement par l'armature du stator.

Pour un fonctionnement générateur, si le fonctionnement est hyper synchrone, l'énergie mécanique absorbée est transmise aux deux armatures sous forme d'énergie électrique, si le fonctionnement est hypo synchrone, l'énergie mécanique est transmise au réseau uniquement via le stator.

2.4. Dimensionnement des convertisseurs statorique et rotorique

Comme cela a été mentionné dans le chapitre de l'état de l'art, plusieurs travaux affirment que l'utilisation de deux convertisseurs est plus avantageuse que l'utilisation d'un seul, grâce à la loi de répartition des puissances. Nous allons au cours de ce paragraphe définir les variations des principales grandeurs intervenant dans le dimensionnement de chaque convertisseur. Il s'agit :

- Du courant maximal dans l'armature statorique et dans l'armature rotorique.
- De la tension maximale d'alimentation de l'armature statorique et de l'armature rotorique.
- Des fréquences maximales des tensions fournies par le convertisseur du stator et le convertisseur du rotor.

2.4.1. Etude de la variation des courants et tensions de la MADA

2.4.1.1. Etude de la variation des courants

Comme nous avons opté pour une orientation du flux rotorique suivant l'axe d du repère de Park, nous avons :

- Courants statoriques :

$$C_{em} = -P\varphi_{rd}i_{rq}$$

$$\text{Comme } i_{rq} = -\frac{M_{sr}}{L_r}i_{sq} \tag{2.33}$$

Donc :

$$i_{sq} = \frac{L_r C_{em}}{M_{sr} P \phi_{rd}}$$

$$i_{sd} = \frac{1}{M_{sr}} \phi_{rd}$$

Le module du courant statorique en diphasé est donné donc par :

$$i_s = \sqrt{\left(\frac{1}{M_{sr}} \phi_{rd}\right)^2 + \left(\frac{L_r C_{em}}{M_{sr} P \phi_{rd}}\right)^2} \quad (2.34)$$

Le module du courant statorique i_s dépend donc du couple électromagnétique, de la composante de l'axe d du flux rotorique ϕ_{rd} , du nombre de paire P de pôles et des paramètres de la machine M_{sr} et L_r . Si on suppose que le flux ϕ_{rd} est égal au flux rotorique nominal, alors la valeur maximale du courant statorique dépendra principalement de la valeur maximale du couple électromagnétique.

La valeur réduite du module de ce courant :

$$i_s^* = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{M_{sr}} \phi_{rd}\right)^2 + \left(\frac{L_r C_{em}}{M_{sr} P \phi_{rd}}\right)^2}}{i_{sn}}$$

Par conséquent le module du courant rotorique devient :

$$i_r = |i_{rq}| = \left| \frac{C_{em}}{P \phi_{rd}} \right| \text{ car } i_{rd} = 0 \quad (2.35)$$

La valeur réduite du module de ce courant s'exprime :

$$i_r^* = \frac{\left| \frac{C_{em}}{P \phi_{rd}} \right|}{i_m}$$

Il est important de souligner que i_s et i_r ne dépendent pas de la loi de répartition de puissance. Par contre ils dépendent de la loi de commande utilisée et de la valeur maximale du couple électromagnétique (puissance globale de la machine) et de l'application précise du variateur (cahier des charges précis).

2.4.1.2. Etude de la variation des tensions

En régime permanent et en négligeant les résistances statorique et rotorique, les équations des tensions sont :

$$V_{sd} = -\omega_s \phi_{sq}$$

$$V_{sq} = \omega_s \phi_{sd}$$

$$V_{rd} = -\omega_r \phi_{rq}$$

$$V_{rq} = \omega_r \phi_{rd}$$

Ainsi les modules des tensions statorique et rotorique sont donnés par :

$$V_s = \omega_s \Phi_s \text{ et } V_r = |V_{rq}| = \omega_r \Phi_r \tag{2.36}$$

Si on admet que : $\Phi_s^* = \Phi_r^* = 1$ alors on a :

$$V_s^* = \omega_s^* \text{ et } V_r^* = \omega_r^* .$$

Les variations des valeurs réduites V_s^* et V_r^* sont donc identiques aux variations des valeurs réduites des pulsations correspondantes. Le dimensionnement des tensions du stator et du rotor est déterminé par la loi de répartition de puissance, donc par les valeurs du rapport k_{pn} et de la fréquence minimale f_{min} . La nature de la commande (flux statorique, rotorique ou d'entrefer) a peu d'influence sur les valeurs limites des tensions d'alimentation.

La loi de répartition de puissance nous a déjà permis de déterminer la variation des pulsations statorique et rotorique en fonction de la vitesse de la machine. Donc pour une plage de variation de la vitesse de la machine donnée, on peut déterminer la variation des tensions (valeurs réduites) statorique et rotorique.

La figure 2.17 montre la variation des tensions statorique et rotorique en fonction de la vitesse de la machine.

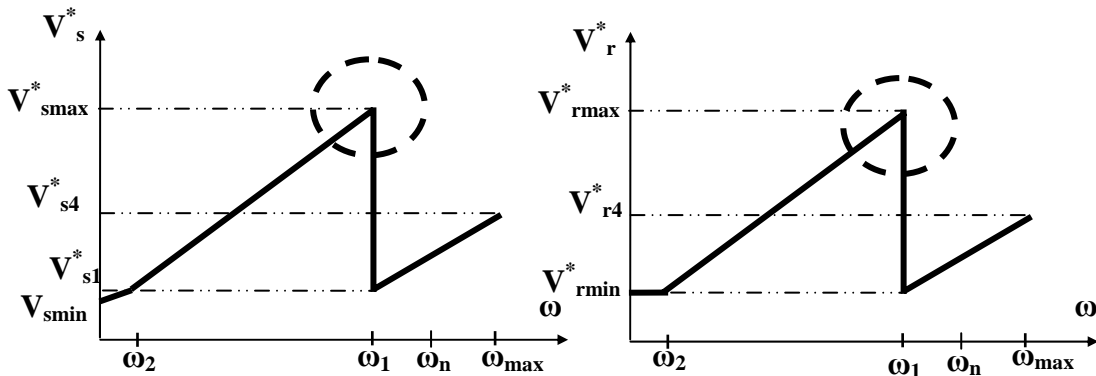


Figure .2.17. : Variation des valeurs réduites des tensions du stator et du rotor suivant la vitesse de la machine

On distingue donc deux configurations possibles pour le dimensionnement de chaque convertisseur :

- Un dimensionnement pour un fonctionnement dans une plage de vitesse de 0 à la vitesse nominale.
- Un dimensionnement pour un fonctionnement dans une plage de vitesse de 0 à une vitesse maximale sans démagnétisation.

Les valeurs réduites maximales des tensions du rotor et du stator sont respectivement V_{smax}^* et V_{rmax}^* donnés par les relations suivantes :

$$V_{smax}^* (k_{pn}, V_{min}^*) = \frac{k_{pn}(k_{pn} + 1)}{k_{pn} - 1} V_{smin}^*, \quad V_{rmax}^* (k_{pn}, V_{min}^*) = \frac{k_{pn} + 1}{k_{pn} - 1} V_{rmin}^* \quad (2.37)$$

Avec $V_{smin}^* = V_{rmin}^* = f_{min}^*$ ($f_{min}^* = f_{min}/f_{sn}$).

On doit alors respecter : $V_{s2}^* < 1$ et $V_{r2}^* < 1$.

Les figures 2.18 et 2.19 montrent l'évolution des valeurs réduites tensions V_{s2}^* et V_{r2}^* en fonction de k_{pn} , et f_{min}^* .

V_{s2}^* est une fonction croissante de f_{min}^* . Si on dérive la fonction $V_{s2}^* = f(k_{pn}, f_{min}^*)$ par rapport à k_{pn} alors on remarque que celle-ci passe par un minimum donné par la valeur de $k_{pn} = 2.64$. Cette valeur représente la valeur optimale de k_{pn} quelque soit la valeur de la fréquence minimale. Il est déconseillé de choisir de valeurs de k_{pn} proches de 1 car la tension maximale croit considérablement.

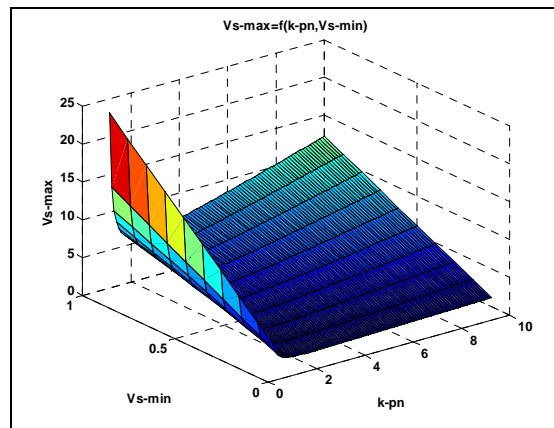


Figure.2.18. Variation de la tension V_{s2}^* en fonction de k_{pn} et V_{smin}

La figure 2.19 montre que V_{r2}^* est aussi une fonction croissante de f_{min}^* mais une fonction décroissante de k_{pn} . Il est de même déconseillé de choisir des valeurs de k_{pn} proches de 1 car la tension augmente considérablement.

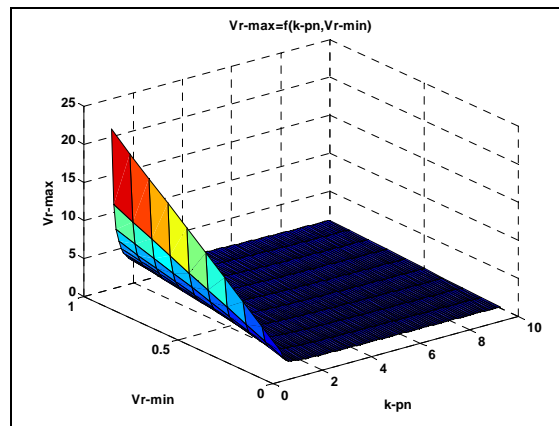


Figure.2.19. Variation de la tension V_{r2}^* en fonction de k_{pn} et V_{rmin}

Les deux figures 2.18 et 2.19 montrent que pour des valeurs de $f_{\min} > 5$ Hz, les tensions maximales V_{s2}^* et V_{r2}^* sont supérieures à 1.

Afin de remédier à ce problème et si on se place dans le cas d'un dimensionnement pour une vitesse variant de 0 à la vitesse nominale, nous proposons deux solutions :

- Soit éliminer la loi de répartition de puissance pour toute la plage de vitesse comprise entre 0 et ω_1 .
- Soit introduire une nouvelle vitesse ω_0 définie par

$$\omega_0 = \frac{k_{pn} - 1}{k_{pn} + 1} \omega_n \quad (2.39)$$

On élimine alors la loi de répartition de puissance pour toute la plage de vitesse variant entre ω_0 et ω_1 (dans notre cas $\omega_0 > \omega_2$, $\omega_0 = 0.24 \omega_n$ et $\omega_2 = 0.14 \omega_n$).

La première solution paraît plus simple que la seconde, mais cette dernière présente un avantage qui est celui d'avoir une bande de vitesse avec application de la loi de commande plus large que la première. Si on choisit la seconde solution, l'évolution des tensions statorique et rotorique est alors la suivante :

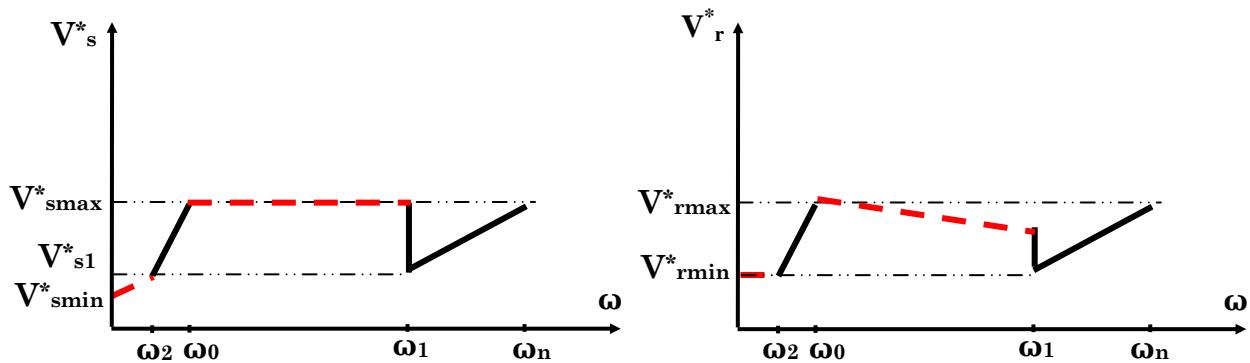


Figure.2.20. Variation des tensions du stator et du rotor suivant la vitesse de la machine avec loi de répartition de puissance modifiée pour une vitesse de 0 à ω_n

A partir de cette configuration, les valeurs réduites des tensions maximales de chacun des deux convertisseurs sont celles qui correspondent à la vitesse nominale de la machine et sont définies par :

$$V_{smax}^* = \frac{k_{pn}}{k_{pn} + 1}, V_{rmax}^* = \frac{1}{1 + k_{pn}} \quad (2.40)$$

Notons bien que les valeurs réduites maximales des tensions du convertisseur du stator et celui du rotor, sont indépendantes du choix de la fréquence minimale f_{\min}^* .

La figure 2.21 montre l'évolution de chacune des tensions V_{smax}^* et V_{rmax}^* en fonction de k_{pn} . La première est une fonction croissante de k_{pn} alors que la seconde est une fonction décroissante de ce dernier.

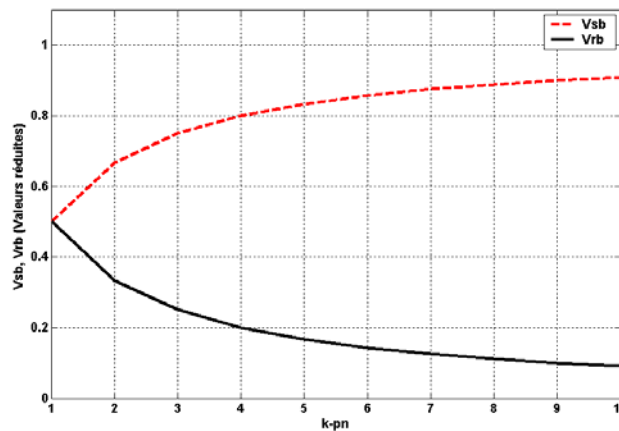


Figure.2.21. Evolution des tension V_{smax}^* et V_{rmax}^* en fonction de k_{pn}

2.4.2. Comparaison avec une machine asynchrone à cage

La figure 2.22 présente une comparaison des puissances apparentes des convertisseurs du stator et du rotor pour une application MADA et la puissance apparente du convertisseur du stator pour une application machine asynchrone à cage Scs de même puissance, tensions d'alimentations et paramètres. Les résultats correspondent à 15 machines asynchrones de puissances mécaniques variant de 4.5 à 90 kW dont les caractéristiques sont données en annexe.

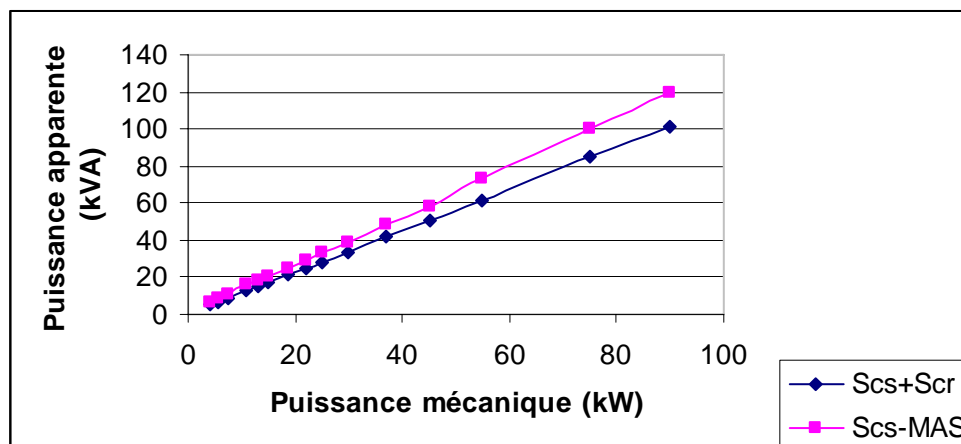


Figure.2.22. Comparaison entre les puissances apparentes de dimensionnement des convertisseurs pour la MADA et la machine asynchrone à cage.

Nous remarquons que la puissance apparente totale de dimensionnement des deux convertisseurs pour une application MADA ($S_{cs}+S_{cr}$) est inférieure à la puissance apparente de dimensionnement pour une application machine asynchrone à cage (S_{cs-MAS}) et ceci pour la totalité des machines étudiées.

Ce gain en puissance apparente de dimensionnement, est de l'ordre de 20% pour les machines étudiées. Ce résultat doit être néanmoins pris avec précaution car l'origine de gain est la loi de répartition de puissance, c'est-à-dire que le gain obtenu est sur les tensions d'alimentations uniquement et non sur les courants.

En effet la valeur des courants transitant dans la machine est identique pour la MADA que dans la machine asynchrone. Donc la surface totale de silicium pour l'ensemble des deux convertisseurs (stator et rotor) pour la MADA est le double de cette surface pour une application machine à cage.

2.4.3. Dimensionnement pour un fonctionnement avec une vitesse maximale sans démagnétisation

Dans ce cas, la vitesse maximale de la machine correspond à une fréquence nominale au stator, donc à une tension statorique nominale. Les valeurs maximales des courants du stator et du rotor restent inchangées.

Comme la tension maximale du stator atteint sa valeur nominale et dans un souci d'avoir la plus large bande de vitesse possible avec la loi de répartition de puissance nous introduisons une pulsation :

$$\omega_3 = \frac{k_{pn} - 1}{k_{pn}} \omega_n \quad (2.41)$$

La loi de répartition de puissance est éliminée pour les vitesses comprises entre ω_3 et ω_1 . La figure 2.23 illustre la variation des tensions du stator et du rotor pour une vitesse variant de 0 à une vitesse maximale sans démagnétisation ω_{max} (dans notre cas $\omega_{max} = 1.62 \omega_n$).

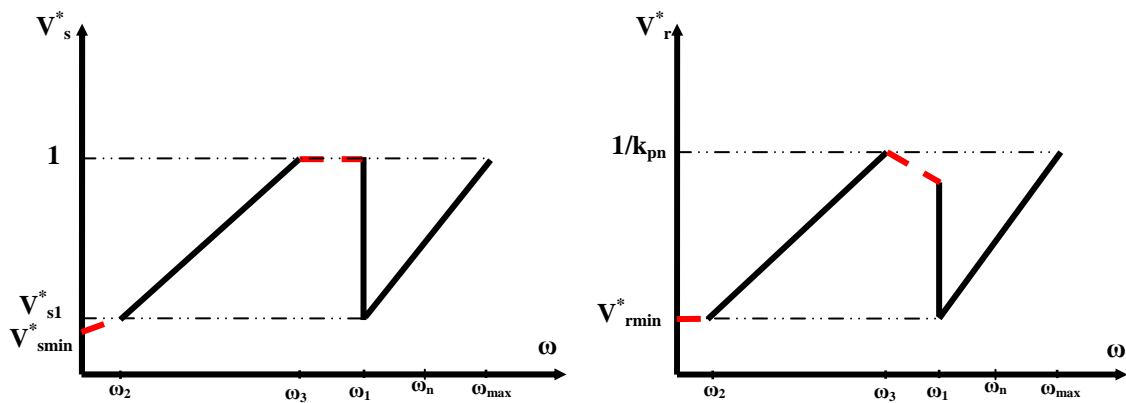


Figure.2.23. Variation des tensions du stator et du rotor suivant la vitesse de la machine avec loi de répartition de puissance modifiée pour une vitesse de 0 à ω_{max}

La tension maximale du convertisseur lié au rotor est :

$$V_{rmax}^* = \frac{1}{k_{pn}} \quad (2.42)$$

La figure 2.24 illustre la variation des valeurs réduites des tensions maximales de chaque convertisseur. Elle laisse entendre qu'une augmentation de la valeur de k_{pn} diminuerait considérablement la taille du convertisseur du rotor, mais ceci aura deux inconvénients majeurs :

- Diminution de la valeur de la vitesse maximale ω_{max} .
- La taille du convertisseur du stator sera largement supérieure à celle du convertisseur lié au rotor, ce qui est l'inverse de l'objectif souhaité par l'introduction de la loi de répartition de puissance.

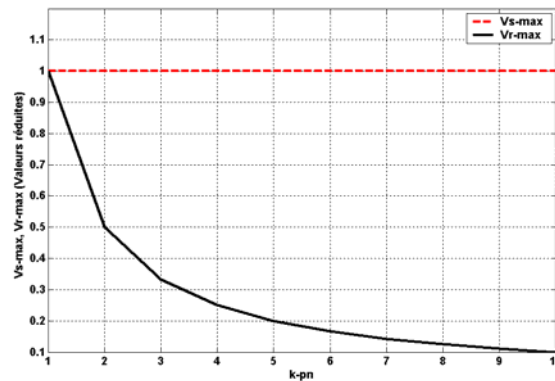


Figure.2.24. Evolution des valeurs réduites des tensions V_{smax}^* et V_{rmax}^* en fonction de k_{pn}

La figure 2.25 présente une comparaison des puissances apparentes de dimensionnement des convertisseurs du stator et du rotor pour une application MADA et la puissance apparente du convertisseur du stator pour une application machine asynchrone à cage identique pour l'ensemble des machines citées précédemment. La comparaison est faite pour un fonctionnement en survitesse sans démagnétisation.

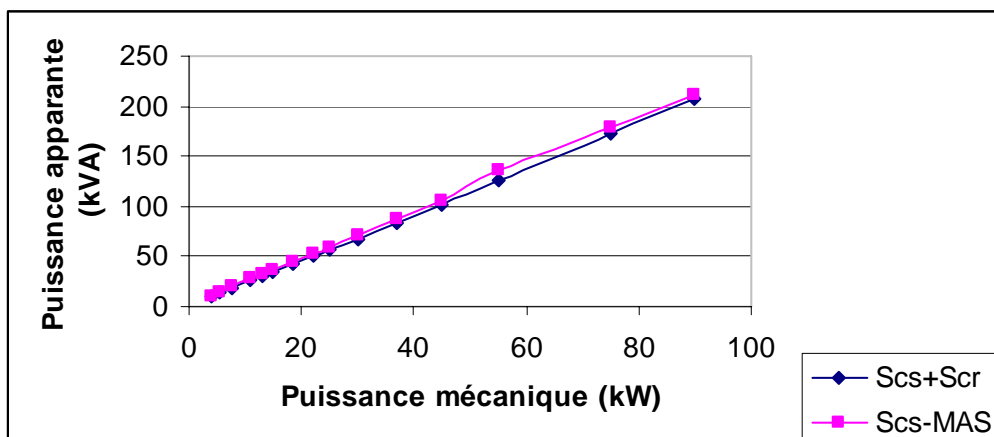


Figure.2.25. Comparaison entre les puissances apparentes de dimensionnement pour la MADA et la machine asynchrone à cage pour une vitesse de 0 à ω_{max}

Comme dans le cas précédent, la puissance apparente totale des deux convertisseurs pour une application MADA est inférieure à la puissance apparente de dimensionnement pour une application MAS.

2.4.4. Prise en compte du rapport de transformation dans le dimensionnement des deux convertisseurs.

On se place dans le cas d'un fonctionnement en hyper synchrone. La relation entre les puissances actives P_s et P_r et la puissance mécanique est :

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{P_{mec}}{g} \\ P_r &= \frac{g-1}{g} P_{mec} \\ P_{mec} &= C_{em} \omega \end{aligned} \quad (2.43)$$

g représente le glissement, qui dans notre cas de figure est supérieur à 1 :

$$g = \frac{\omega_s + \omega_r}{\omega_s} = 1 + \frac{\omega_r}{\omega_s} = 1 + \frac{1}{k_{pn}} \quad (2.44)$$

Pour un fonctionnement entre 0 et la vitesse nominale, les puissances actives du stator P_s^* et du rotor P_r^* en valeurs réduites peuvent s'exprimer en fonction de la puissance mécanique en valeur réduite P_{mec}^* c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} P_s^* &= \frac{P_{mec}^*}{g} \\ P_r^* &= \frac{g-1}{g} P_{mec}^* \\ P_{mec}^* &= C_{em}^* \omega^* = 1 \end{aligned} \quad (2.45)$$

Pour un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire au rotor on a :

$$P_r^* = V_r^* i_r^* = \frac{g-1}{g}$$

Or la tension maximale des grandeurs rotoriques est : $V_{rmax}^* = \frac{1}{k_{pn} + 1}$.

D'où $i_{rmax}^* = 1$.

La relation liant le rapport de transformation aux différents courants est :

$$\frac{i_s'}{i_r} = m, \text{ telque } i_s = i_{smag} + i_s'$$

Il vient alors que la valeur réduite du courant statorique est :

$$i_s^* = \sqrt{m^2 + \left(\frac{i_{smag}}{i_{sn}} \right)^2} \quad (2.46)$$

Cette valeur est valable pour une variation de la vitesse jusqu'à sa valeur maximale sans démagnétisation. On remarque qu'il est possible d'agir sur le rapport de transformation pour optimiser le dimensionnement du convertisseur du stator.

Conclusion

Au cours de cette étude nous avons proposé une loi de répartition de puissance entre le stator et le rotor afin d'optimiser le dimensionnement des convertisseurs de puissance. Cette loi de répartition de puissance nous a amené à une loi de commande en vitesse de la machine à double alimentation en permettant un choix adéquat des pulsations rotorique et statorique.

Les contraintes thermiques et « résistive » nous ont imposé de fixer une fréquence minimale pour les tensions délivrées par les convertisseurs de puissance. Le choix de cette fréquence ne s'est pas alors basé uniquement sur les deux critères déjà cités mais sur d'autres tels que les limites de la plage de validité de la loi de répartition de puissance par rapport à la vitesse nominale de la machine et l'optimisation du dimensionnement des convertisseurs.

Afin de répondre à l'ensemble de ces critères nous avons tout d'abord choisi une fréquence minimale de 11 Hz (pour respecter le critère thermique et « résistif »), et par la suite nous avons apporté quelques modifications à la loi de répartition de puissance afin d'empêcher les pulsations rotorique et statorique de dépasser leur valeur nominales respectives.

L'étude du fonctionnement dans les quatre quadrants statoriques et rotoriques montre que les puissances actives statorique et rotorique ne dépassent jamais de leurs valeurs nominales respectives.

La loi de répartition de puissance nous a permis aussi d'avoir un fonctionnement en survitesse qui peut atteindre deux fois la vitesse de base.

En étudiant les grandeurs caractéristiques pour le dimensionnement de chaque convertisseur, nous remarquons que les grandeurs déterminant les valeurs limites des courants sont indépendantes de celles des tensions. En effet, les valeurs limites des courants du stator et du rotor dépendent de la valeur du couple maximal et de la loi de commande choisie mais elles sont totalement indépendantes de la loi de répartition de puissance.

Les valeurs limites des tensions du stator et du rotor sont dépendantes principalement des pulsations correspondantes, donc de la loi de répartition de puissance et par conséquent des valeurs de k_{pn} et de la fréquence f_{min}^* .

Nous avons démontré qu'il est nécessaire d'étudier deux cas possibles :

- Le fonctionnement pour une vitesse allant de 0 à la vitesse nominale ω_n .
- Le fonctionnement pour une vitesse allant de 0 à une vitesse maximale sans démagnétisation ω_{max} .

Dans les deux cas nous avons décidé de modifier l'application la loi de répartition de puissance afin d'assurer des valeurs de tensions limites acceptables. Dans ces deux cas, nous avons obtenu des valeurs limites indépendantes du choix de f_{min}^* , ce qui représente une contrainte en moins pour le choix des tensions maximales.

Une comparaison de la MADA avec la machine asynchrone à cage montre bien que la puissance apparente totale des deux convertisseurs pour le premier cas est inférieure à la puissance apparente nominale d'un convertisseur dédié à une application avec machine à cage, tant pour un fonctionnement à vitesse maximale égale à la vitesse nominale de la machine, que pour un fonctionnement en survitesse sans démagnétisation.

CHAPITRE 3

Commande Vectorielle de la machine asynchrone doublement alimentée avec et sans capteur de vitesse

Introduction

L'objectif de cette partie est d'étudier deux stratégies différentes de commande de la MADA. La première présentée par B.Lecoq [Lecoq 97] (appelée première méthode) et la seconde étudiée par R.Ghosn (suite deuxième méthode). Les deux précédents travaux concernent l'orientation du flux statorique, alors qu'ici l'auteur souhaite orienter le flux rotorique. L'étude dans la première partie de ce chapitre sera faite sans onduleurs de tensions, qui seront ajoutés par la suite. On étudiera aussi le fonctionnement sans capteur de vitesse de la MADA.

On rappelle brièvement les relations de Park liant les différentes grandeurs principales de la MADA :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\
 V_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\
 V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Les équations liant les flux sont :

$$\begin{aligned}
 \varphi_{sd} &= L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\
 \varphi_{sq} &= L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\
 \varphi_{rd} &= L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\
 \varphi_{rq} &= L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

3.1. Etude de la première méthode

3.1.1. Principe de la commande

A partir des équations (3.1) et (3.2) on introduit les tensions intermédiaires :

$$\begin{aligned}
 V_{1sd} &= V_{sd} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{rd} & V_{1sq} &= V_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{rq} \\
 V_{1rd} &= V_{rd} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{sd} & V_{1rq} &= V_{rq} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{sq}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

On a alors :

$$\begin{aligned}
V_{1sd} &= R_s \left(1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{sd} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{rd} - \omega_s \varphi_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \varphi_{rq} \\
V_{1rd} &= R_r \left(1 + T_r \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{rd} - \frac{M_{sr} R_s}{L_s} i_{sd} - \omega_r \varphi_{rq} + \frac{M_{sr}}{L_s} \omega_s \varphi_{sq} \\
V_{1sq} &= R_s \left(1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{sq} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{rq} + \omega_s \varphi_{sd} - \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} \\
V_{1rq} &= R_r \left(1 + T_r \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{rq} - \frac{M_{sr} R_s}{L_s} i_{sq} + \omega_r \varphi_{rd} - \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \varphi_{sd}
\end{aligned} \tag{3.4}$$

Avec : $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces tensions peuvent être réécrites sous la forme :

$$\begin{aligned}
V_{1sd} &= V_{1sdc} + V_{1sdc1} \\
V_{1sq} &= V_{1sqc} + V_{1sqc1} \\
V_{1rd} &= V_{1rdc} + V_{1rdc1} \\
V_{1rq} &= V_{1rqc} + V_{1rqc1}
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
V_{1sdc} &= R_s \left(1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{sd}, & V_{1sqc} &= R_s \left(1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{sq} \\
V_{1rdc} &= R_r \left(1 + T_r \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{rd}, & V_{1rqc} &= R_r \left(1 + T_r \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{rq}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Et

$$\begin{aligned}
V_{1sdc1} &= -\frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{rd} - \omega_s \varphi_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \varphi_{rq}, & V_{1sqc1} &= -\frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{rq} + \omega_s \varphi_{sd} - \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} \\
V_{1rdc1} &= \frac{M_{sr} R_s}{L_s} i_{sd} - \omega_r \varphi_{rq} + \frac{M_{sr}}{L_s} \omega_s \varphi_{sq}, & V_{1rqc1} &= -\frac{M_{sr} R_s}{L_s} i_{sq} + \omega_r \varphi_{rd} - \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \varphi_{sd}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Les dernières expressions (3.7) sont appelées termes de couplage. Ces termes dépendent des paramètres de la machine, des courants statoriques et rotoriques (des grandeurs à réguler), de termes couplés contenant les pulsations statoriques et rotoriques ainsi que les composantes des flux rotoriques et statoriques. Afin qu'on puisse définir les fonctions de transfert de chaque grandeur, il est indispensable de procéder à la compensation de ces termes de couplage.

A partir de l'équation (3.6) nous obtenons deux fonctions de transfert reliant les composantes statoriques et rotoriques de chaque axe :

$$\frac{i_{sd}(p)}{V_{1sdc}(p)} = \frac{i_{sq}(p)}{V_{1sqc}(p)} = \frac{1}{R_s + \sigma T_s p} \tag{3.8}$$

Et

$$\frac{i_{rd}(p)}{V_{1rdc}(p)} = \frac{i_{rq}(p)}{V_{1rqc}(p)} = \frac{1}{R_r + \sigma T_r p} \quad (3.9)$$

Ces fonctions de transfert sont du premier ordre et quasi-identiques ; chacune est une fonction des paramètres de la machine (du rotor et du stator respectivement).

Les différentes références des courants à réguler pour une orientation du flux rotorique et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire au rotor sont :

$$\begin{aligned} i_{sd-réf} &= \frac{1}{M_{sr}} \phi_{rd-réf} & i_{sq-réf} &= \frac{L_r}{PM_{sr} \phi_{rd-réf}} C_{em-réf} \\ i_{rd-réf} &= 0 & i_{rq-réf} &= -\frac{1}{P \phi_{rd-réf}} C_{em-réf} \end{aligned}$$

Ainsi la structure de la régulation des courants est représentée sur les figures 3.1 et 3.2 :

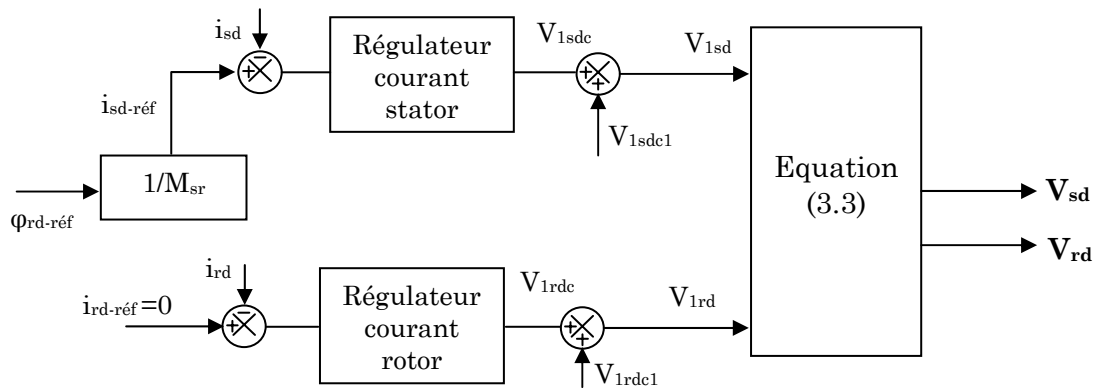


Figure.3.1 : Régulations des courants statoriques et rotoriques de l'axe d

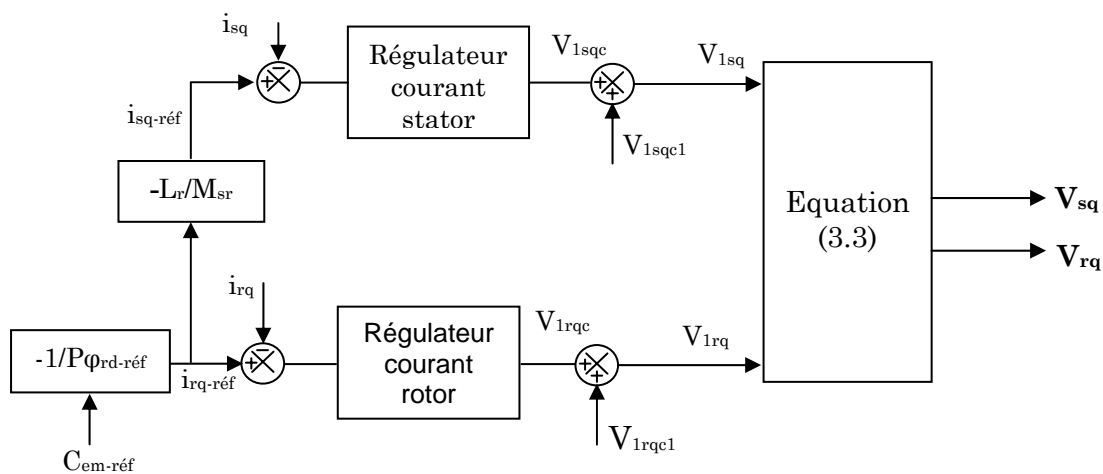


Figure.3.2 : Régulations des courants statoriques et rotoriques de l'axe q

3.1.2. Régulation de la vitesse

L'équation mécanique de la MADA est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (3.10)$$

Avec :

J : moment d'inertie de la MADA.

f : coefficient de frottement visqueux de la MADA à vide.

C_r : couple de charge.

Ω : vitesse mécanique.

C_{em} : couple électromagnétique.

Nous rappelons que notre commande est celle d'un contrôle à flux rotorique orienté donc on a :

$$C_{em} = -P\phi_{rd}i_{rq} \quad (3.11)$$

Ainsi la boucle de régulation de la vitesse est :

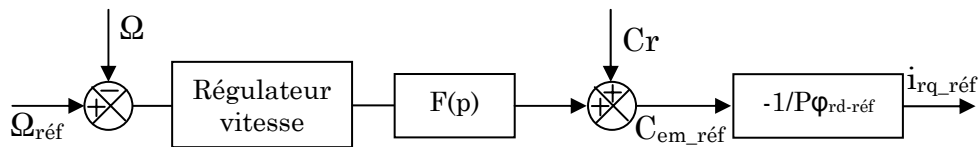


Figure.3.3: Boucle de régulation de la vitesse

$$\text{Avec } F(p) = \frac{\Omega(p)}{C_{em}(p) - C_r(p)} = \frac{1}{f + Jp} \quad (3.12)$$

3.2. Etude de la seconde méthode

3.2.1. Principe de la commande

On introduit un courant magnétisant i_{mr} tel que : $\phi_{rd} = M_{sr}i_{mr} = L_r i_{rd} + M_{sr}i_{sd}$ donc on a :

$$i_{mr} = \frac{L_r}{M_{sr}} i_{rd} + i_{sd} \quad (3.13)$$

De même que précédemment les tensions rotoriques et statoriques peuvent être écrites sous la forme de :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= V_{1sd} + V_{1sdc} \\ V_{sq} &= V_{1sq} + V_{1sqc} \\ V_{rd} &= V_{1rd} + V_{1rdc} \\ V_{rq} &= V_{1rq} + V_{1rqc} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Avec :

$$\begin{aligned} V_{1sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt}, & V_{1sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ V_{1rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt}, & V_{1rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Et :

$$\begin{aligned} V_{1sdc} &= -\omega_s \phi_{sq}, & V_{1sqc} &= \omega_s \phi_{sd} \\ V_{1rdc} &= -\omega_r \phi_{rq}, & V_{1rqc} &= \omega_r \phi_{rd} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Dans ce cas les termes de compensations (3.16), ont des formes plus simples que ceux de la méthode précédente. En effet il ne sont fonction que des pulsations rotoriques et statoriques et des composantes statoriques et rotoriques des flux.

On montre ainsi que :

$$i_{mr}(p) = \frac{\frac{T_r}{M_{sr}}(1 + T_s \sigma p)}{1 + (T_s + T_r)p + \sigma T_s T_r p^2} V_{1rd}(p) + \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + (T_s + T_r)p + \sigma T_s T_r p^2} V_{1sd}(p) \quad (3.17)$$

On pose :

$$\begin{aligned} I_{1d}(p) &= \frac{T_r}{M_{sr}}(1 + T_s \sigma p)V_{1rd}(p) + \frac{1}{R_s} V_{1sd}(p) \\ I_{2d}(p) &= \frac{1 + T_s p}{R_r} V_{1rd}(p) - \frac{M_{sr}}{R_s R_r} p V_{1sd}(p) \end{aligned} \quad (3.18)$$

D'où les relations suivantes :

$$\frac{i_{mr}(p)}{I_{1d}(p)} = \frac{i_{rd}(p)}{I_{2d}(p)} = \frac{1}{1 + (T_s + T_r)p + \sigma T_s T_r p^2} \quad (3.19)$$

Pour les courants de l'axe q on obtient :

$$\begin{aligned} I_{1q}(p) &= \frac{1 + T_s p}{R_r} V_{1sq}(p) - \frac{M_{sr}}{R_s R_r} p V_{1rq}(p) \\ I_{2q}(p) &= -\frac{M_{sr}}{R_s R_r} p V_{1sq}(p) + \frac{1 + T_s p}{R_r} V_{1rq}(p) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Donc :

$$\frac{i_{sq}(p)}{I_{1q}(p)} = \frac{i_{rq}(p)}{I_{2q}(p)} = \frac{1}{1 + (T_s + T_r)p + \sigma T_s T_r p^2} \quad (3.21)$$

L'introduction de ces courants nous permet d'avoir des fonctions de transfert en boucle ouverte entre les grandeurs statoriques et rotoriques des axes d et q. Ces fonctions de second ordre (3.19) et (3.21) sont identiques pour les grandeurs statoriques et rotoriques et pour les axes d et q. Ainsi les régulateurs des quatre courants (i_{sd} , i_{sq} , i_{rd} et i_{rq}) sont également identiques.

Les références des différents courants sont identiques à celles définies dans le cas de la première méthode.

Ainsi la structure de la régulation est :

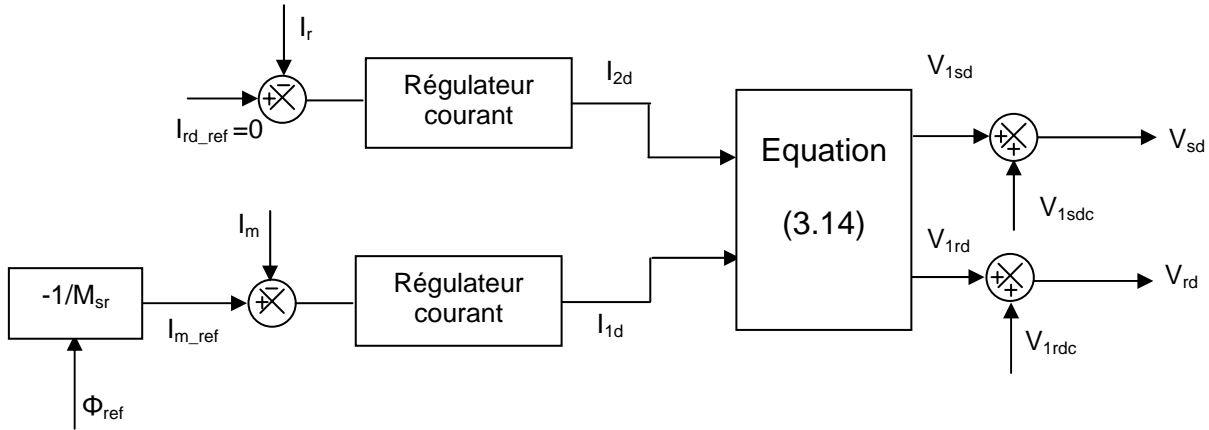


Figure.3.4 : Régulations des courants statoriques et rotoriques de l'axe

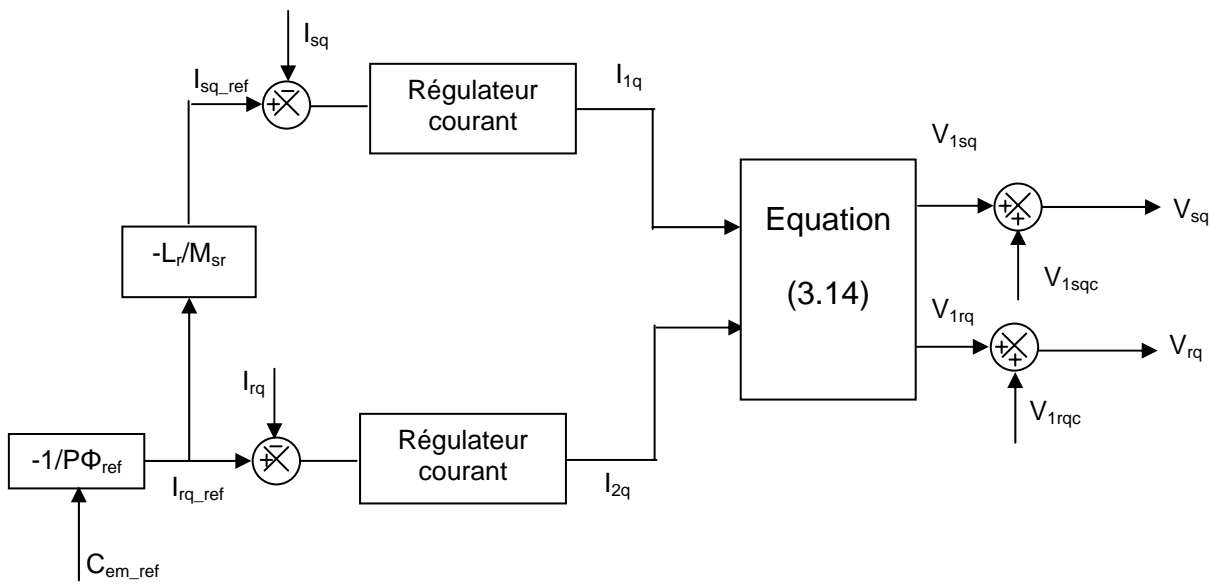


Figure.3.5 : Régulations des courants statoriques et rotoriques de l'axe q

3.3. Résultats de simulation

Nous rappelons que dans cette partie les convertisseurs ne sont pas utilisés et que les régulateurs sont continus. La loi de répartition de puissance est appliquée en régime permanent.

Afin d'étudier les performances de la machine pour un fonctionnement en moteur, en génératrice ou à très faible vitesse nous présentons les chronogrammes de vitesses et couple pour le cahier des charge suivant :

Vitesse : Pour $0 < t < 0.3$ s : fluxage de la MADA, $\Omega_{MADA} = 0$.

Pour $0.3 \leq t < 2$ s : $\Omega_{MADA} = \Omega_n$

Pour $2 \leq t < 5$ s : $\Omega_{MADA} = -\Omega_n$
 Pour $5 \leq t < 8$ s : $\Omega_{MADA} = 0.001 \Omega_n$

Couple de charge : Pour $0 < t < 1.5$ s : Couple de charge nul, $C_r = 0$.

Pour $1.5 \leq t < 4$ s : $C_r = C_n$

Pour $4 \leq t < 6.5$ s : $C_r = 0$

Pour $6.5 \leq t < 8$ s : $C_r = C_n$

Nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulation. Les résultats obtenus avec la première méthode de commande sont regroupés dans la première colonne. La seconde colonne correspond à ceux obtenus par la deuxième méthode de commande (selon [Gho-01]).

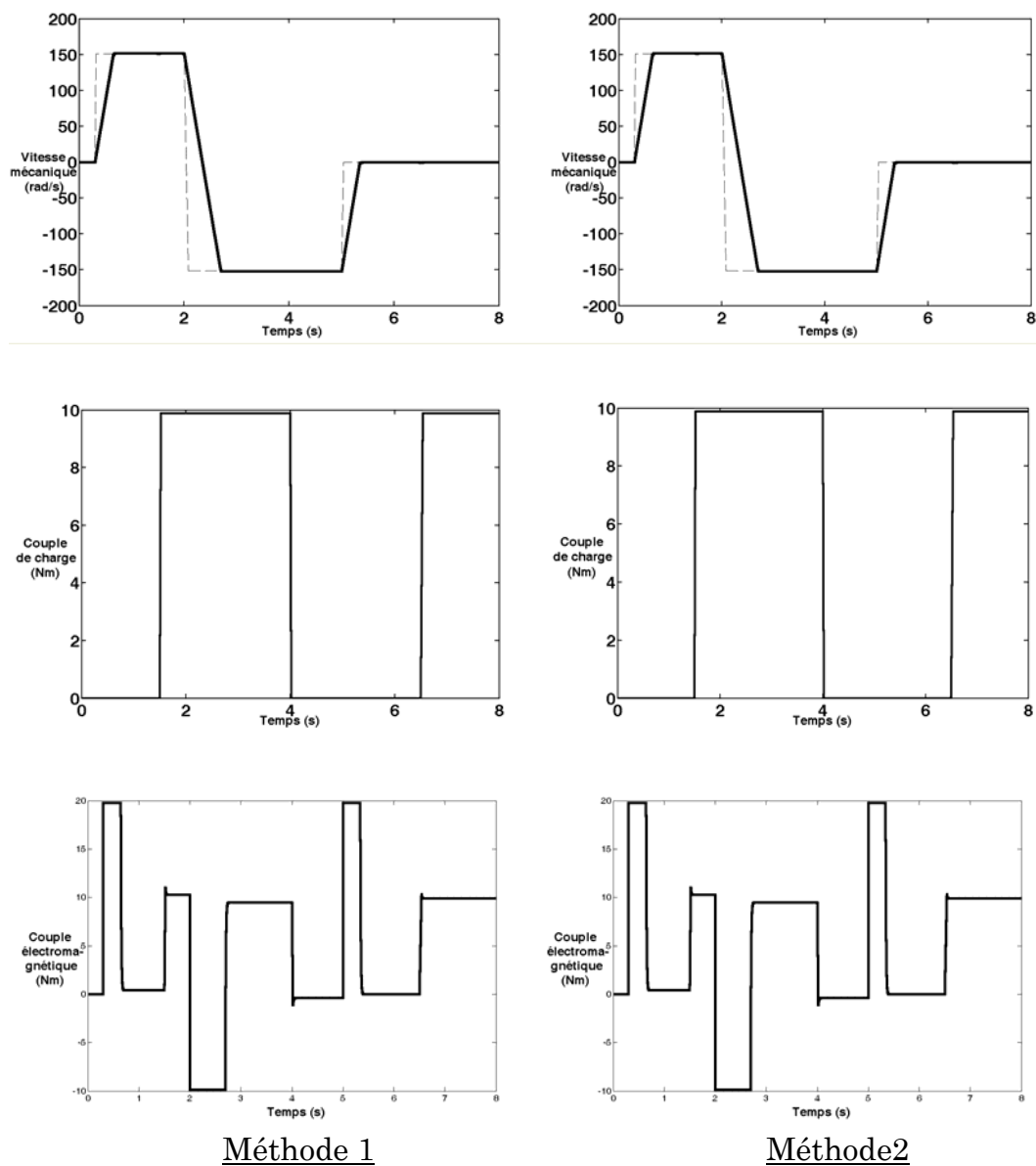


Figure.3.6: Régulation de la vitesse

La réponse de la vitesse et du couple électromagnétique est satisfaisante.

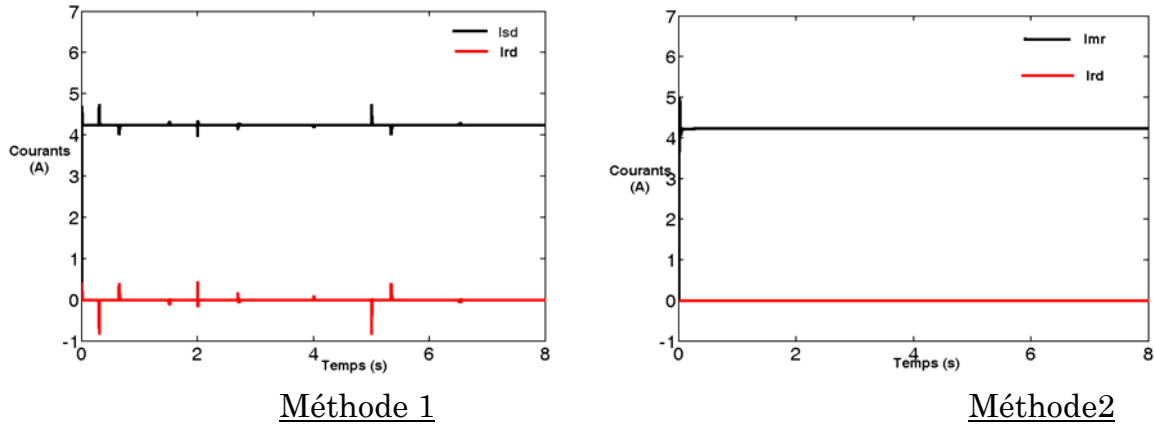


Figure.3.7: Courants statoriques et rotoriques de l'axe d

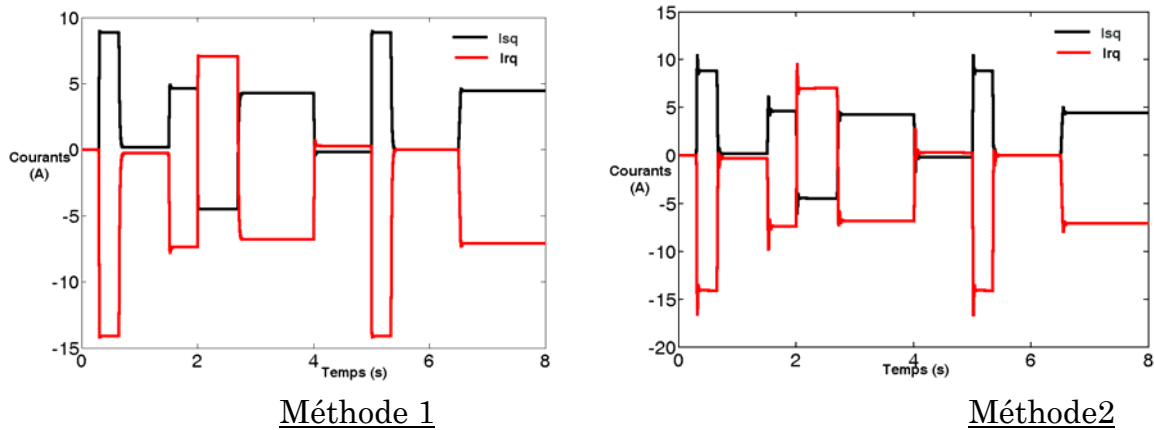


Figure.3.8: Courants statoriques et rotoriques de l'axe q

Nous remarquons que les composantes des courants rotoriques et statoriques de l'axe d sont moins sensibles aux impacts de variations de vitesse et de couple de charge avec la deuxième méthode qu'avec la première. Cette même remarque concerne aussi le flux rotoriques. La figure 3.8 montre que les composantes rotoriques et statoriques de l'axe q du courant ne dépassent pas en régime permanent leurs valeurs nominales. La figure 3.9 montre la bonne orientation du flux rotorique suivant l'axe d. En effet nous avons $\Phi_{rq} = 0$ et $\varphi_{rd} = \Phi_{r-nominal}$.

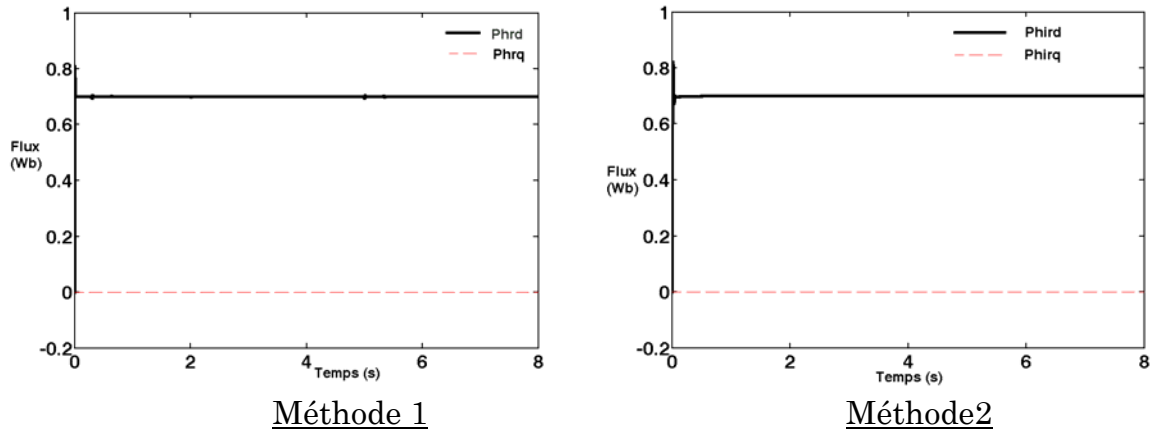


Figure.3.9: Composantes des axes d et q du flux rotorique

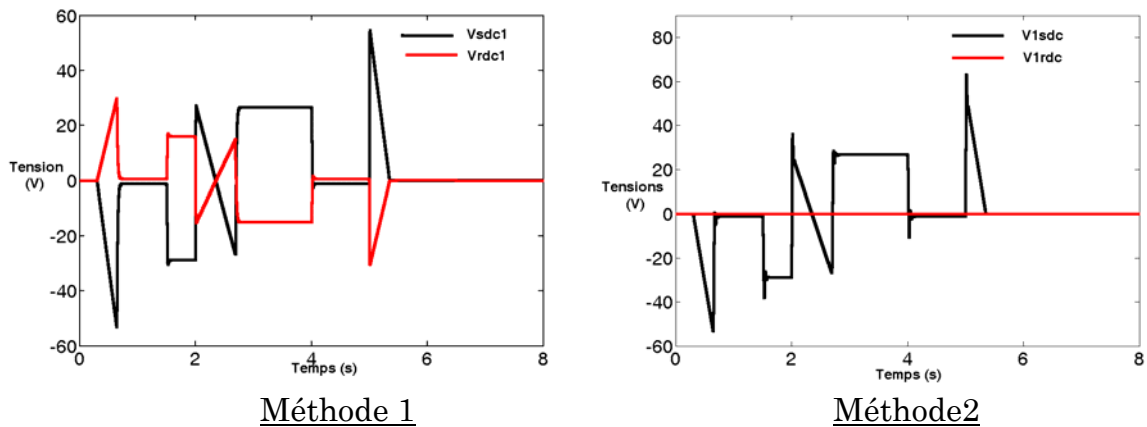


Figure.3.10: Termes de compensation statoriques et rotoriques de l'axe d

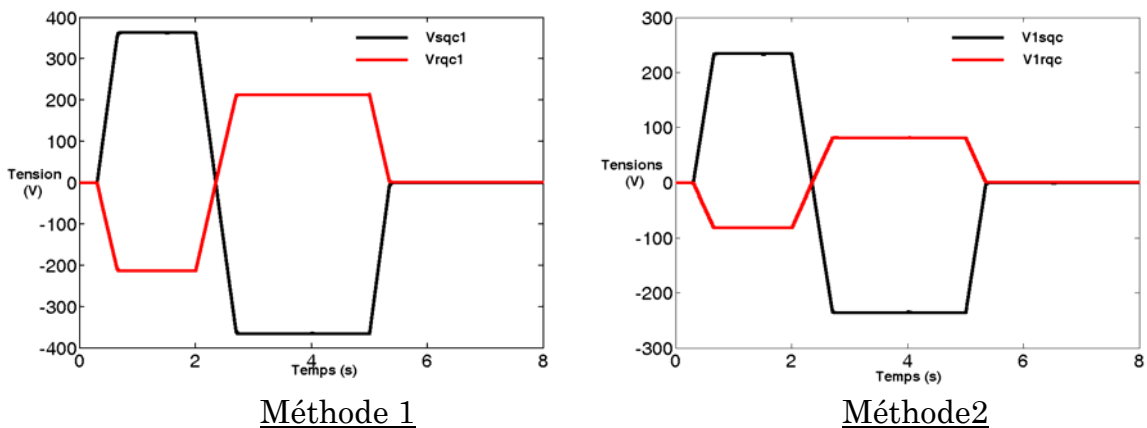


Figure.3.11: Termes de compensation statoriques et rotoriques de l'axe q

Comme déjà mentionné plus haut, les termes dits de compensation n'ont pas de formes identiques dans la première et la seconde méthode. Aussi les termes de compensation dans l'axe d (figure 3.10), pour les grandeurs statoriques, sont quasi-identiques, par contre les grandeurs rotoriques présentent un terme nul

dans la seconde méthode.

Pour les grandeurs de l'axe q (figure 3.11) : les termes de compensation de la seconde méthode ont des valeurs inférieures à celles de la première méthode et une dynamique plus lente.

Ceci est dû précisément à la forme de ces termes. En effet, dans la première méthode, les termes de compensation sont fonction des courants, des pulsations ainsi que des flux. Or les courants sont toujours (notamment pour les grandeurs de l'axe q) variables et ont une dynamique rapide. Dans la seconde méthode, les termes de compensation sont fonction des pulsations et des flux; or ces derniers sont quasi-constants et les pulsations ont des dynamiques assez lentes vis-à-vis des courants.

3.4. Fonctionnement avec convertisseurs statiques

Le fonctionnement avec convertisseurs statiques est effectué en utilisant deux convertisseurs (l'un au stator et l'autre au rotor), composés chacun d'un redresseur à diodes et d'un onduleur à IGBTs. La modulation par largeur d'impulsion (MLI) utilisée est régulière, triangulaire, symétrique.

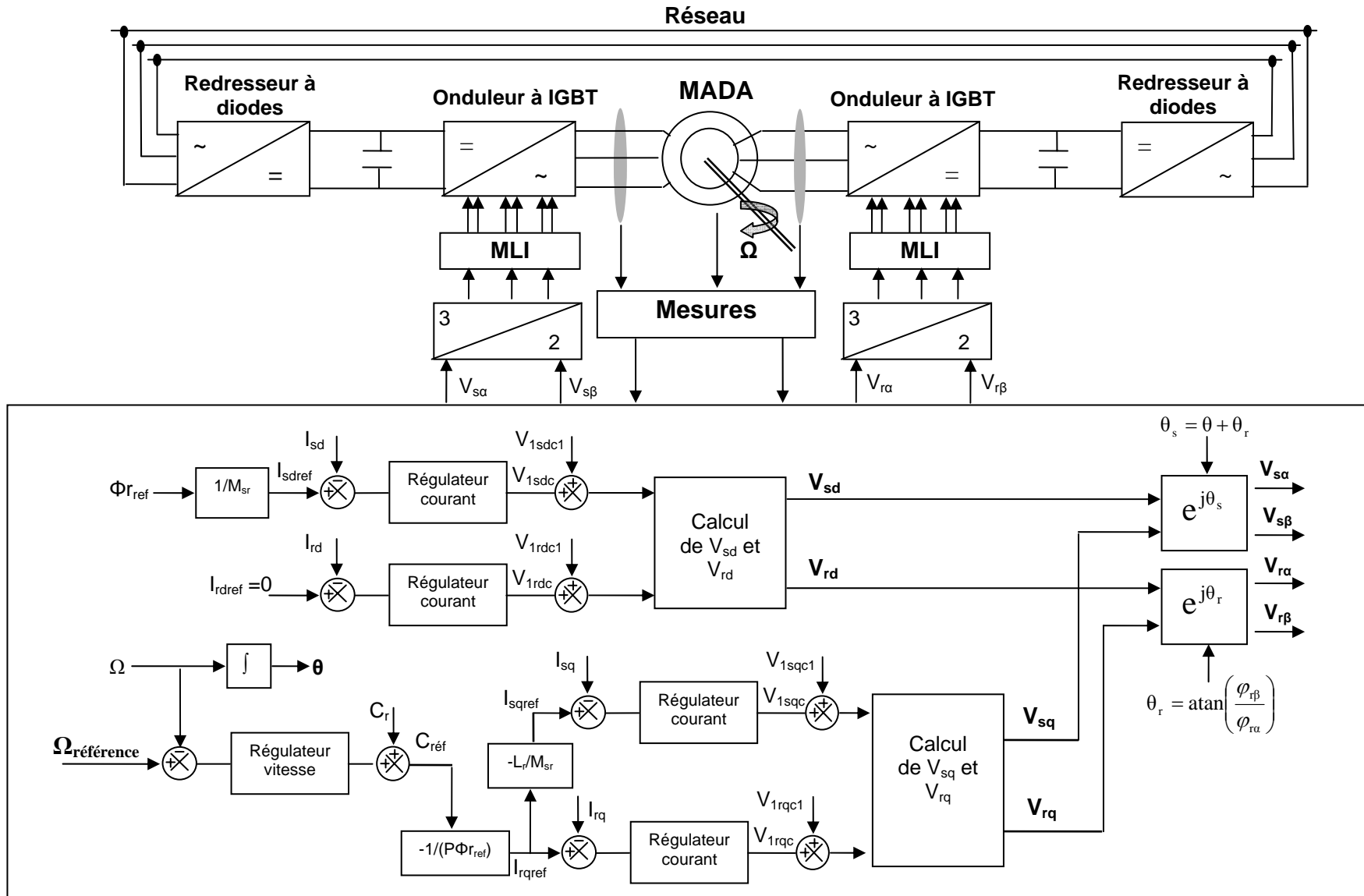
Les caractéristiques de chaque onduleur sont :

- Tension du bus continu : 540 V.
- Fréquence de découpage : 1 kHz.
- Période d'échantillonnage : 0.5 ms.

Sur la figure suivante, illustre le schéma global de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MADA est détaillé. Les grandeurs mesurables sont respectivement les courants du stator et du rotor et la vitesse mécanique de la machine.

La loi de répartition de puissance permet de définir les valeurs de ω_s et ω_r , et de calculer les termes de compensation. Enfin, le calcul des angles de transformation θ_s et θ_r est présenté en annexe.

Les figures 3.12, 3.13 et 3.14, montrent les performances de la commande avec alimentation par des onduleurs. Les performances aussi bien mécaniques qu'électriques obtenues aux paragraphes précédents sont retrouvées. Chaque grandeur suit correctement sa référence : la magnétisation est bien effectuée par le stator, les courants i_{sq} et i_{rq} varient de manière à obtenir une composante en quadrature du flux du rotor nulle et donc le flux du rotor est correctement orienté. Les régulateurs utilisés sont échantillonnés.



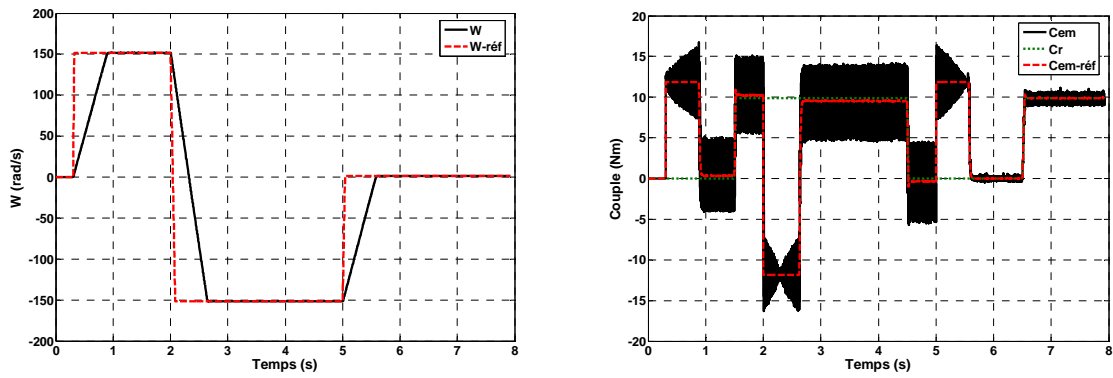


Figure.3.12: Variation de la vitesse et du couple électromagnétique

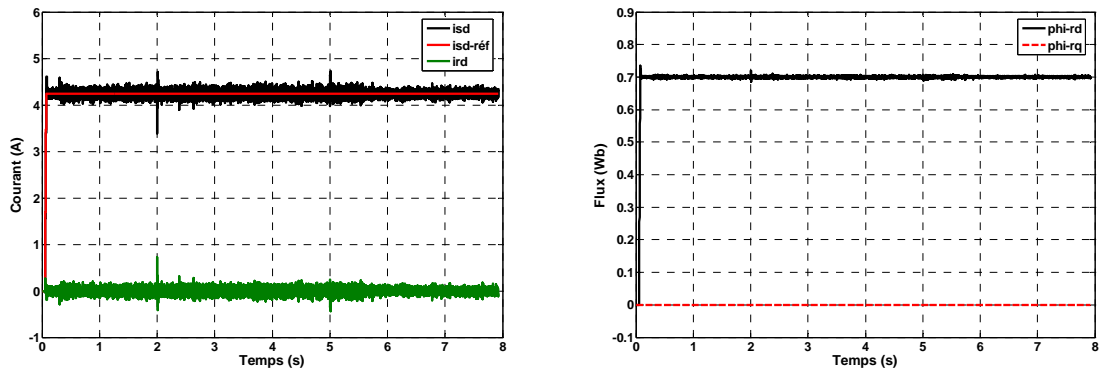


Figure.3.13: Variations des courants i_{sd} et i_{rd} et de ϕ_{rd} et ϕ_{rq}

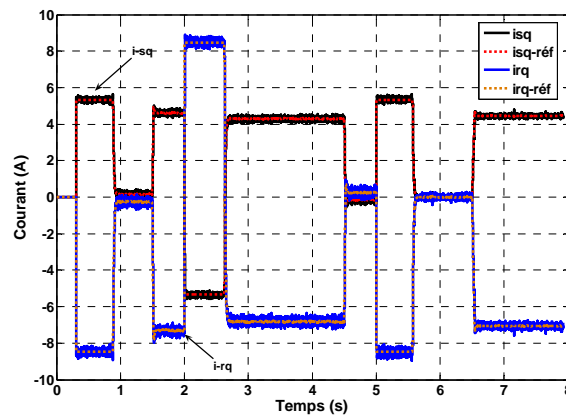


Figure.3.14: Variations des courants i_{sq} et i_{rq}

La figure 3.15 montre la variation des puissances actives et réactives du rotor et du stator. Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire au rotor est bien confirmé.

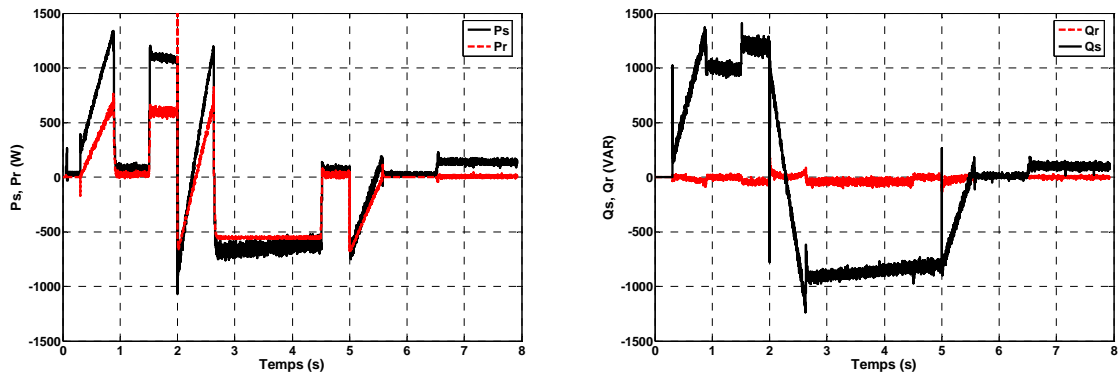


Figure.3.15: Variations des puissances actives et réactives du stator et du rotor

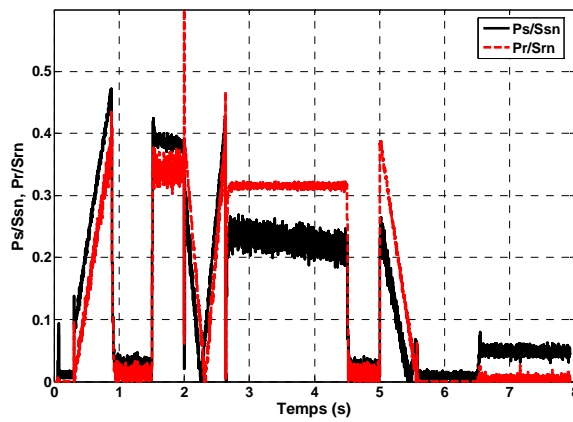


Figure.3.16: Variation des puissances actives du stator et du rotor par rapport à leurs puissances apparentes

3.5. Fonctionnement sans capteur de vitesse ou de position

3.5.1. Fonctionnement sans capteur de vitesse

3.5.1.1. Estimation de la vitesse de la machine à partir de la relation d'autopilotage

La méthode utilisée pour le fonctionnement sans capteur de vitesse de la MADA est basée sur la relation d'autopilotage liant les pulsations statorique ω_s et rotorique ω_r à la vitesse électrique ω du rotor :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (3.22)$$

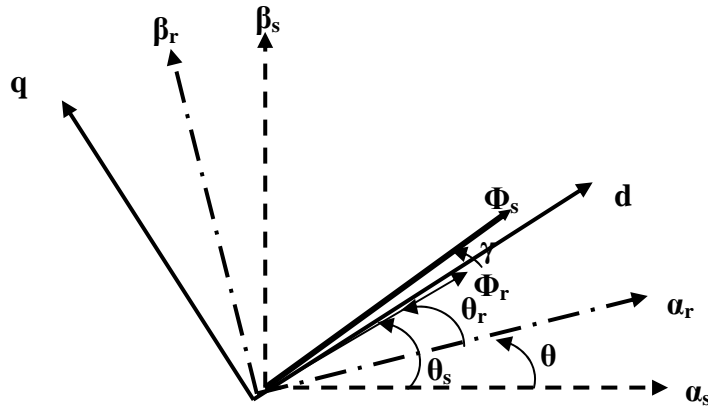


Figure.3.21: Représentation vectorielle des flux

En régime dynamique, la relation entre ces différentes grandeurs fait intervenir la dérivée de l'angle γ entre les flux rotorique et statorique, d'où on a :

$$\omega = \omega_s - \omega_r + \frac{d\gamma}{dt} \quad (3.23)$$

La vitesse mécanique s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} = \frac{\omega_s - \omega_r + \frac{d\gamma}{dt}}{p} \quad (3.24)$$

Donc la vitesse estimée est :

$$\hat{\Omega} = \frac{\hat{\omega}}{p} = \frac{\hat{\omega}_s - \hat{\omega}_r + \frac{d\hat{\gamma}}{dt}}{p} \quad (3.25)$$

Le calcul des grandeurs estimées de ω_s , ω_r et γ , se fait comme suit :

$$\hat{\omega}_s = \frac{d\rho_s}{dt} = \frac{d(\arctg(\frac{\varphi_{sq}}{\varphi_{sa}}))}{dt} = \frac{\varphi_{sa}\varphi_{sq}' - \varphi_{sq}\varphi_{sa}'}{\varphi_{sa}^2 + \varphi_{sq}^2}, \quad \hat{\omega}_r = \frac{d\rho_r}{dt} = \frac{d(\arctg(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}))}{dt} = \frac{\varphi_{r\alpha}\varphi_{r\beta}' - \varphi_{r\beta}\varphi_{r\alpha}'}{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \quad (3.26)$$

$$\hat{\gamma} = \arctg(\frac{\varphi_{sq}}{\varphi_{sa}})$$

La figure 3.22 présente la structure de l'estimation de la vitesse de la machine en utilisant la loi d'autopilotage :

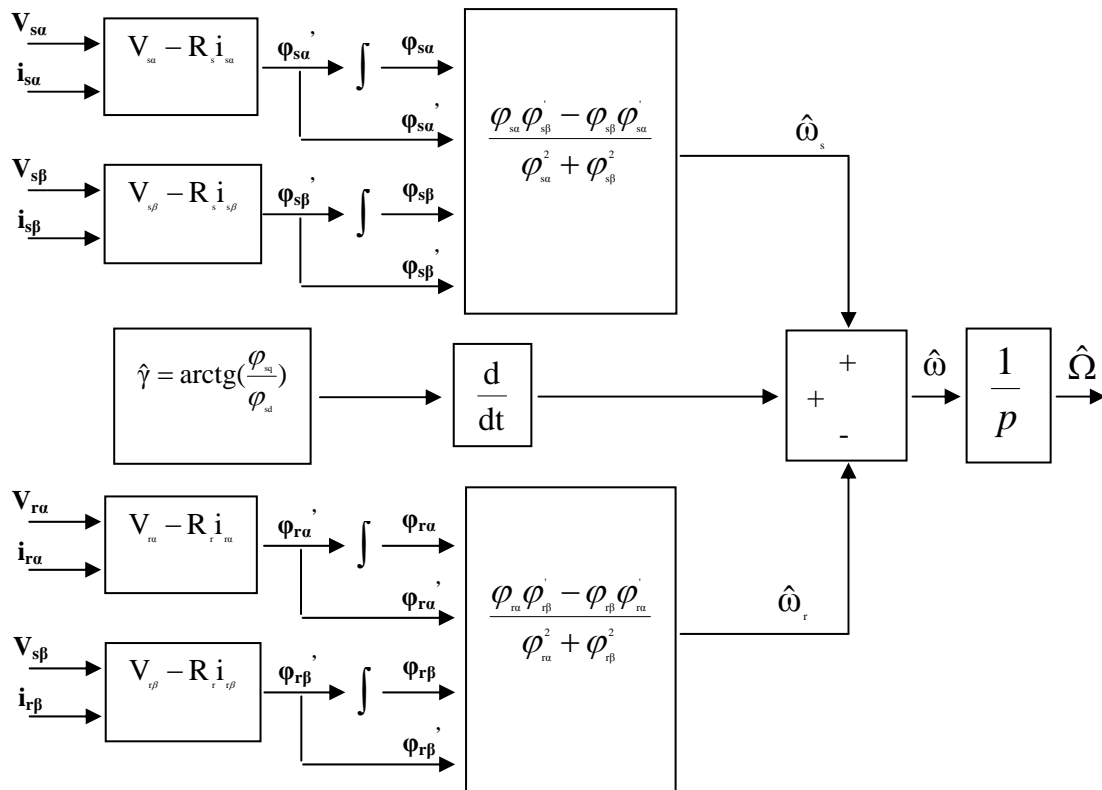


Figure.3.22 : Estimation de la vitesse de la machine à partir des flux rotorique et statorique

Les figures 3.23 et 3.24 (effet de loupe sur les différentes phases de fonctionnement de la machine) exposent l'évolution de la vitesse réelle mesurée et celle estimée ainsi que la vitesse de référence. Les deux courbes coïncident en régime permanent. En régime dynamique, nous remarquons quelques différences au niveau du dépassement de la vitesse et au niveau de l'impact du couple de charge.

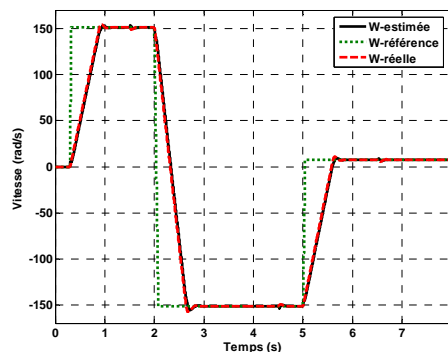


Figure.3.23 : Variation de la vitesse mesurée, celle estimée et de la vitesse de référence de la machine

Pour les différents régimes de fonctionnement de la machine : en mode moteur à vitesse nominale (3.24a), en générateur à vitesse nominale (3.24b) et en moteur à très basse vitesse (5% de la vitesse nominale) (3.24c), le dépassement enregistré sur la vitesse estimée par rapport à la vitesse de référence est respectivement de

1.4%, 2.6% et 15% pour les trois régimes de fonctionnement cités. Dans le cas d'un fonctionnement à très basse vitesse le dépassement est insatisfaisant.

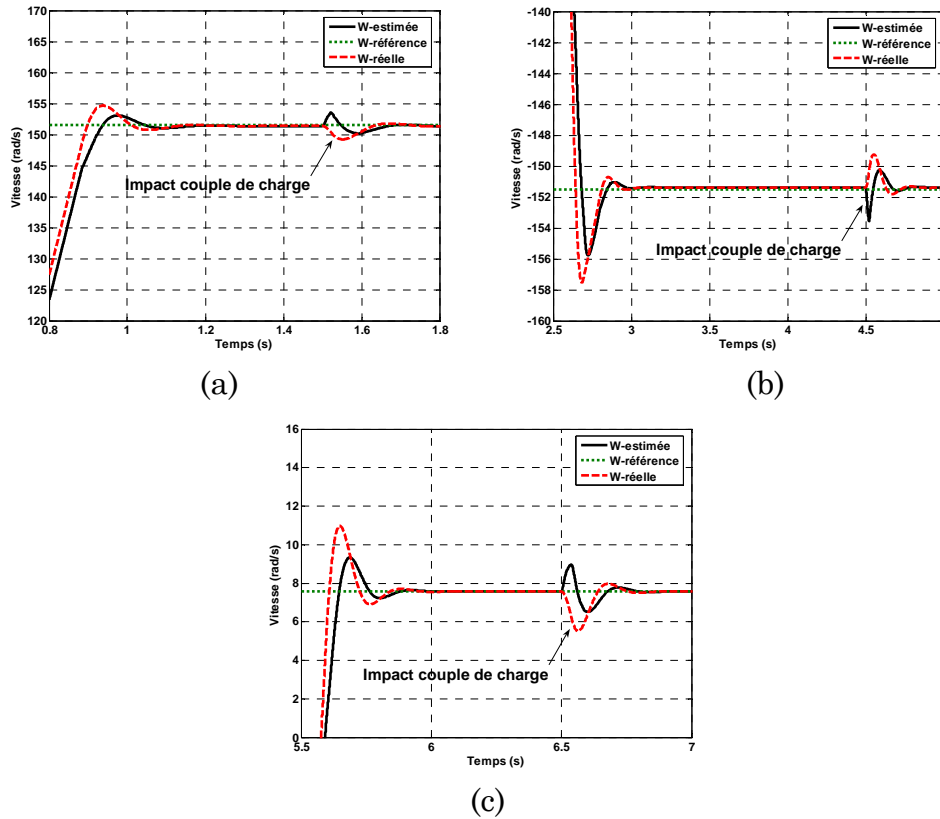


Figure.3.24: Variation de la vitesse mesurée, de la vitesse estimée et de la vitesse de référence pour un fonctionnement moteur à vitesse nominale

3.5.1.2. Estimation de γ en fonction de V_{sq} et i_{sq}

L'angle γ représente l'angle que fait le flux statorique avec l'axe d du repère de Park (d, q). Il est défini par :

$$\gamma = \arctg\left(\frac{\varphi_{sq}}{\varphi_{sd}}\right).$$

Nous avons imposé $i_{rd} = 0$. Il vient alors

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} = L_s i_{sd} \quad \text{et} \quad \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} = M_{sr} i_{sd} \quad (3.27)$$

D'où une relation entre φ_{sd} et φ_{rd} :

$$\varphi_{sd} = \frac{L_s}{M_{sr}} \varphi_{rd} \quad (3.28)$$

A partir des équations des composantes en quadrature du flux rotorique et du flux statorique φ_{rq} et φ_{sq} , on définit les relations suivantes :

$$i_{rq} = -\frac{M_{sr}}{L_r} i_{sq} \quad (3.29)$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} = L_s \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) i_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \quad (3.30)$$

Donc

$$\gamma = \arctg \left(\frac{\sigma L_s i_{sq}}{\frac{L_s}{M_{sr}} \varphi_{rd}} \right) = \arctg \left(\frac{\sigma M_{sr} i_{sq}}{\varphi_{rd}} \right) \quad (3.31)$$

Dans le cas d'un fonctionnement en régime sinusoïdal, on peut supposer (dans le cas d'un fonctionnement à flux rotorique nominal), que les variations de φ_{rd} sont négligeables et que ce dernier est égal à sa valeur nominale. On a alors :

$$\gamma = \arctg \left(\frac{\sigma M_{sr} i_{sq}}{\varphi_{rdn}} \right) \quad (3.32)$$

γ dépend du courant i_{sq} et des paramètres σ et M_{sr} de la machine ainsi que de la valeur nominale du flux rotorique. La dérivée de l'angle γ par rapport au temps $\frac{d\gamma}{dt}$ est donnée par :

$$\frac{d\gamma}{dt} = \frac{\frac{\sigma M_{sr}}{\varphi_{rdn}}}{1 + \left(\frac{\sigma M_{sr} i_{sq}}{\varphi_{rdn}} \right)^2} \frac{di_{sq}}{dt} \quad (3.33)$$

Par conséquent la tension V_{sq} est définie par :

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{L_s}{M_{sr}} \omega_s \varphi_{rdn} \quad (3.34)$$

Il vient alors

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(V_{sq} - R_s i_{sq} - \frac{L_s}{M_{sr}} \omega_s \varphi_{rdn} \right) \quad (3.35)$$

On obtient :

$$\frac{d\gamma}{dt} = \frac{M_{sr}}{L_s \varphi_{rdn} \left(1 + \left(\frac{\sigma M_{sr} i_{sq}}{\varphi_{rdn}} \right)^2 \right)} \left(V_{sq} - R_s i_{sq} - \frac{L_s}{M_{sr}} \omega_s \varphi_{rdn} \right) \quad (3.36)$$

En régime permanent le courant i_{sq} étant constant, alors la dérivée $\frac{d\gamma}{dt}$ est nulle. Le terme $\frac{d\gamma}{dt}$ n'intervient donc qu'en régime transitoire de i_{sq} , et dans le régime transitoire du couple électromagnétique. $\frac{d\gamma}{dt}$ se trouve directement liée à la valeur du gradient du couple électromagnétique.

La figure 3.26 illustre la variation de γ pour les différentes phases de fonctionnement de la MADA (moteur à vitesse nominale, génératrice à vitesse nominale et moteur à très basse vitesse), $\frac{d\gamma}{dt}$ est non nulle dans les cas suivants :

I : Variation de la vitesse de référence.

II : transitoire du couple dû au dépassement de la vitesse au moment où elle atteint sa vitesse de référence.

III : transitoire du couple électromagnétique dû à l'impact du couple de charge.

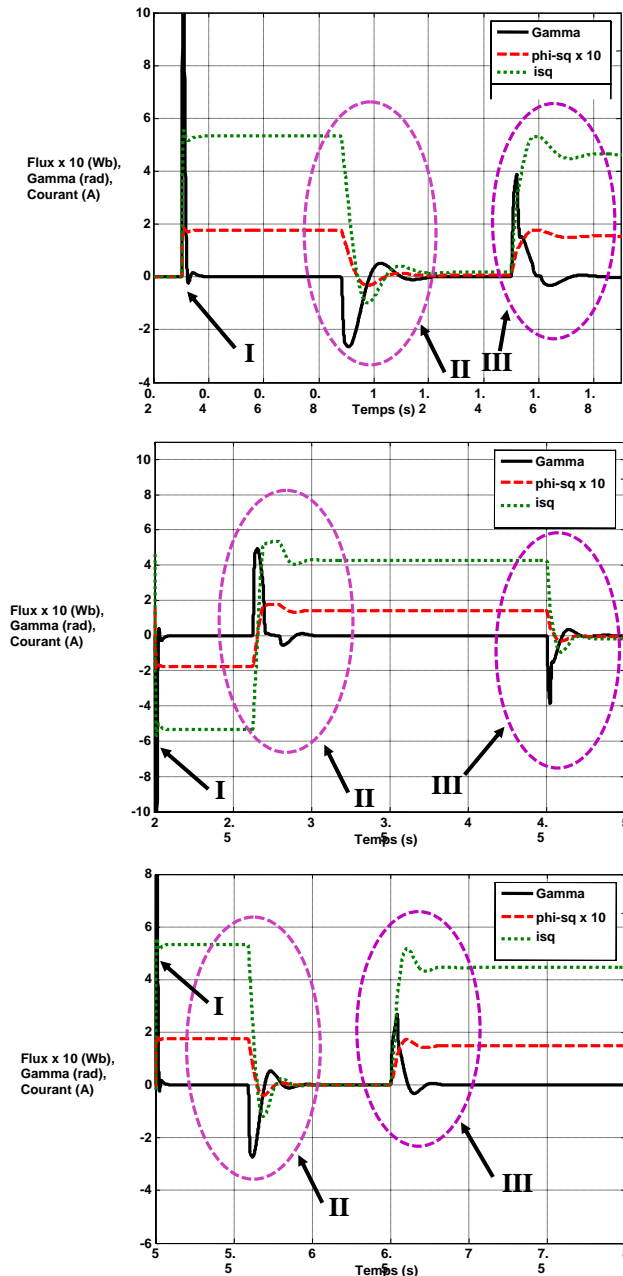


Figure .3.26 : Evolution de $\frac{d\gamma}{dt}$, du couple électromagnétique et de la composante φ_{sq} du flux statorique

On note des ondulations du couple électromagnétique en régime permanent (figure 3.27) qui ne sont pas importantes et qui sont dues à des perturbations au niveau de la vitesse elle-même. Ainsi toute perturbation au niveau de la machine (dépassements ou impact de couple de charge) se manifeste au niveau du couple de référence et donc au niveau des courants i_{sq} et i_{rq} de référence.

En comparant l'évolution de la vitesse estimée (figure 3.24) de la machine et celle du couple électromagnétique, nous remarquons que les ondulations du couple électromagnétique de référence proviennent du dépassement de la vitesse estimée par rapport à la vitesse de référence et de l'impact du couple de charge.

La vitesse observée est utilisée pour le calcul des différentes grandeurs électriques liées à la commande de la machine.

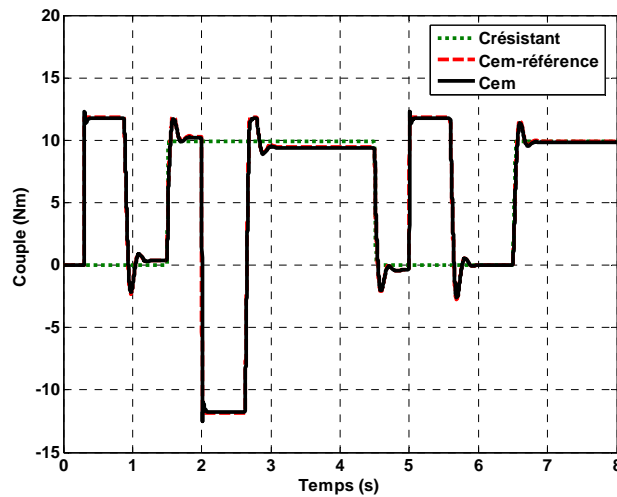


Figure .3.27 : Variation du couple électromagnétique, du couple électromagnétique de référence et du couple de charge

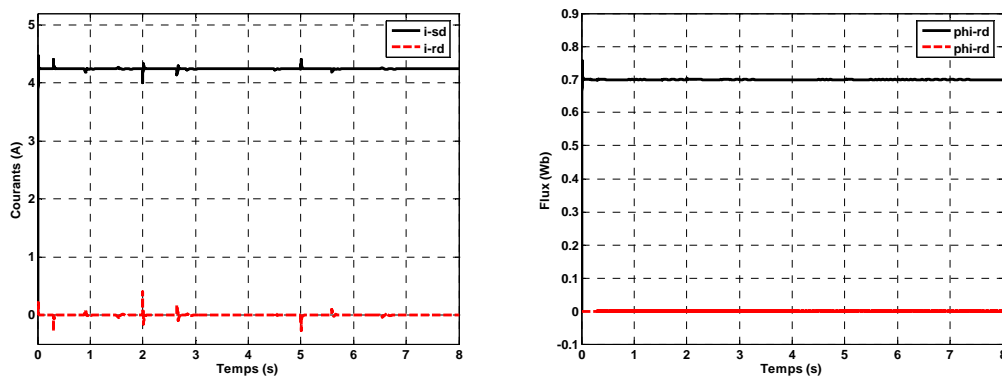


Figure .3.28 : Allure des composantes d et q du flux rotorique et des courants

L'allure des courants i_{sd} et i_{rd} n'est pas perturbée par l'introduction de l'estimateur (figure 3.28), contrairement aux courants i_{sq} et i_{rq} images du couple

électromagnétique. Mais malgré ces perturbations, la composante φ_{rq} du flux rotorique garde toujours la valeur nulle.

Malgré l'orientation flux rotorique selon l'axe d, en régime transitoire ou au moment d'un échelon du couple de charge, le flux rotorique risque d'être déphasé de cet axe suivant la manière avec laquelle on calcule les angles de transformation θ_s et θ_r . S'ils sont calculés par intégration directe des pulsations statorique et rotorique ω_s et ω_r il y a un risque de perturbations aux instants cités plus haut. Par contre s'ils sont calculés à partir des composantes des flux rotorique et statorique, alors le flux rotorique est confondu avec l'axe d même en régime transitoire (ce qui est fait ici).

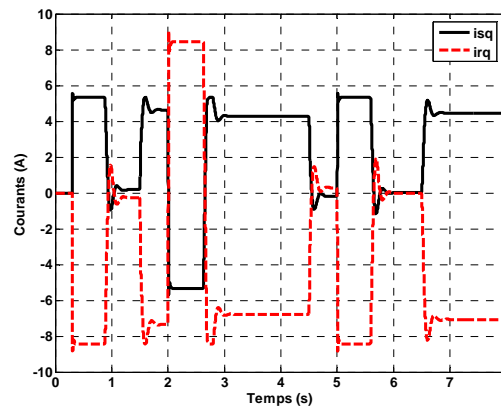


Figure.3.29 : Variation des courants i_{rq} et i_{sq}

3.5.2. Réalisation d'un observateur de couple de charge et de vitesse

Un observateur de couple de charge et de vitesse permet de supprimer tous les capteurs mécaniques et offre la possibilité d'une compensation du couple de charge (toujours mal connu dans les entraînements électriques). Ici, nous proposons un observateur de Luenberger d'ordre 2.

Partant d'une équation mécanique, une équation d'état peut être formulée selon (3.38). Le couple de charge C_r est supposé constant sur une période d'échantillonnage:

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{f}{j}\Omega + \frac{p\varphi_{rd}}{j}i_{rq} - \frac{1}{j}C_r \\ \frac{dC_r}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.38)$$

Le système est sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases}$$

Avec :

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \Omega \\ C_r \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{f}{j} & -\frac{1}{j} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{U} = (i_{rq}), \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} -\frac{p\varphi_{rd}}{j} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{C} = (1 \ 0), \quad \mathbf{Y} = (\Omega)$$

La structure de l'observateur est :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{L}(\mathbf{Y} - \hat{\mathbf{Y}}) \\ \hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{X}} \end{cases} \quad (3.39)$$

Avec :

$$\hat{\mathbf{X}} = \begin{pmatrix} \hat{\Omega} \\ \hat{C}_r \end{pmatrix} \text{ et } \mathbf{L} = \begin{pmatrix} \ell_1 \\ \ell_2 \end{pmatrix}$$

Donc on a :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{L}(\mathbf{Y} - \hat{\mathbf{Y}}) = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})\hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{L}\mathbf{C}\mathbf{X} \\ \hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{X}} \end{cases} \quad (3.40)$$

D'où le système final :

$$\begin{pmatrix} \frac{d\hat{\Omega}}{dt} \\ \frac{d\hat{C}_r}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{f}{j} - \ell_1 & -\frac{1}{j} \\ -\ell_2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Omega} \\ \hat{C}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{p\varphi_{rd}}{j} \\ 0 \end{pmatrix} i_{rq} + \begin{pmatrix} \ell_1 \\ \ell_2 \end{pmatrix} \Omega_{\text{estimée}} \quad (3.41)$$

Comme nous ne captions pas la vitesse, elle est remplacée par $\Omega_{\text{estimée}}$: la vitesse estimée de la machine à partir des pulsations statorique et rotorique et de la relation d'autopilotage.

La structure globale de l'observateur de vitesse et de couple de charge est donnée par la figure suivante :

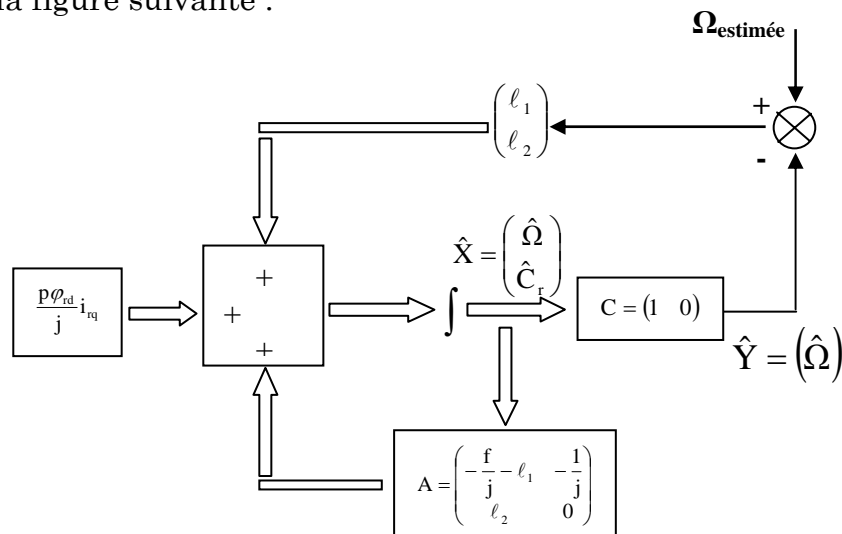


Figure.3.30 : Structure de l'observateur de couple de charge et de vitesse

La figure 3.31 présente les variations de la vitesse mesurée de la vitesse observée et de la vitesse de référence.

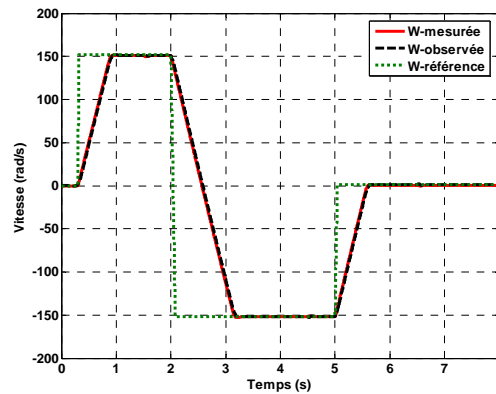


Figure.3.31 : *Variation de la vitesse de la machine et sa référence*

La figure 3.32 représente un effet de loupe de l'allure des vitesses mesurée et observée pour les différents modes de fonctionnement de la MADA. En fonctionnement moteur (3.32a) ou générateur (3.32b) les performances de la régulation de la vitesse sont satisfaisantes (dépassement ou erreur statique). Les résultats montrent que l'erreur entre la vitesse estimée et la vitesse réelle est de l'ordre de 0.4 % de la vitesse de référence. Néanmoins à très basse vitesse (3.32c) les performances de la régulation de la vitesse sont moins bonnes et nous notons une erreur statique conséquente entre la valeur de référence et les valeurs mesurée ou observée. De même l'erreur entre la valeur estimée et la valeur réelle de la machine a augmenté.

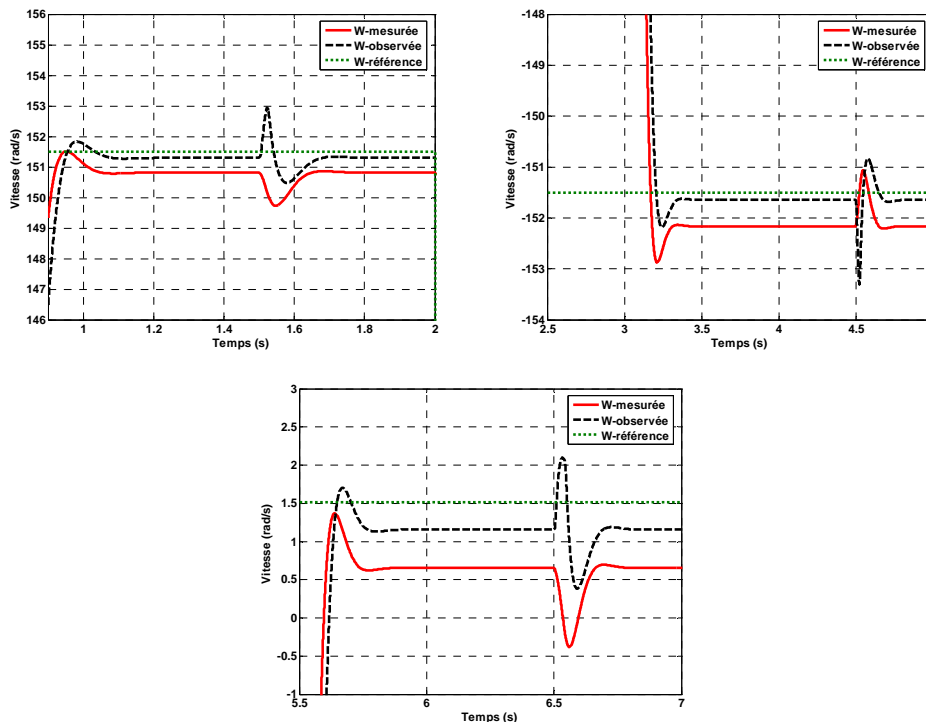


Figure.3.32 : *Effet de loupe sur la variation de la vitesse de la machine et sa référence*

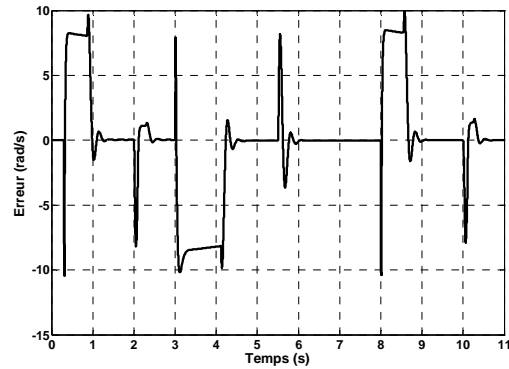


Figure.3.33 : Erreur entre la vitesse réelle et celle observée de la MADA

Le couple électromagnétique (figure 3.34) est moins sensible au régime transitoire de la vitesse de la machine ou aux variations du couple de charge. Le couple de charge observé suit la référence imposée, en notant quelques pics, dus à la variation de la vitesse de référence de la machine. Ainsi la régulation des courants i_{sq} et i_{rq} est satisfaisante (figure 3.35).

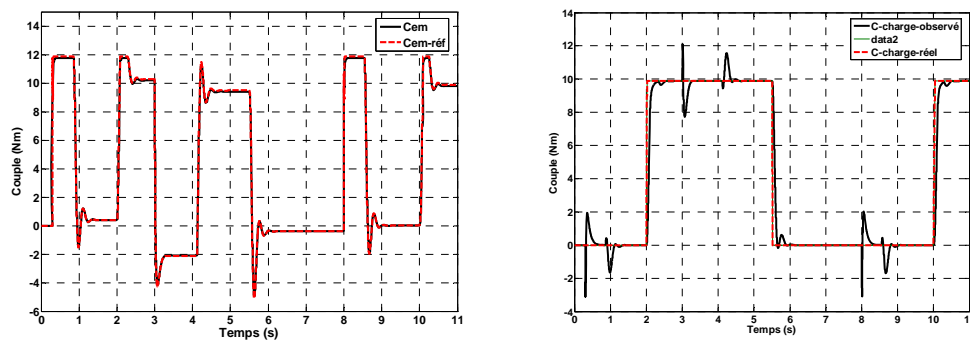


Figure.2.34 : Variation du couple électromagnétique et du couple de charge observé et leurs références respectives

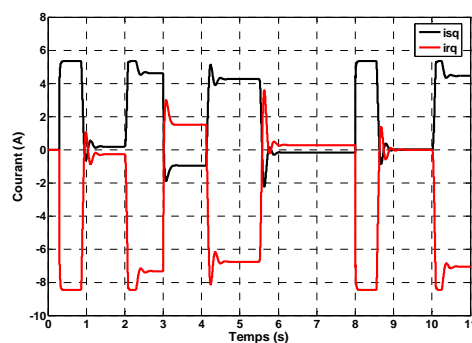


Figure.3.35 : Variation des courants i_{rq} et i_{sq}

Sur la figure 3.36 illustrant les variations des composantes directes du flux rotorique et des courants du stator et du rotor montrent le découplage de l'axe d et de l'axe q.

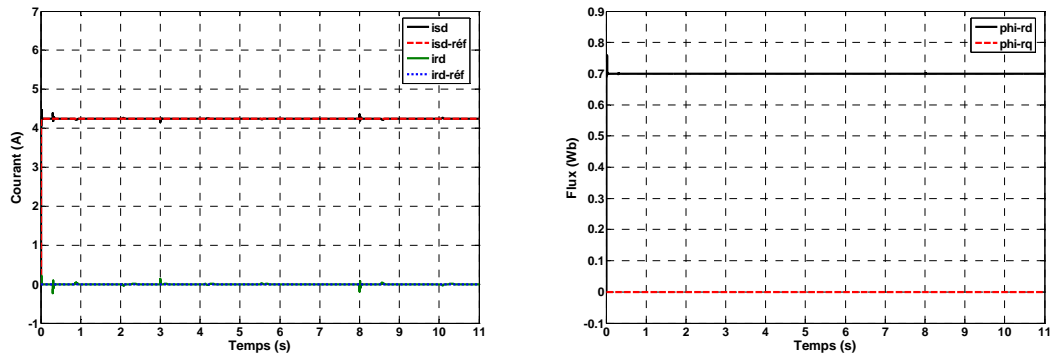


Figure.3.36 : Variation de i_{sd} , i_{rd} , ϕ_{rd} et ϕ_{rq}

Les performances de l'observateur pour la MADA commandée par la seconde méthode, sont quasiment identiques à ce dernier appliqué à la première méthode. Les performances dynamiques de la vitesse sont identiques pour les deux méthodes, mais l'impact du couple de charge est moins important pour la première méthode (environ 3 rad/s) que pour la seconde (environ 10 rad/s).

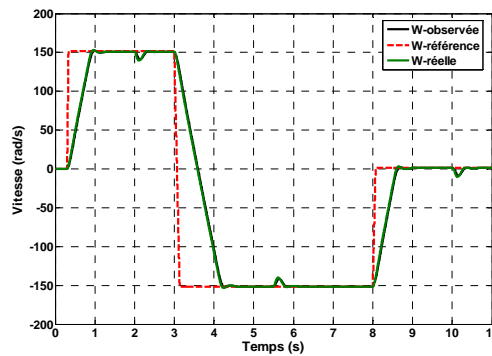


Figure.3.37 : Variation de la vitesse de la machine et sa référence

L'effet de loupe (figure 3.38) illustre les performances de l'observateur en l'appliquant à la seconde méthode. Pour un fonctionnement moteur ou générateur le dépassement est respectivement de 1.3% et 0.9% pour la vitesse réelle et celle observée. En régime permanent, les deux vitesses correspondent. Pour un fonctionnement à basse vitesse, on note une erreur statique d'environ 20% entre la vitesse observée et celle de référence.

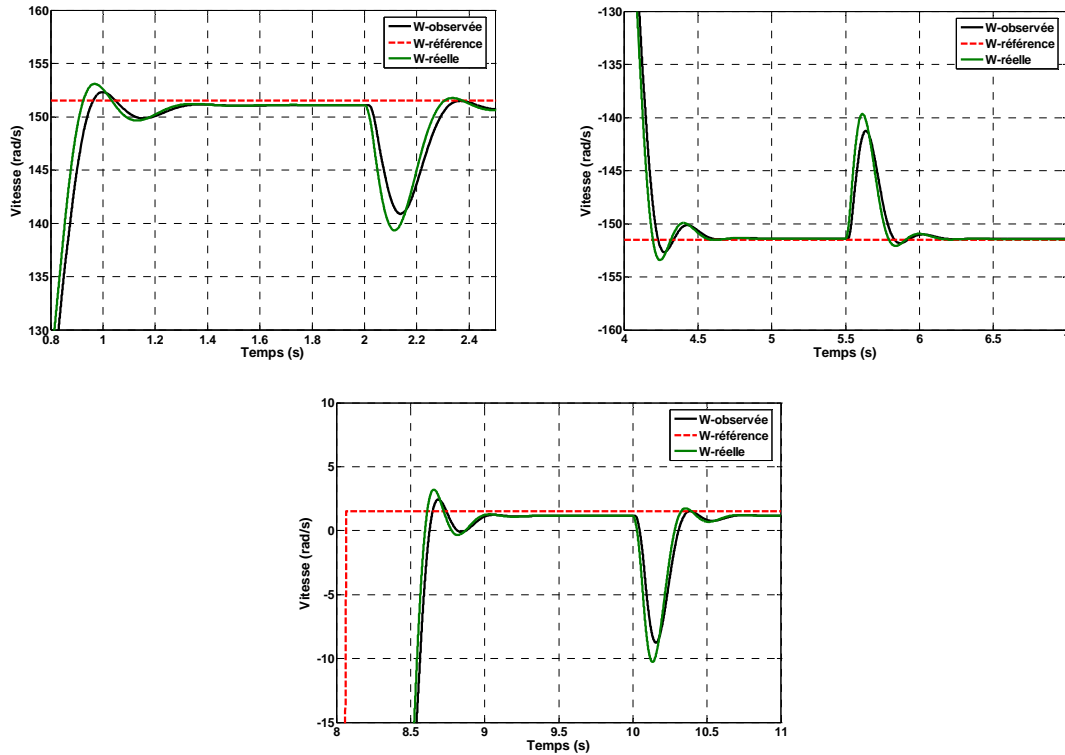


Figure.3.38 : Effet d'agrandissement sur la variation de la vitesse de la machine et sa référence

L'erreur statique entre la vitesse observée et celle mesurée (figure 3.39) est quasiment identique à celle trouvée avec la première méthode (figure 3.33) c'est-à-dire de l'ordre de 1 rad/s comme valeur maximale soit 0.6% de la vitesse nominale de la MADA

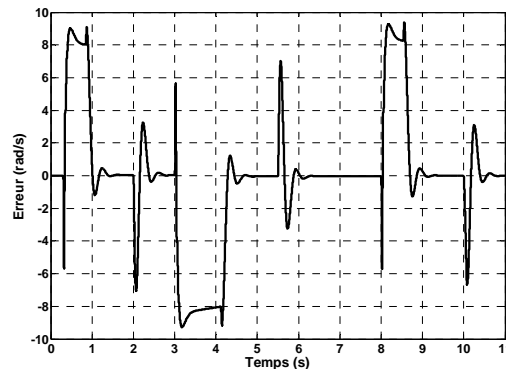


Figure.3.39 : Erreur entre la vitesse réelle et celle observée de la MADA

Les valeurs maximales du couple électromagnétique et de sa référence présente sont plus importantes qu'avec la première méthode. Ceci est dû aux impacts du couple de charge plus importants avec la seconde méthode que la première. Ces impacts sont aussi sur courants i_{sq} et i_{rq} (figure 3.41).

Le couple de charge (figure 3.40) observé répond correctement à sa référence. Comme dans le cas précédent, on observe des pics dus à la variation de la vitesse de référence de la machine.

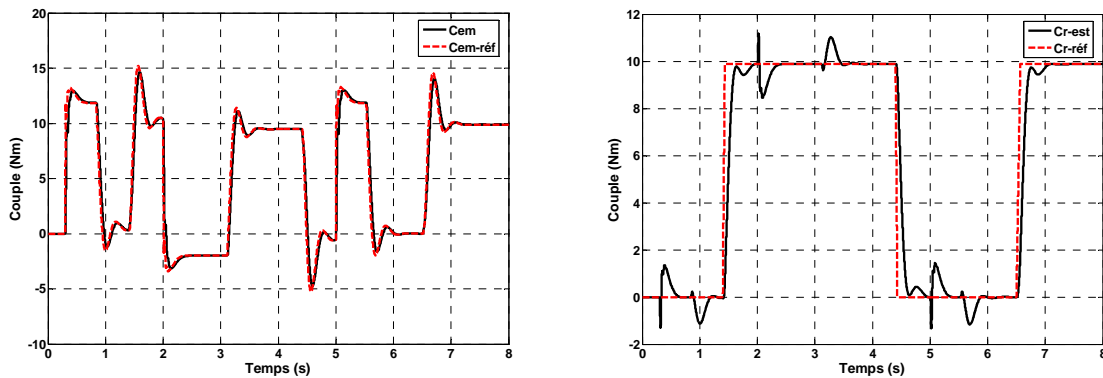


Figure.3.40 : Variation du couple électromagnétique et du couple de charge observé et leurs références respectives

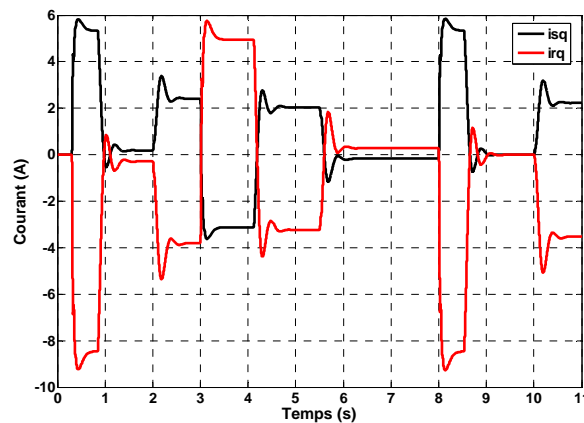


Figure.3.41 : Variation des courants i_{rq} et i_{sq}

La figure 3.42 présentant les variations des courants i_{rd} et i_{rq} ainsi que les composantes d et q du flux rotorique, illustre bien la bonne magnétisation de la machine par le stator ainsi que l'orientation du flux rotorique suivant l'axe direct.

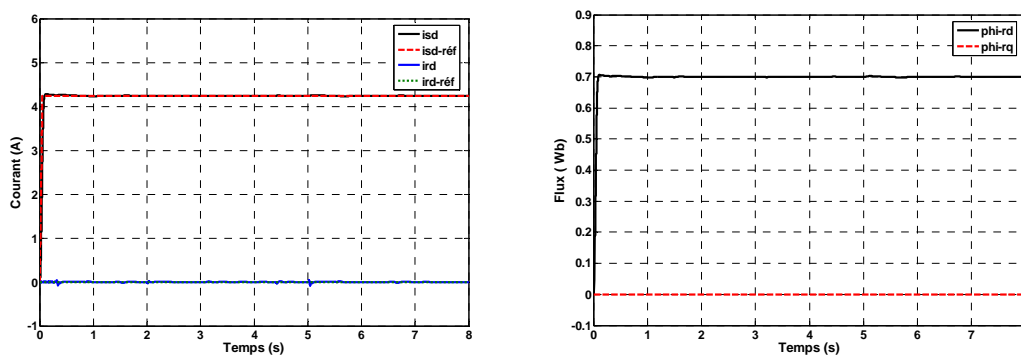


Figure.3.42: Variation de i_{sd} , i_{rd} , φ_{rd} et φ_{rq}

Les performances dynamiques de l'observateur de Luenberger appliqué aux deux méthodes de commandes vectorielles, montrent similitude, sauf au niveau de l'impact du couple de charge sur la vitesse. Il est nécessaire maintenant d'étudier la robustesse de cet observateur pour les deux structures de commande.

3.6. Etude de la robustesse de l'observateur de Luenberger pour la vitesse et le couple de charge

La robustesse de l'observateur de Luenberger pour la vitesse et le couple de charge est définie par rapport à (pour les deux structures de commande) :

- La variation des paramètres mécaniques de la machine : moment d'inertie et le coefficient de frottement.
- L'effet d'un bruit de mesure.
- L'erreur de mesure sur la position estimée.

3.6.1. Sensibilité par rapport aux variations des paramètres mécaniques de la machine

Nous avons procédé à une variation du moment d'inertie de 50 % à 150 % de sa valeur nominale. Les grandeurs étudiées sont respectivement : le couple de charge et la vitesse de la machine observés, le couple électromagnétique et les composantes du flux rotorique de la machine.

La figure 3.43 montre la variation de la vitesse réelle et de la vitesse observée de la machine pour différentes valeurs du moment d'inertie (effet d'agrandissement sur la figure 3.44). La régulation de la vitesse de la machine est affectée par la variation de la valeur du moment d'inertie. Pour des valeurs inférieures à la valeur nominale du moment d'inertie, la réponse de la vitesse est plus rapide et, inversement, pour des valeurs du moment d'inertie supérieures à la valeur nominale, le système répond plus lentement à la consigne de la vitesse. Toutes ces réactions sont dues aux performances de la régulation de la vitesse. L'erreur statique entre la vitesse observée et la vitesse réelle de la MADA reste très minime.

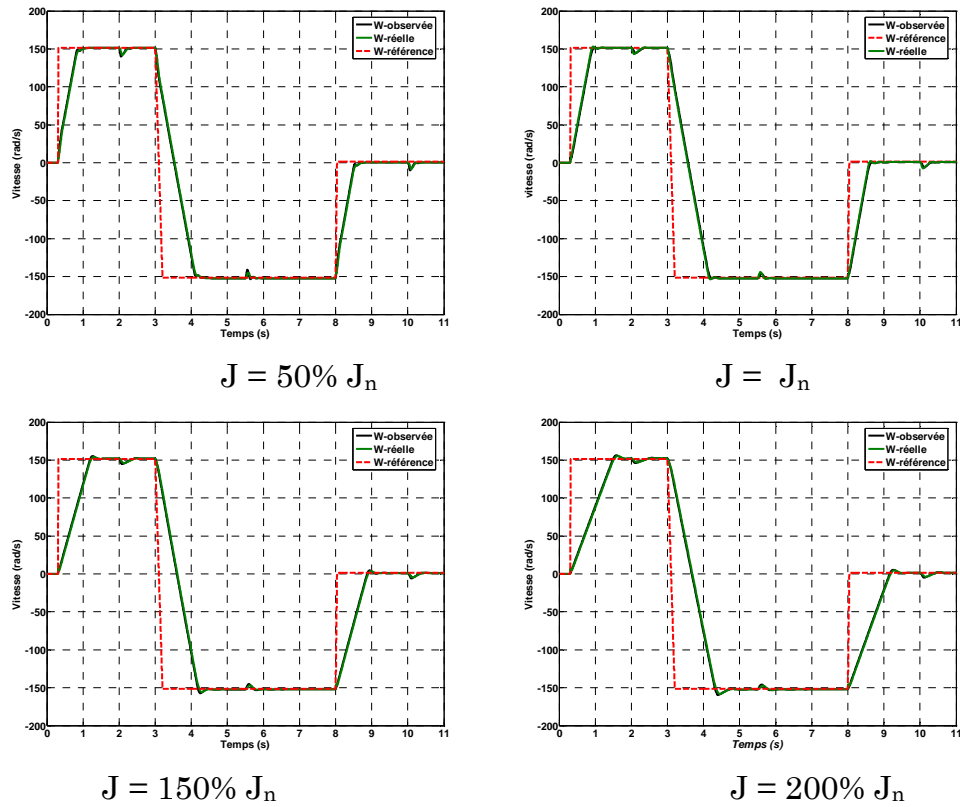


Figure.3.43 : Variation de la vitesse de la machine et sa référence (Méthode1)

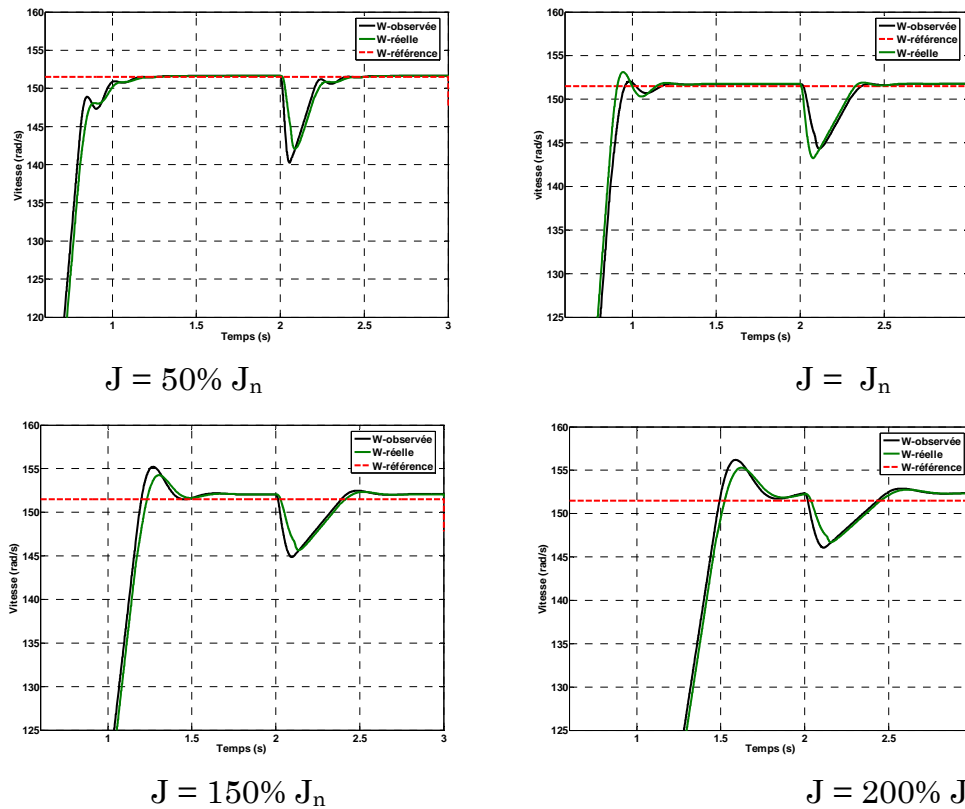


Figure.3.44 : Effet d'agrandissement sur la variation de la vitesse de la machine et sa référence

Pour la même application avec la seconde méthode de la commande, l'impact de la variation du moment d'inertie sur l'impact du couple de charge est identique au cas précédent (plus J augmente plus la valeur de l'impact du couple de charge diminue).

Néanmoins la dynamique de la vitesse de la machine reste la même pour l'ensemble des variations du moment d'inertie. En effet, avec la première méthode, plus le moment d'inertie augmente plus la réponse de la vitesse de la machine est lente (ce qui était prévisible). Avec la seconde méthode et grâce à la robustesse du régulateur de la vitesse, même si le moment d'inertie varie, le temps de réponse de la machine est identique. L'accélération de la machine est donc constante, donc l'impact de la variation du moment d'inertie sur le couple de charge observé sera différent de celui noté dans le premier cas.

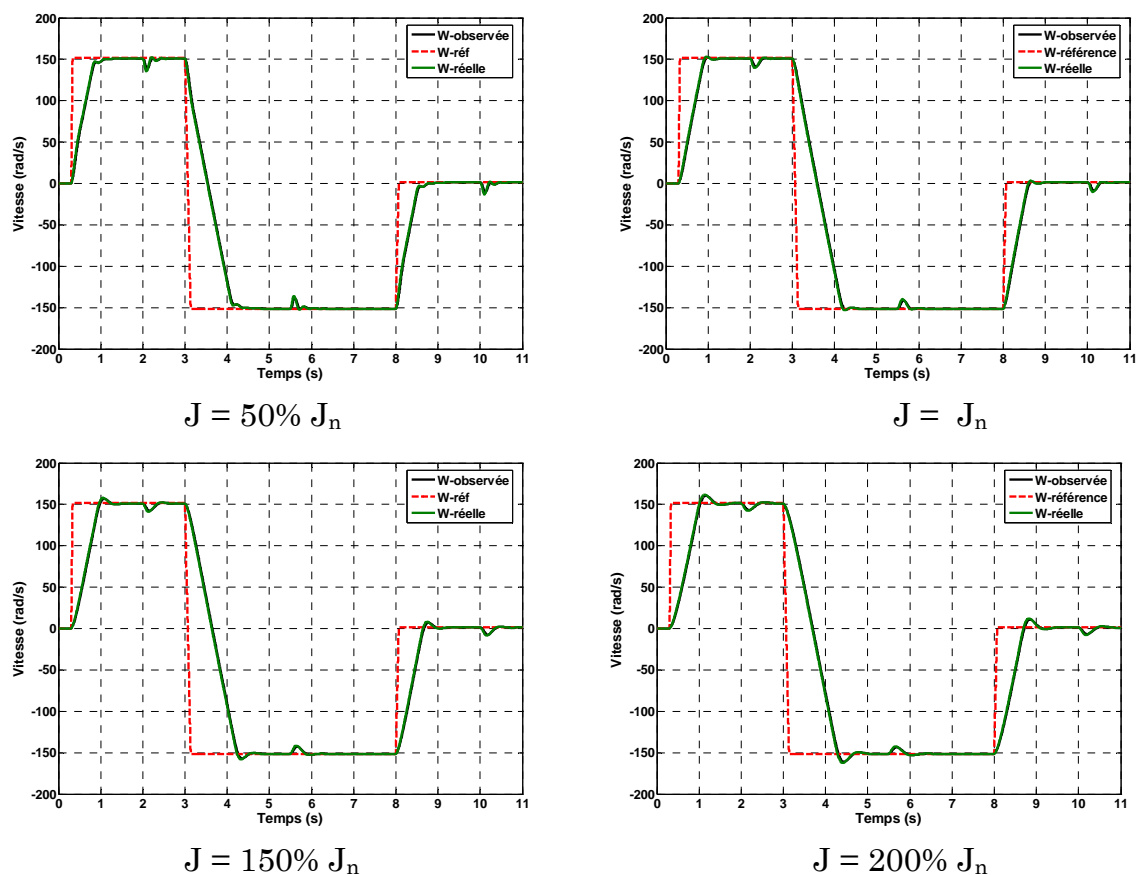


Figure.3.45 : Variation de la vitesse de la machine et sa référence (Méthode2)

Les figures 3.44 et 3.45 montrent les variations du couple de charge pour différentes valeurs du moment d'inertie. La variation du moment d'inertie, perturbe uniquement le régime transitoire de l'estimation du couple de charge. Avec la première méthode la réponse de la machine est plus lente lorsque j augmente par contre avec la seconde celle-ci reste constant donc pour les valeurs du moment d'inertie de $150\%J_n$ et $200\%J_n$ les perturbations au niveau du couple de charge avec la seconde méthode seront plus importantes qu'avec la première.

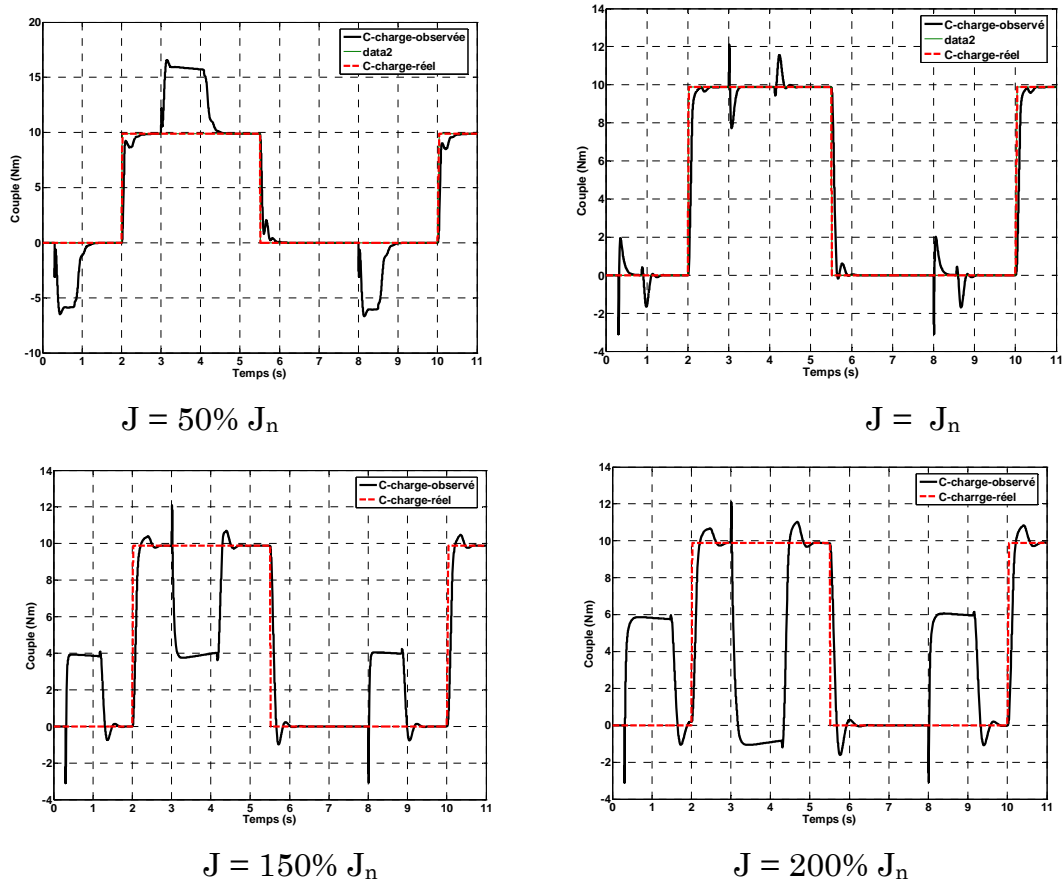


Figure.3.46 : Variation du couple de charge de référence et observé (Méthode 1)

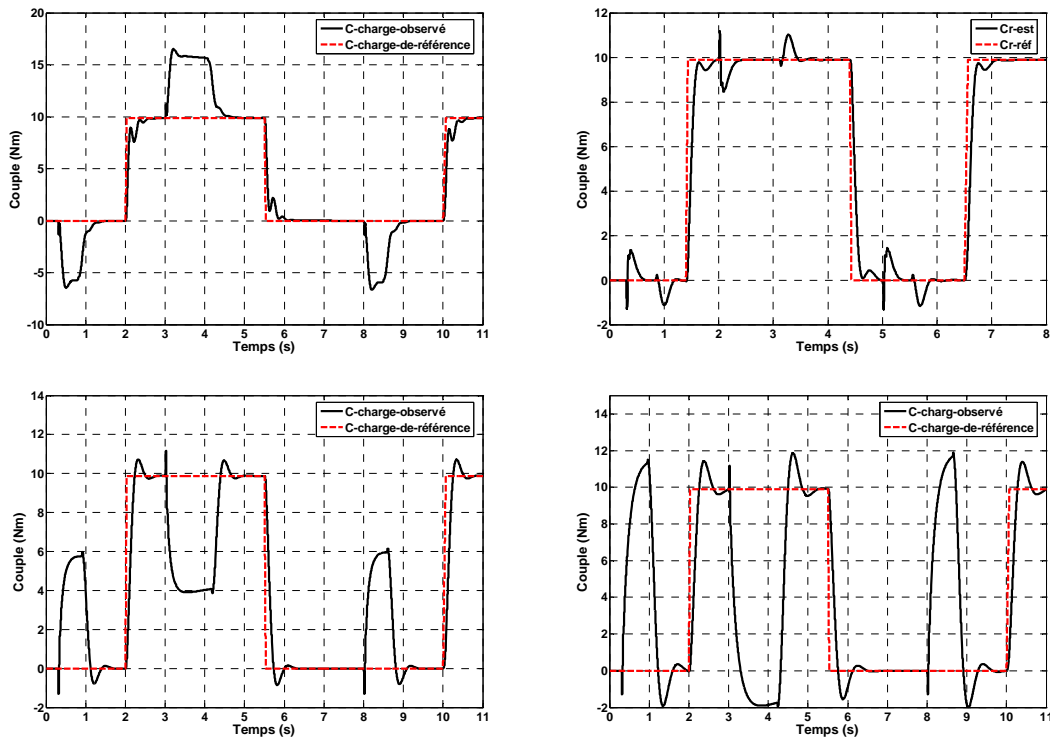


Figure.3.47 : Variation du couple de charge de référence et observé (Méthode 2)

En faisant varier le moment d'inertie, l'équation mécanique est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_n \Omega = C_{em} - C_r, \text{ avec } J = J_n + \Delta J \text{ et } C_r = C_0$$

$$\Rightarrow J_n \frac{d\Omega}{dt} + f_n \Omega = C_{em} - \left(\Delta J \frac{d\Omega}{dt} + C_0 \right)$$

Avec :

$$C_{r1} = \Delta J \frac{d\Omega}{dt} + C_0$$

Où C_0 est le couple de charge réel, $\Delta J > 0$ pour $J > J_n$ et $\Delta J < 0$ pour $J < J_n$

Pendant le régime transitoire de la vitesse de la machine, le couple de charge estimé n'est plus C_0 mais C_{r1} , vu la nouvelle valeur du moment d'inertie J . En régime permanent, la composante $\Delta J \frac{d\Omega}{dt}$ s'annule et le couple de charge estimé est de nouveau C_0 . L'erreur sur la vitesse observée de la machine reste néanmoins non affectée par la variation de la valeur du moment d'inertie et ceci grâce à la compensation par le couple de charge effectuée dans la boucle de régulation de vitesse.

Pour $J < J_n$, le couple dû à la composante $\Delta J \frac{d\Omega}{dt}$ est négatif pour les vitesses croissantes, et positif pour les vitesses décroissantes. Donc en régime transitoire, et si la vitesse de la machine croît, le couple estimé est inférieur au couple réel et pour les vitesses décroissantes, le couple estimé est supérieur au couple réel.

Pour $J > J_n$, l'interprétation est la même mais les réactions sont inversées.

Le tableau 3.1 suivant résume l'effet d'une variation du moment d'inertie sur l'estimation du couple de charge.

	$J > J_n$				$J < J_n$			
	ΔJ	$d\Omega/dt$	$\Delta J \frac{d\Omega}{dt}$	C_{r1}, C_0	ΔJ	$d\Omega/dt$	$\Delta J \frac{d\Omega}{dt}$	C_{r1}, C_0
$\Omega \nearrow$	>0	>0	>0	$C_{r1} < C_0$	<0	>0	<0	$C_{r1} > C_0$
$\Omega \searrow$	>0	<0	<0	$C_{r1} > C_0$	<0	<0	>0	$C_{r1} < C_0$

Tableau 3.1 : Effet d'une variation du moment d'inertie sur l'estimation du couple de charge

Le tableau compare l'erreur statique entre le couple de charge de référence et celui observé pour les deux méthodes de commande.

	Méthode 1			Méthode 2		
	$\Delta J = -50\%$	$\Delta J = 50\%$	$\Delta J = 100\%$	$\Delta J = -50\%$	$\Delta J = 50\%$	$\Delta J = 100\%$
$\Omega \nearrow$	68%	60%	105%	68%	60%	120%
$\Omega \searrow$	66%	40%	60%	66%	60%	118%

Tableau 3.2 : Comparaison entre l'erreur statique sur le couple de charge entre la première et la seconde méthode

Les résultats confirment bien l'interprétation donnée précédemment.

La figure 3.48 montre l'évolution respectivement de la vitesse de la machine, du couple électromagnétique et du couple de charge observé pour des valeurs du coefficient de frottement variant entre 50% et 200%. L'effet de la variation du coefficient de frottement est minime sur les performances de la régulation de la vitesse. De même que dans le cas précédent, l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse observée est faible.

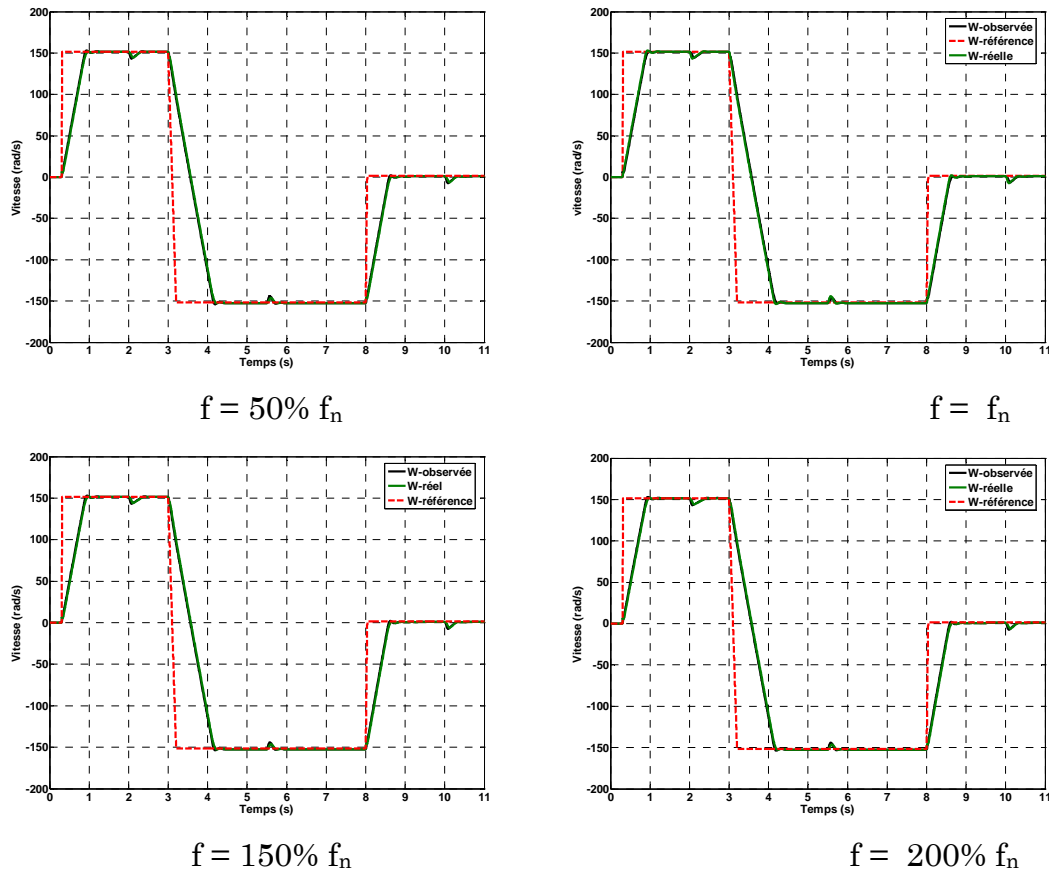


Figure.3.48 : *Variation de la vitesse observée et réelle de la machine et sa référence*

Les figures 3.49 et 3.50 illustrent la variation du couple de charge observé et de référence pour différentes valeurs du coefficient de frottement. Nous avons choisi un couple de charge de référence de 50% du couple nominal afin de mieux illustrer l'effet de la variation du coefficient de frottement sur l'observation du couple de charge. Nous remarquons qu'en régime établi, il existe une erreur statique entre le couple de charge estimé et le couple de charge réel.

L'effet du coefficient de frottement intervient uniquement en régime établi donc indépendamment de la dynamique de la vitesse mais tout simplement de la valeur de la vitesse elle-même. L'erreur observée sur le couple de charge sera identique pour les deux méthodes.

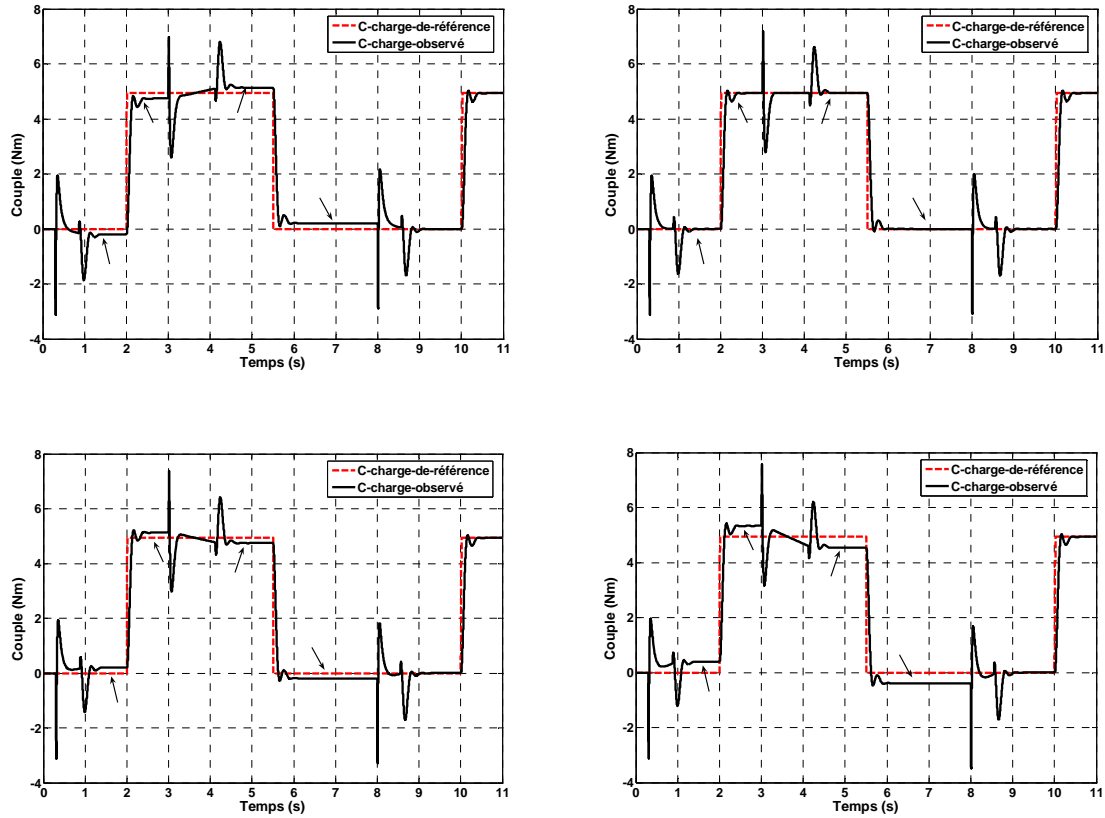


Figure.3.49 : Variation du couple de charge de référence et observé (Méthode 1)

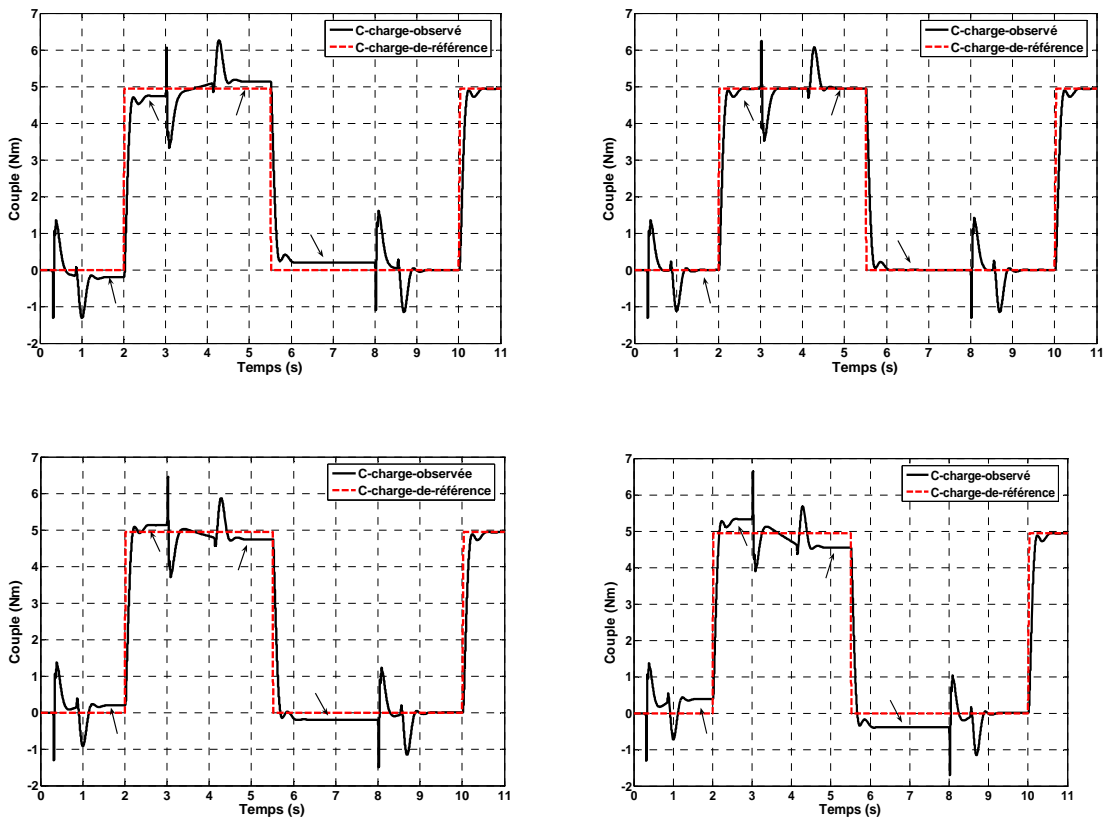


Figure.3.50 : Variation du couple de charge de référence et observé (Méthode 2)

En faisant varier le coefficient de frottement, l'équation mécanique est :

$$J_n \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = C_{em} - C_r, \text{ avec } F = f_n + \Delta f \text{ et } C_r = C_0$$

$$\Rightarrow J_n \frac{d\Omega}{dt} + f_n \Omega = C_{em} - (\Delta f \Omega + C_0)$$

$$C_{r2} = \Delta f \Omega + C_0$$

L'erreur sur la valeur du coefficient de frottement, introduit une nouvelle composante pour le couple de charge définie par : $\Delta f \Omega$. Le couple de charge alors estimé n'est plus C_0 mais C_{r2} . C'est cette composante qui introduit l'erreur sur l'estimation du couple de charge. Dans ce cas, l'erreur dépend uniquement du coefficient Δf . Plus la vitesse de la machine est élevée, plus cette erreur est importante

Le tableau compare l'erreur statique entre le couple de charge de référence et celui observé pour les deux méthodes de commande.

	Méthode 1			Méthode 2		
	$\Delta f = -50\%$	$\Delta f = 50\%$	$\Delta f = 100\%$	$\Delta f = -50\%$	$\Delta f = 50\%$	$\Delta f = 100\%$
$\Omega \nearrow$	4%	4%	10%	4%	4%	10%
$\Omega \searrow$	4%	4%	10%	4%	4%	10%

Tableau 3.3 : Comparaison entre l'erreur statique sur le couple de charge entre la première et la seconde méthode

Les erreurs enregistrées pour différentes valeurs du coefficient de frottement sur la valeur du couple de charge observé sont identiques pour la première et la seconde méthode. Ce qui confirme que, dans ce cas, la robustesse de l'observateur envers les variations du coefficient de frottement est indépendante de la loi de commande choisie.

3.6.2. Sensibilité par rapport à un bruit de mesure

Il s'agit d'introduire un bruit aléatoire de valeur moyenne nulle d'amplitude σ , au niveau des grandeurs mesurables permettant l'estimation de la vitesse et intervenant dans l'observateur.

La densité spectrale de puissance est définie par :

$$DSP = \sigma^2 T_c$$

Dans notre cas il s'agit des courants statorique et rotorique. L'introduction d'un tel bruit, ne perturbe pas les performances de l'observateur. Néanmoins au niveau des grandeurs observées : vitesse et couple de charge et au niveau du couple électromagnétique nous observons l'effet de ce dernier.

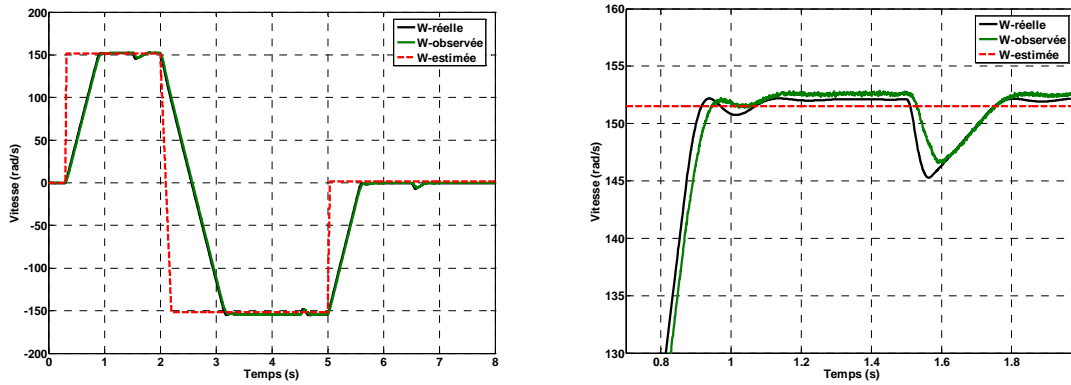


Figure.3.52 : Variation de la vitesse observée et réelle de la machine et sa référence

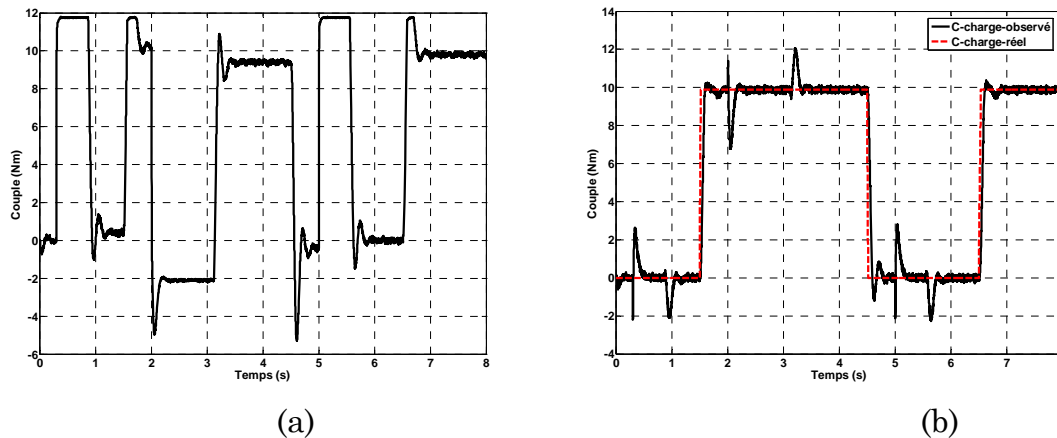


Figure.3.53 : Variation du couple électromagnétique (a) et du couple de charge réel et observé

Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié la commande avec puis sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à rotor bobiné. Pour un fonctionnement avec capteur de vitesse, nous avons étudié les performances de deux algorithmes différents du contrôle vectoriel. La seconde méthode semble être plus intéressante dans la mesure où elle offre l'opportunité d'utiliser quatre régulateurs de courants identiques (pour le stator et le rotor). De plus, elle présente des termes de compensation moins importants que la première. Néanmoins ses points faibles résident dans la complexité des différentes fonctions de transfert qui représentent le système et donc dans la difficulté supplémentaire lors de son implantation sur support numérique. Le second point faible de cette méthode est la difficulté de reconfigurer la commande (passage d'un fonctionnement MADA à un fonctionnement machine à cage avec une des armatures en court-circuit) où les fonctions de transfert ne sont plus valables, ce qui représente le point fort de la première méthode (ceci sera développé plus en détail dans le chapitre suivant).

Le fonctionnement sans capteur de vitesse montre de bonnes performances tant à vitesse nominale qu'à faible vitesse (fonctionnement moteur et générateur) de la MADA où la mesure des courants côté stator et côté rotor représente un avantages pour l'estimation par la suite de la vitesse. Les performances de l'observateur de la vitesse et du couple de charge sont satisfaisantes et quasi-identiques pour les deux méthodes.

CHAPITRE 4

Reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA suite à des défauts convertisseurs statiques

Introduction

L'objectif de ce chapitre est l'étude des possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine asynchrone doublement alimentée en présence d'un défaut de convertisseurs statiques.

Il est tout d'abord important de rappeler que la machine asynchrone est aujourd'hui la machine la plus utilisée dans les applications industrielles. Grâce au développement des techniques de commande de cette machine et au développement des semi-conducteurs, la machine asynchrone occupe de plus en plus une place centrale dans les processus industriels à vitesse variable. Ainsi toute perturbation affectant l'entraînement électrique peut amener l'arrêt total de l'ensemble du processus. Il est donc nécessaire de trouver des stratégies permettant de maintenir le fonctionnement de l'entraînement électrique même après un défaut de semi-conducteur. Dans ce cadre, plusieurs études proposent des stratégies de reconfiguration basées sur des systèmes redondants. La redondance est liée soit au nombre de phases utilisées (fonctionnement avec deux phases), soit à l'utilisation du neutre de la machine, soit au nombre de circuits de puissances utilisées.

Néanmoins, pour la machine asynchrone à cage, si l'onduleur est endommagé, tout l'entraînement électrique doit être arrêté. La machine asynchrone à double alimentation peut alors présenter des solutions concrètes à ces types de défauts, de par la redondance des circuits de puissance au stator et au rotor.

L'un des avantages de la MADA est de pouvoir assurer une continuité de service lors d'un défaut au niveau de l'un des deux onduleurs. La reconfiguration du système de puissance permet de revenir à un mode de fonctionnement de machine asynchrone avec rotor ou stator en court – circuit. Ceci permet à l'ensemble de l'entraînement électrique de continuer à fonctionner même dans un état dégradé et évite l'arrêt total du variateur. Ceci constitue un atout considérable pour des applications en traction ferroviaire ou en propulsion navale où l'arrêt immédiat et définitif du dispositif est à éviter à tout prix.

Nous nous intéressons à la reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA suite à deux types de défauts, perte de la tension de la capacité du filtre d'entrée de l'un des deux onduleurs et défaut de court-circuit d'un bras de l'un des deux onduleurs.

La stratégie proposée consiste à éliminer l'onduleur défectueux et à ramener le fonctionnement de la machine à celui d'une machine à rotor ou stator en court-circuit avec un contrôle vectoriel classique. Cette étude montrera qu'il est alors possible de maintenir un fonctionnement acceptable de la machine tant au niveau de ses grandeurs électriques que mécaniques (courant, couple, flux, tensions).

Le fonctionnement est acceptable tant que les valeurs des courants et des tensions demeurent inférieures aux valeurs maximales admises. Il convient aussi de vérifier que la vitesse et du couple varient faiblement par rapport à leurs valeurs d'avant le défaut. Dans cette étude, la commande par une seule armature montre plus d'avantages qu'une commande mixte dans la mesure où la gestion du défaut est plus facile, si le défaut apparaît sur l'armature qui n'assure pas le fluxage.

La reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine, permettant d'assurer le passage d'une machine doublement alimentée vers une machine avec un rotor ou un stator en court-circuit, se fait à deux niveaux, le circuit de puissance et la commande de la machine :

- Les circuits de puissance : où la continuité des grandeurs électriques (courant et flux) doit être respectée. Il faut mettre en place un dispositif d'électronique de puissance (commutateur, contacteur, résistances, ...etc.) assurant ce passage.
- La commande de la machine : il faut effectuer le passage du contrôle vectoriel de la MADA vers un contrôle vectoriel classique d'une machine asynchrone conventionnelle.

La figure 4.1 illustre les deux modes de reconfiguration possibles du fonctionnement de la machine, suivant le défaut :

- Soit une alimentation par le stator avec un rotor en court-circuit : défaut de l'onduleur lié au rotor.
- Soit une alimentation par le rotor avec un stator en court-circuit : défaut de l'onduleur lié au stator.

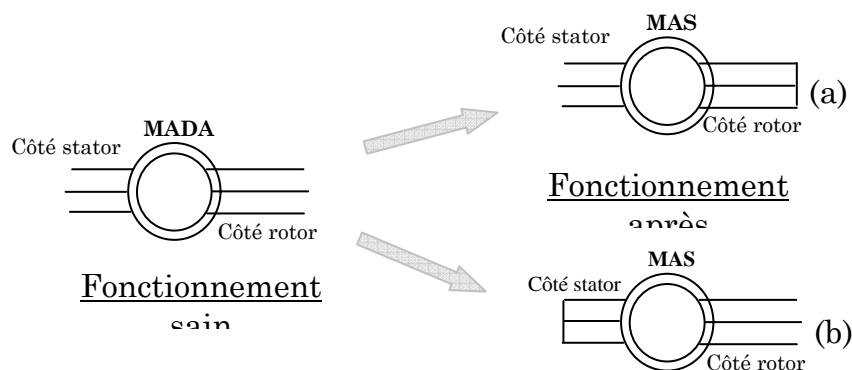


Figure 4.1. Reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA

4.1. Reconfiguration d'une loi de commande d'une MADA

La loi de commande de la MADA est une commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Dans un premier temps, il faut analyser les modes de fonctionnement de la machine associés aux commandes.

Le changement du fonctionnement par orientation du flux rotorique vers un fonctionnement par orientation du flux statorique consiste à faire varier les grandeurs suivantes :

- Magnétisation par le stator \rightarrow magnétisation par le rotor.
- Orientation du flux rotorique \rightarrow orientation du flux statorique
- Facteur de puissance unitaire au rotor \rightarrow facteur de puissance unitaire au stator.

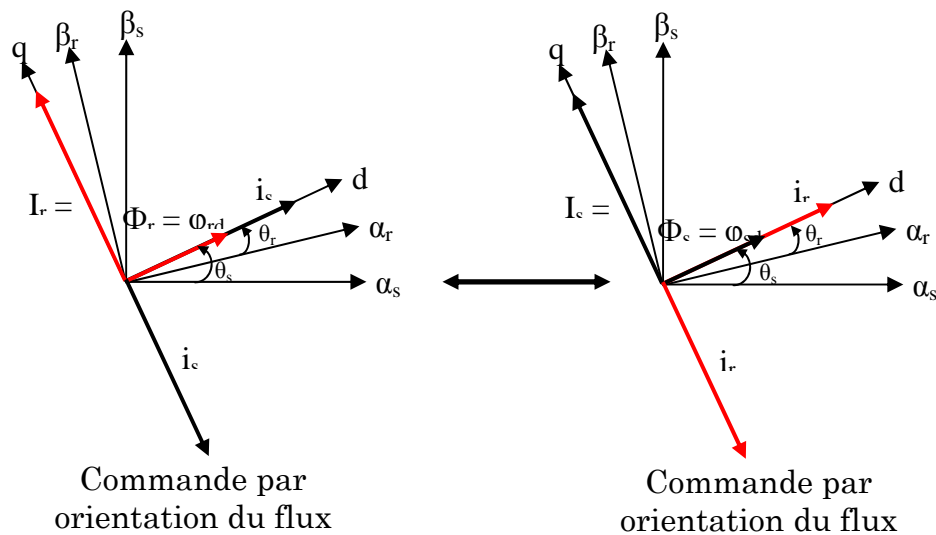


Figure 4.2. Diagramme vectoriel pour deux magnétisations, par le stator et par le rotor

La vitesse mécanique et le couple électromagnétique ne sont pas affectés par ce changement d'orientation du flux ainsi que la loi de répartition de puissance totalement indépendante.

Dans un deuxième temps, il faut vérifier si la loi de commande de la machine modifie les régulateurs. La loi de commande est indépendante de l'orientation du flux choisi, ce qui est avantageux car il n'est pas nécessaire de changer les régulateurs de courants ou les termes de compensation.

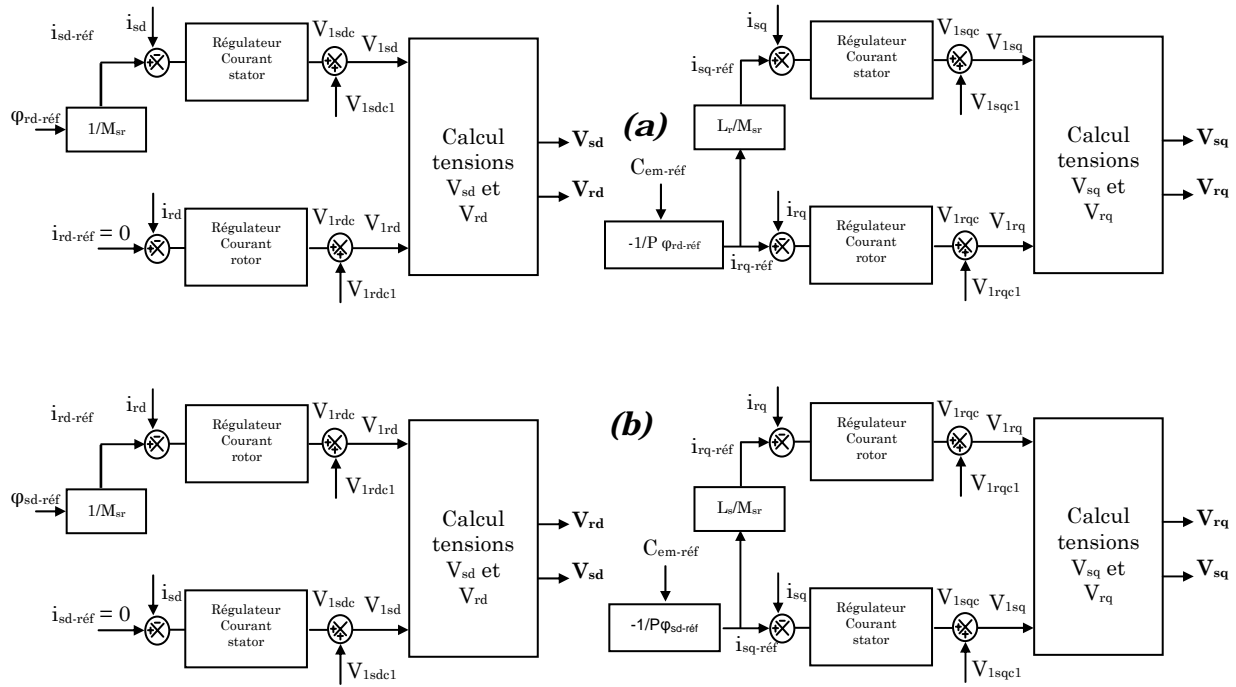


Figure 4.3. Boucle de régulation pour une magnétisation stator (a) et une magnétisation rotor (b)

Le tableau 4.1 résume les valeurs de références des différentes grandeurs électriques et mécaniques de la machine dans le cas d'un contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique et d'un contrôle vectoriel par orientation du flux statorique.

Grandeur	Contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique	Contrôle vectoriel par orientation du flux statorique
$\Omega_{référence}$	$\Omega_{réf}$	$\Omega_{réf}$
$\dot{i}_{sd-référence}$	Φ_{rn}/M_{sr}	0
$\dot{i}_{rd-référence}$	0	Φ_{sn}/M_{sr}
$\dot{i}_{sq-référence}$	$(-L_r/M_{sr}) \dot{i}_{rq-référence}$	$C_{em-réf}/(P \cdot \Phi_{sn})$
$\dot{i}_{rq-référence}$	$-C_{em-réf}/(P \cdot \Phi_{rn})$	$(-L_s/M_{sr}) \dot{i}_{sq-référence}$

Tableau.4.1 : Références de vitesse et de courants dans le cas des contrôles vectoriels statoriques et rotoriques

4.1.1. Résultats de Simulation

Le fonctionnement du dispositif est :

- Pour : $0 \leq t \leq 0.3$ s : magnétisation de la machine à vitesse nulle.
- Pour : $0.3 \leq t \leq 1$ s : établissement à vitesse nominale à vide avec un contrôle vectoriel rotorique.

- Pour : $1 \leq t \leq 1.4$ s : Fonctionnement à vitesse nominale à couple de charge nominal avec un contrôle vectoriel rotorique.
- Pour : $1.4 \leq t$: Fonctionnement à vitesse nominale à couple de charge nominal avec un contrôle vectoriel statorique.

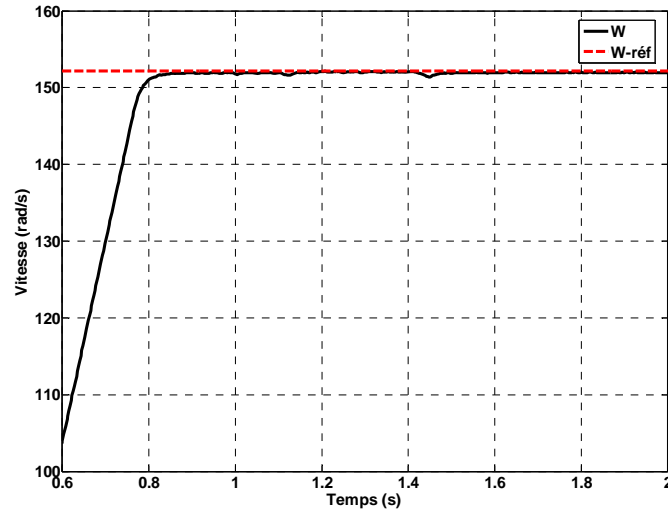


Figure 4.4. Variation de la vitesse de la machine et sa référence

La figure 4.4 montre la variation de la vitesse de la machine avant et après le changement de l'orientation du flux. Le couple électromagnétique suit sa référence et ne subit pas de distorsions. Les composantes i_{sq} et i_{rq} des courants statorique et rotorique de la machine sont à l'image du couple électromagnétique et suivent leurs références respectives.

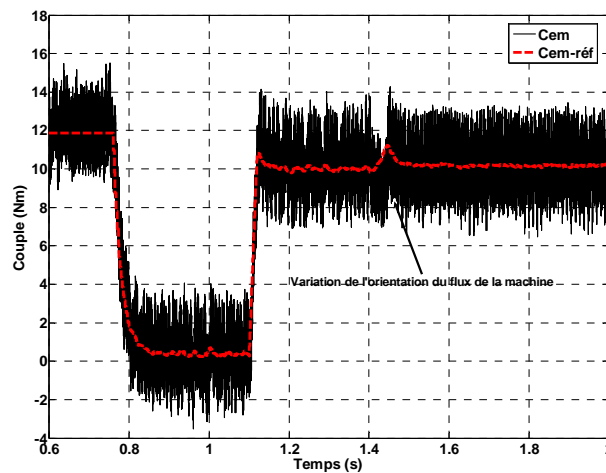


Figure 4.5. Variation du couple électromagnétique et de sa référence

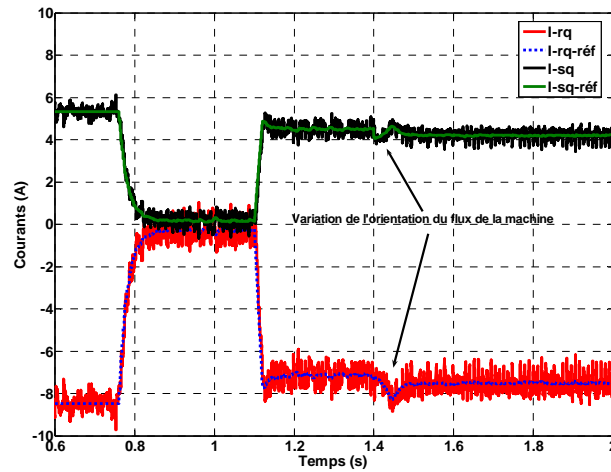


Figure 4.6. Variation des courants i_{sq} et i_{rq}

La figure 4.7 montre l'évolution des courants i_{sd} et i_{rd} . Chacun des deux courants change de référence au moment du changement de la magnétisation de la machine.

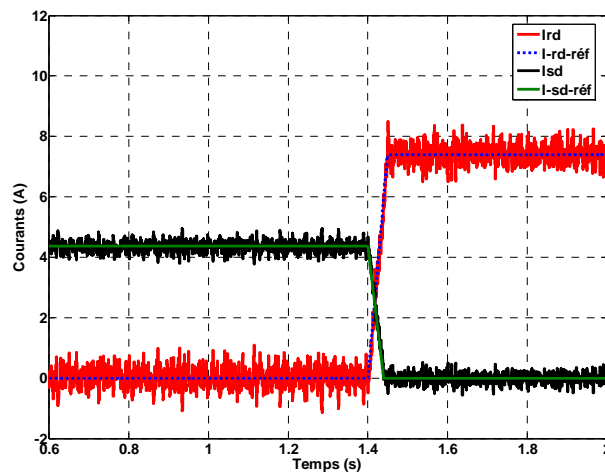


Figure 4.7. Variation des courants i_{sd} et i_{rd}

La figures 4.8 illustre l'évolution des composantes d et q des flux statorique et rotorique. Les composantes φ_{sq} et φ_{rq} illustrent bien le changement de l'orientation du flux (rotorique \rightarrow statorique). Les composantes directes des flux, passent par un transitoire dans lequel leurs valeurs respectives baissent et ceci à cause de la dynamique de la variation des courant i_{sd} et i_{rd} .

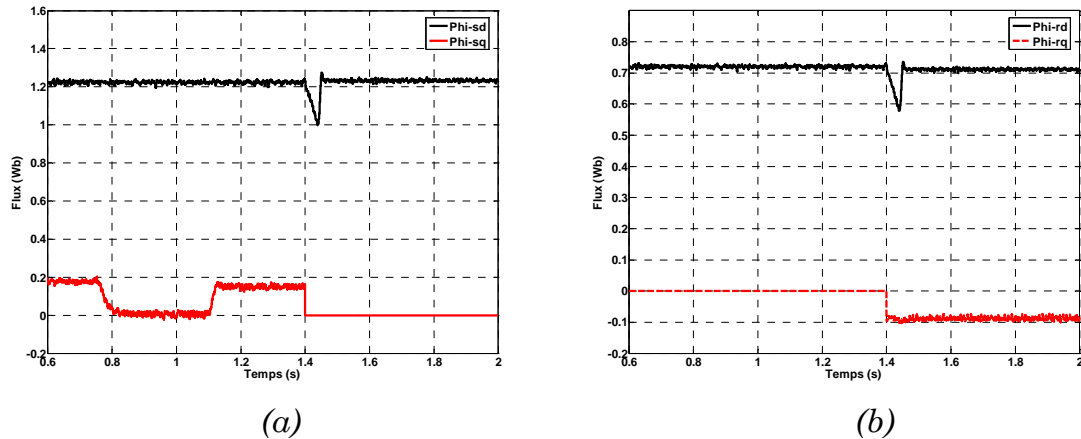


Figure 4.8. Allure des composantes d et q du flux statorique (a) et du flux rotorique (b)

Les angles de transformation θ_s et θ_r changent de valeurs au moment de la variation de l'orientation du flux (figure 4.9), mais gardent toujours les mêmes périodes respectives, ce qui montre bien que la loi de répartition de puissance est indépendante du choix du flux à orienter.

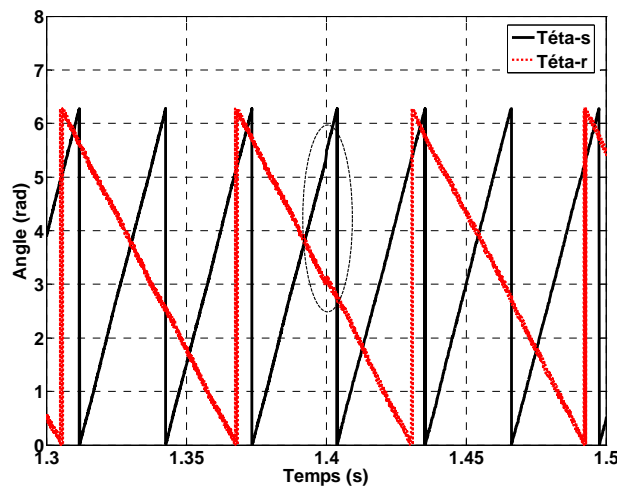


Figure 4.9. Variation de θ_s et θ_r

Au cours de la variation de l'orientation des flux, nous avons basculé vers un fonctionnement à facteur de puissance statorique unitaire (au lieu d'un facteur de puissance rotorique unitaire). Les figures 4.10 et 4.11 montrent respectivement les variations des puissances réactives et actives statorique et rotorique. Pour la variation des puissances réactives Q_r et Q_s , où cette dernière devient nulle pour $t > 1.4s$.

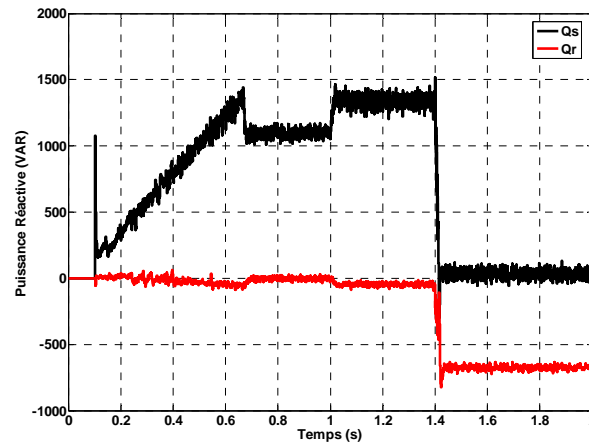


Figure 4.10. Variation des puissances réactives Q_s et Q_r

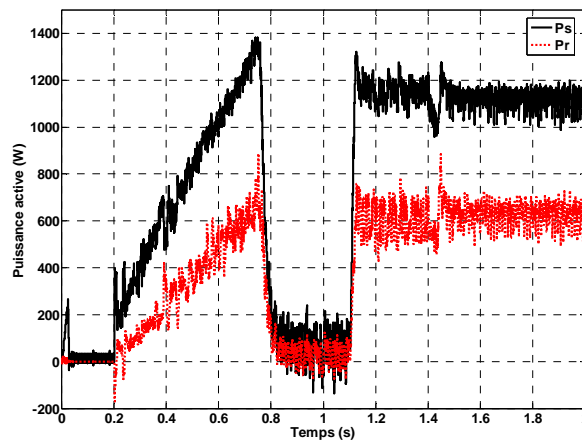


Figure 4.11. Variation des puissances actives P_s et P_r

Le passage d'une magnétisation par le stator vers une magnétisation par le rotor, avec les modifications qui suivent, nous a permis d'étudier la faisabilité de la reconfiguration de la commande. Le processus choisi s'avère simple à mettre en œuvre et efficace. En effet, le choix des différents régulateurs ainsi que les termes de compensation est indépendant du type de magnétisation.

4.2 Défaut de la capacité du bus continu

Le premier défaut analysé, dans cette étude, est le défaut de la capacité du bus continu. Il consiste en la décharge de la capacité du bus continu dans la partie onduleur du système. Cette décharge est causée par une annulation du courant i_L traversant l'inductance L du filtre.

La tension du bus continu V_c décroît alors jusqu'à une valeur limite inférieure pour laquelle le fonctionnement de la MADA est perturbé. Ici, cette valeur a été fixée à $2/3$ de la valeur nominale V_c . A ce moment là, s'effectue le passage d'un

fonctionnement MADA vers un fonctionnement « **machine à cage** » (au stator ou au rotor) en éliminant le circuit défectueux.

4.2.1. Simulation du défaut

On suppose que le défaut a lieu sur le circuit alimentant le rotor, l'alimentation du stator n'étant pas affectée. Mais on aurait les mêmes circuits d'interrupteurs au niveau du stator pour isoler l'alimentation de cette armature en cas de défaut sur le circuit statorique. Le défaut traité en deux points de fonctionnement, le premier à vitesse nominale et couple de charge nominal, le second à basse vitesse (40% de la vitesse nominale) et à couple de charge moyen (30% du couple nominal).

Pour la simulation du défaut et du passage d'un fonctionnement d'une MADA avec les deux onduleurs à un fonctionnement avec un seul onduleur, trois étapes sont considérées :

- **La première étape** est déclenchée par l'apparition du défaut à $t_0 = 1.5$ s. A cet instant, le courant I_L (figure 4.12) décroît jusqu'à des valeurs très faibles, ce qui cause la décharge de la capacité C du côté de la MADA. Cette étape se prolonge jusqu'à ce que la tension V_c atteigne la valeur limite de $2/3$ de sa valeur nominale ($2/3 V_c$). Cet instant déclenche la seconde étape. Tout au long de la première étape la machine est en fonctionnement MADA, elle est alimentée par les deux onduleurs.

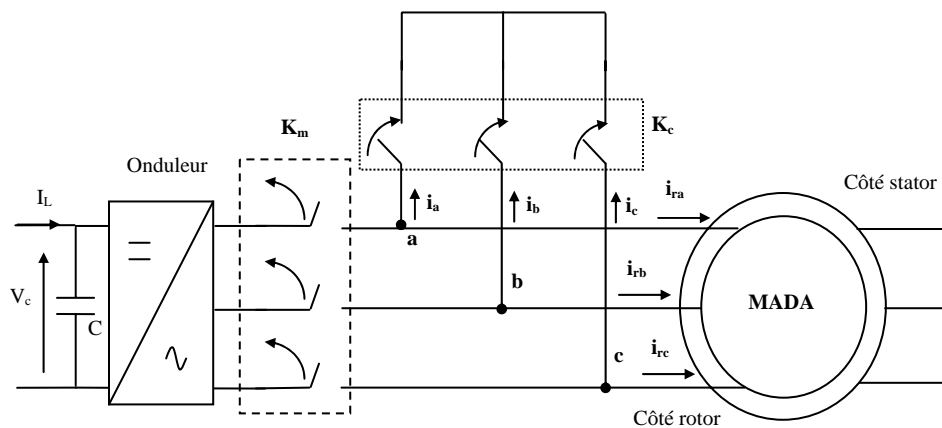


Figure 4.12. Dispositif de puissance permettant la reconfiguration du mode de fonctionnement.

- **La seconde étape** est déclenchée, à l'instant $t = t_2$, moment où la tension du bus continu atteint sa valeur minimale. Est appliqué alors le vecteur de tensions permettant d'annuler les tensions d'alimentation côté rotor (au moyen des signaux de commande des interrupteurs de puissance) Ensuite, l'interrupteur K_c est fermé à $t = t_3$ et par la suite, à $t = t_4$, l'interrupteur K_m s'ouvre.

La reconfiguration de la partie puissance permet de modifier le fonctionnement de la MADA à deux onduleurs en celui d'un moteur « à cage » (court-circuit au rotor ou au stator) avec un seul onduleur. Le changement doit être accompagné d'une reconfiguration adéquate de commande. Par conséquent, le contrôle vectoriel initial de la MADA doit être remplacé par le contrôle vectoriel classique d'une machine « asynchrone à cage ». Pour le moment, les interrupteurs K_c et K_m sont considérés comme parfaits. Dans un deuxième temps, ils seront remplacés par des composants électroniques commandés (IGBTs).

- **La troisième et dernière étape** est déclenchée à l'instant $t = t_f$: c'est le fonctionnement en machine à cage.

La figure 4.13 montre la chronologie du déroulement des événements accompagnant le défaut.

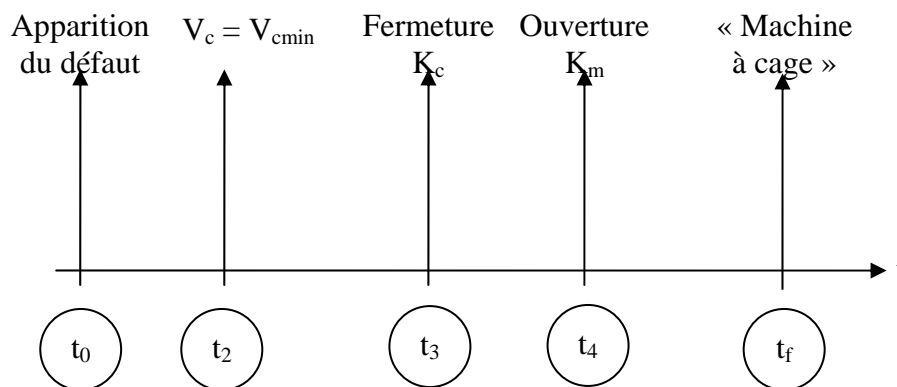


Figure 4.13. Chronogramme des événements accompagnant le défaut de la capacité lié au stator ou au rotor

4.2.2. Reconfiguration de la commande

4.2.2.1. Défaut de la capacité de l'onduleur lié au rotor

Cette partie est consacrée à la reconfiguration de la commande vectorielle initiale de la MADA en présence du défaut de la capacité de l'onduleur lié au rotor. Par conséquent, on la remplace par une commande vectorielle classique permettant d'avoir des performances acceptables de la machine avec un rotor en court circuit.

L'analyse de la commande de la MADA avant le défaut permet de déterminer les grandeurs de références à maintenir, et celles à éliminer ou à modifier. Les figures 4.14 et 4.15 illustrent les différentes structures des boucles de régulation de la commande vectorielle de la MADA dans un fonctionnement sain. Elles représentent les boucles de régulation des courants dans les axes d et q ainsi que celles permettant le calcul des tensions statoriques et rotoriques. Pour un fonctionnement défaillant, la régulation des courants i_{rd} et i_{rq} est abandonnée, puisqu'il n'y a plus de convertisseur statique côté rotor.

Le calcul des tensions statoriques à partir des tensions couplées (V_{1sd} , V_{1rd} , V_{1sq} et V_{1rq}) devient aussi inutile (tensions rotoriques nulles). Les termes de compensation des tensions statoriques sont aussi recalculés.

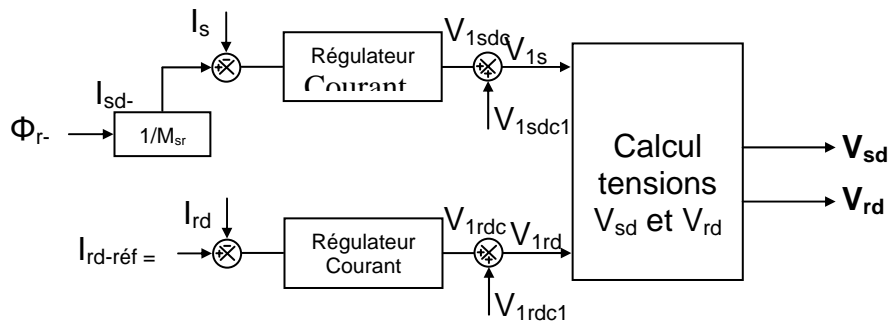


Figure 4.14. Régulations des courants statoriques et rotoriques de l'axe d pour un fonctionnement sain

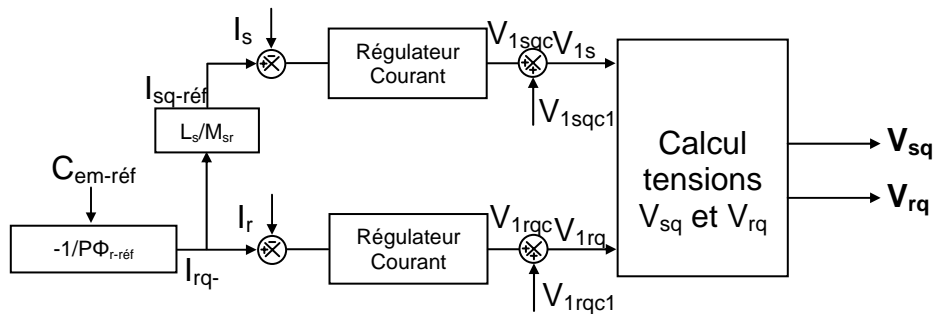


Figure 4.15. Régulations des courants statoriques et rotoriques de l'axe q pour un fonctionnement sain

Les fonctions de transfert des boucles de régulations des courants restent identiques à celles de la commande de la MADA, les régulateurs demeurent alors inchangés.

L'un des points les plus importants de la commande utilisée en mode sain est la loi de répartition de puissance qui permet, de travailler à facteur de puissance unitaire au rotor, d'optimiser les échanges de puissances « stator-rotor ». Cette loi de répartition de puissance permet également d'optimiser le dimensionnement de chacun des deux convertisseurs par rapport à la puissance nominale du stator et du rotor et de calculer les pulsations rotorique ω_r et statorique ω_s . Cette loi sous-entend une double alimentation de la machine. En fonctionnement défaillant, le rotor en court-circuit se trouve consommateur d'une partie de la puissance fournie par le stator. La loi de répartition de puissance se trouve donc éliminée, ce qui nécessite de fonctionner à puissance réduite, suivant le dimensionnement de chaque convertisseur. La loi de répartition de puissance est éliminée au moment du passage au fonctionnement avec un seul onduleur, et la relation d'autopilotage ($\omega_s = \omega + \omega_r$) est alors utilisée pour la détermination des différentes pulsations du système. Enfin, le calcul des angles de transformation à

partir des composantes d et q du flux rotorique et de la relation d'autopilotage reste inchangé puisque les courants statoriques et les courants rotoriques sont mesurés.

En récapitulant, les différentes étapes pour la reconfiguration de la commande vectorielle de la MADA vers un contrôle vectoriel classique par orientation du flux rotorique sont:

- Elimination de la régulation de i_{rd} et i_{rq} .
- Nouveau calcul des termes de compensation.
- Elimination de la loi de répartition de puissance et son remplacement par la loi d'auto pilotage.
- Calcul des angles de transformation θ_s et θ_r inchangé

4.2.2.1.1. Structure de la nouvelle commande

Pour un défaut côté rotor et vu que la magnétisation de la MADA est effectuée par le stator, le contrôle du flux est toujours assuré et par conséquent il n'y a pas nécessité de changer la magnétisation.

Les équations liant les tensions s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\
 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\
 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd}
 \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned}
 \varphi_{sd} &= L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\
 \varphi_{sq} &= L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\
 \varphi_{rd} &= L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\
 \varphi_{rq} &= L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}
 \end{aligned} \quad (4.2)$$

On a

$$\varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \quad (4.3)$$

Donc

$$\begin{aligned}
 i_{rd} &= \frac{1}{L_r} (\varphi_{rd} - M_{sr} i_{sd}) \\
 \varphi_{rq} &= L_s i_{rq} + M_{sr} i_{sq} = 0
 \end{aligned} \quad (4.4)$$

D'où

$$i_{rq} = -\frac{M_{sr}}{L_r} i_{sq} \quad (4.5)$$

La modélisation dans l'axe direct conduit à l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} (L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd}) - \omega_s \varphi_{sq} \\
\Leftrightarrow V_{sd} &= R_s (1 + \sigma T_s \frac{d}{dt}) i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} (\omega_r \varphi_{rq} - R_r i_{rd}) - \sigma L_s \omega_s i_{sq}
\end{aligned} \tag{4.6}$$

L'expression de la tension V_{sd} peut s'écrire de la manière suivante :

$$V_{sd} = V_{sd1} + V_{sd1c1}$$

Où

$$\begin{aligned}
V_{sd1} &= R_s (1 + \sigma T_s \frac{d}{dt}) i_{sd} \\
\text{Et } V_{sd1c1} &= \frac{M_{sr}}{L_r} (\omega_r \varphi_{rq} - R_r i_{rd}) - \sigma L_s \omega_s i_{sq}
\end{aligned} \tag{4.7}$$

Pour l'axe en quadrature, il vient alors:

$$\begin{aligned}
V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} (L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}) + \omega_s \varphi_{sd} \\
\Leftrightarrow V_{sq} &= R_s (1 + \sigma T_s \frac{d}{dt}) i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd}
\end{aligned} \tag{4.8}$$

Comme pour V_{sd} , l'expression de la tension V_{sq} s'écrit :

$$V_{sq} = V_{sq1} + V_{sq1c1}$$

Où :

$$\begin{aligned}
V_{sq1} &= R_s (1 + \sigma T_s \frac{d}{dt}) i_{sq} \\
\text{Et } V_{sq1c1} &= \omega_s \varphi_{sd}
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Les expressions des tensions V_{sd} et V_{sq} ont permis de définir pour les boucles de régulation de i_{sd} et i_{sq} deux fonctions de transfert en boucle ouverte selon V_{sd1} et V_{sq1} (équations [7] et [9]). Ces fonctions de transfert sont identiques à celles développées pour la régulation de ces mêmes courants pour un fonctionnement en double alimentation de la machine. Ainsi on garde les mêmes régulateurs de i_{sd} et i_{sq} avant et après la reconfiguration.

Les expressions des termes de compensation V_{sd1c1} et V_{sq1c1} (équations (4.7) et (4.9)) dépendent de la pulsation statorique, du courant i_{sq} , du flux statorique ainsi que des paramètres de la machine.

La seconde équation rotorique (4.1) et l'orientation du flux rotorique ($\varphi_{rq} = 0$) (4.4) donnent:

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \\ 0 = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \tag{4.10}$$

D'où :

$$\omega_r = -R_r \frac{i_{rq}}{\phi_{rd}} = -\frac{R_r M_{sr}}{L_r} \frac{i_{sq}}{\phi_{rd}} \tag{4.11}$$

La vitesse électrique de la machine étant notée ω_e on a alors : $\omega_s = \omega_e + \omega_r$.

La figure 4.16 présente la structure de la boucle de régulation des courants i_{sd} et i_{sq} . Les valeurs des références de ces derniers n'ont pas changé puisque la même orientation du flux (flux rotorique) a été maintenue. Les régulateurs de courants sont identiques à ceux de la commande précédente.

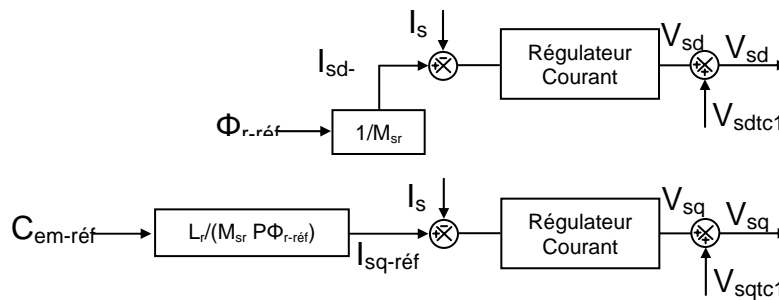


Figure 4.16. Structure de la nouvelle boucle de régulation des courants statoriques de la machine

Le tableau suivant résume l'ensemble des valeurs de références des grandeurs caractéristiques avant et après l'apparition du défaut :

Grandeurs	Référence FS*	Référence FRC*
Ω (vitesse de la machine)	Ω_n	60 % Ω_n
i_{sd-ref}	Φ_{r-ref} / M_{sr}	Φ_{r-ref} / M_{sr}
i_{rd-ref}	0	Non régulé
i_{sq-ref}	$(C_{em-ref} L_r) / (P \Phi_{r-ref} M_{sr})$	$(C_{em-ref} L_r) / (P \Phi_{r-ref} M_{sr})$
i_{rq-ref}	$-C_{em-ref} / (P \Phi_{r-ref})$	Non régulé

* FS : Fonctionnement sain, FRC : Fonctionnement avec reconfiguration de la commande

Tableau 4.2. Changement des références suite à la reconfiguration de la commande

L'organigramme (la figure 4.17) est celui de la reconfiguration de la commande de la MADA pour un défaut du bus continu du rotor.

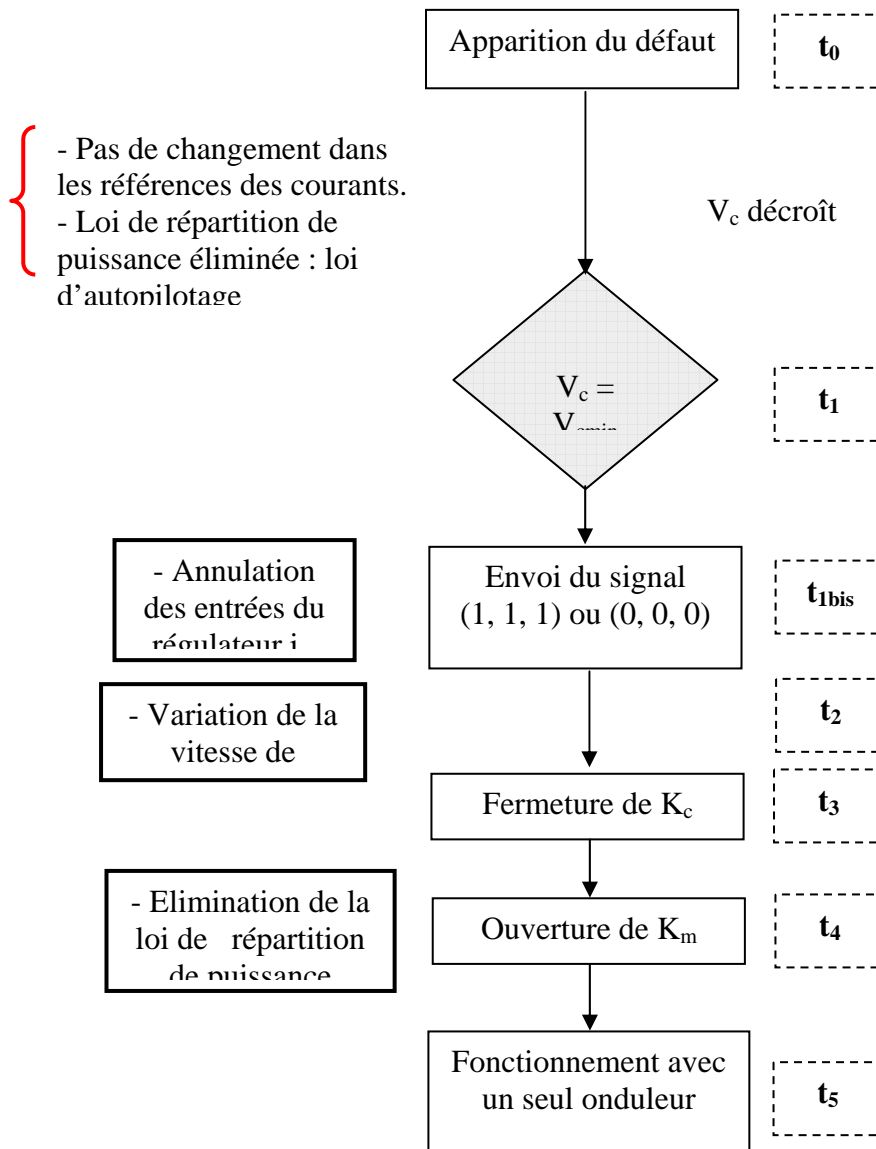


Figure 4.17. Organigramme de la reconfiguration de la commande pour un défaut de la capacité côté rotor

4.2.2.2. Analyse du défaut

La figure 4.18 montre l'évolution de la tension V_c du bus continu lié au rotor. Les temps caractéristiques de la reconfiguration de la commande sont :

- $t_0 = 1.5s$: déclenchement du défaut
- $t_1 = 1.66s$: $V_c = V_{c-min} = 2/3 V_{cr-nominale}$
- $t_{bis} = t_1$: annulation des tensions d'alimentations côté rotor.
- $t_2 = 1.665s$: variation de la vitesse de référence de la machine
- $t_3 = 1.69s$: fermeture de K_c .
- $t_4 = 1.72s$: ouverture de K_m .

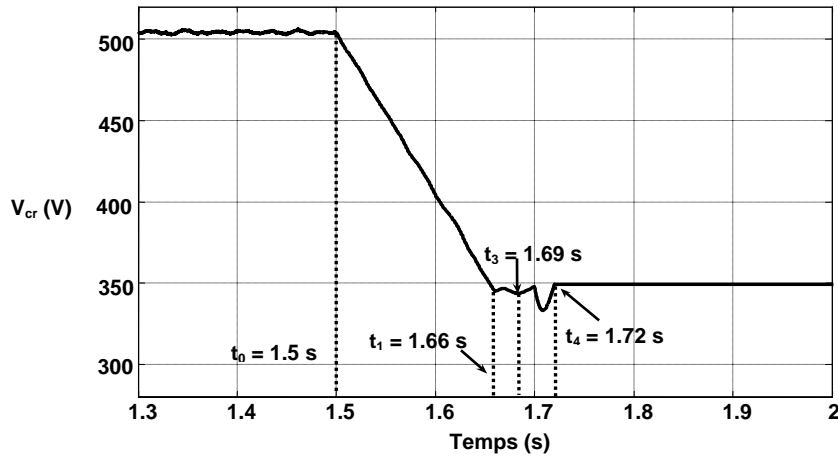


Figure 4.18. Evolution de la tension V_c du bus continu lié au rotor

4.2.2.2.1. La vitesse

La figure 4.19 présente l'allure de la vitesse de rotation de la machine. Durant la période $t_0 < t < t_1$, la vitesse de la machine ne change pas, la régulation de la vitesse est assurée. A $t = t_1$, la vitesse de la machine chute du fait du dimensionnement des convertisseurs (limitation des tensions).

L'élimination de la loi de répartition de puissance nous oblige à fonctionner à puissance réduite, suivant le dimensionnement de chaque convertisseur, c'est-à-dire suivant la valeur de k_{pn} . La charge étant supposée constante, il est impératif de diminuer la vitesse de la machine de manière à respecter le dimensionnement du convertisseur sain. Dans notre cas, la valeur de la vitesse réduite de fonctionnement de la machine est de $60\% \Omega_n$ pour un défaut côté rotor et de $40\% \Omega_n$ pour un défaut côté stator (tableau 4.1). Bien qu'initialement la chute de la vitesse soit due à l'annulation des tensions du rotor, la régulation de la vitesse est assurée et cette dernière atteint sa nouvelle valeur de référence au bout de 140ms.

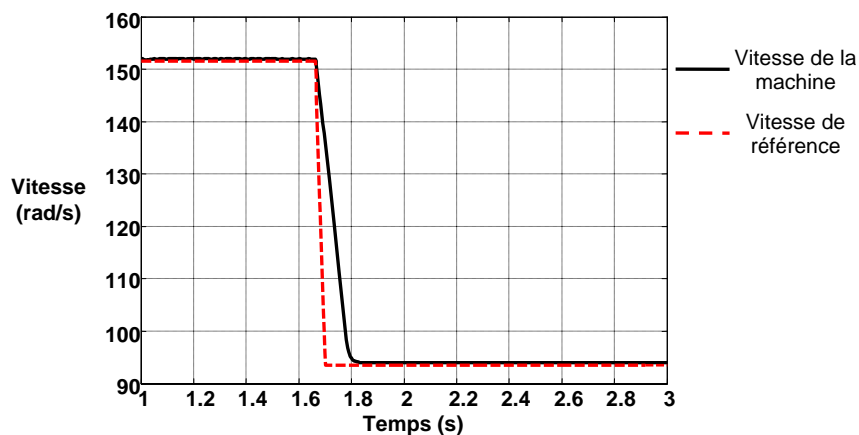


Figure 4.19. Variation de la vitesse de la machine et sa référence

4.2.2.2.2. Le couple électromagnétique

Le couple de référence, étant la sortie du régulateur de vitesse, dépend principalement de la régulation de la vitesse. La référence de la vitesse étant modifiée à t_2 , le couple de référence diminue jusqu'à sa valeur limite inférieure. Le couple électromagnétique (figure 4.20), a un régime transitoire durant une période de 35 ms (de t_1 à $t = 1.70$ s) sans toutefois dépasser la valeur maximale du couple. A $t = 1.72$ s, le couple reprend sa valeur de référence. Lorsque la vitesse atteint sa nouvelle valeur de référence, le couple électromagnétique est de nouveau égal au couple nominal. Le fonctionnement s'effectue avec une charge égale au couple nominal.

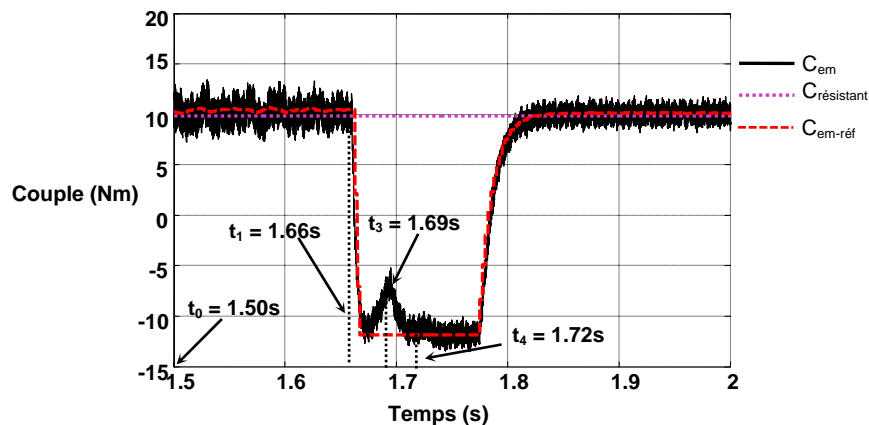


Figure 4.20. Variation du couple électromagnétique et du couple résistant

4.2.2.2.3. Les courants i_{sq} et i_{rq}

Selon les régulations des courants statoriques, le courant i_{sq} (figure 4.21) (exprimé en valeur réduite) est l'image du couple électromagnétique. Comme ce dernier, le courant i_{sq} subit une oscillation entre $t = 1.67$ s et $t = 1.70$ s sans dépasser sa valeur nominale. Le courant i_{rq} , (également exprimé en valeur réduite) réagit (figure 4.22) de manière à garder une orientation du flux rotorique suivant l'axe d du repère de Park (équation (4.4)). Il connaît les mêmes oscillations que le courant i_{sq} .

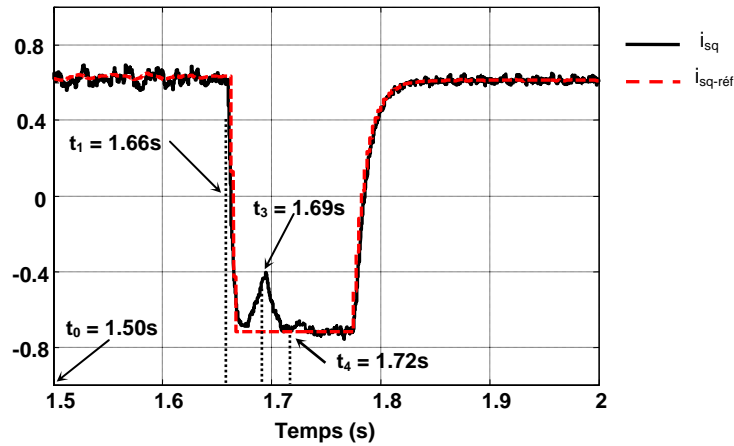


Figure 4.21. Variation du courant i_{sq}

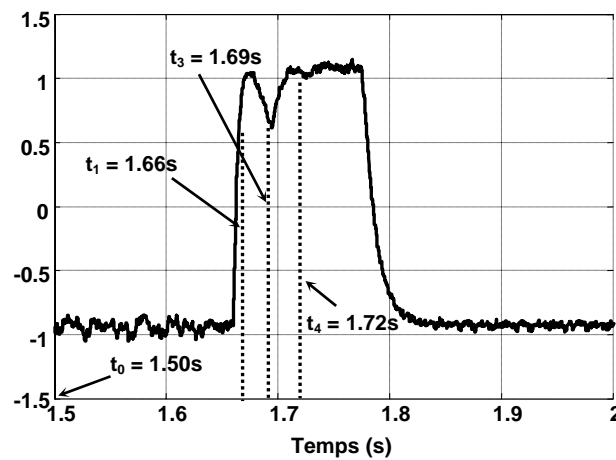


Figure 4.22. Variation du courant i_{rq}

4.2.2.2.4. Les courants i_{sd} et i_{rd} et le flux rotorique

Les courants i_{sd} et i_{rd} oscillent autour de leurs valeurs de références respectives, la reconfiguration de la commande n'ayant pas d'effets importants sur eux. Pendant les différentes étapes de la reconfiguration de la commande, l'orientation du flux rotorique n'a pas été modifiée (toujours $\varphi_{rq} = 0$) (figure 4.24).

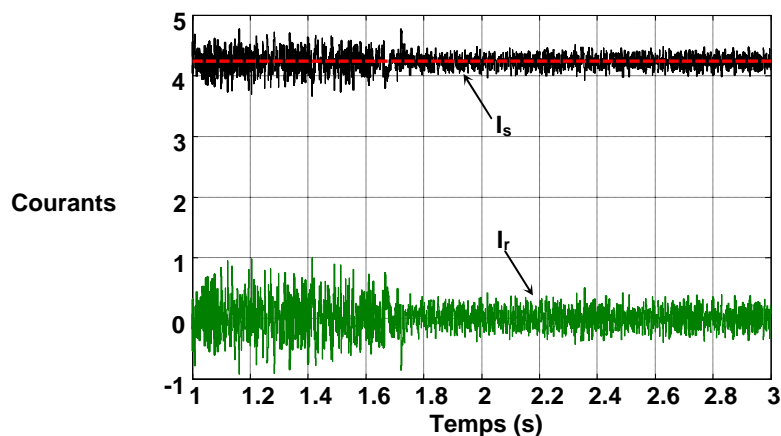


Figure 4.23. Variation des courants i_{sd} et i_{rd}

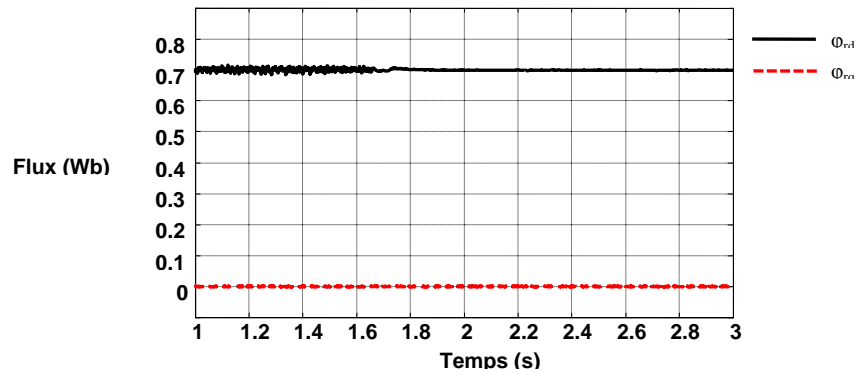


Figure 4.24. Allure des composantes d et q du flux rotorique

4.2.2.2.5. Courants de ligne

Les figures 4.25 et 4.26 montrent une comparaison entre les courants statoriques et rotoriques en fonctionnement sain et durant le fonctionnement après la reconfiguration. Après la reconfiguration de la commande, les amplitudes des courants statoriques et rotoriques demeurent inférieures aux valeurs maximales.

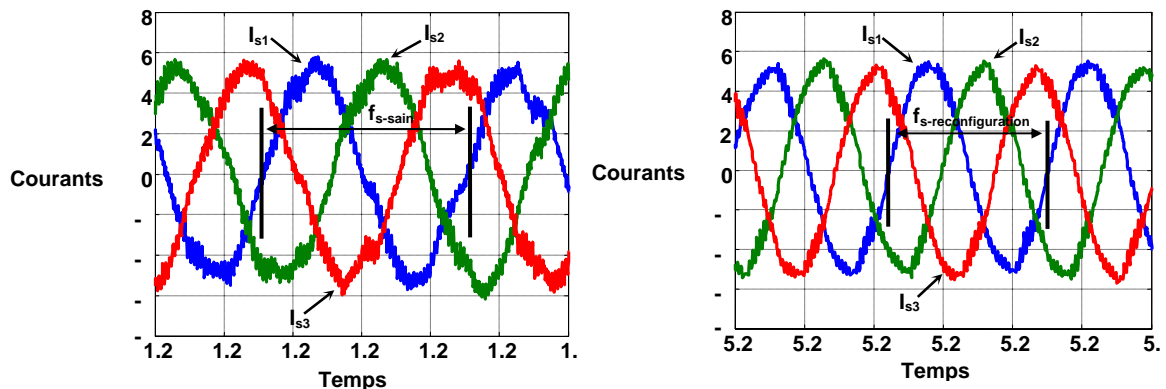


Figure 4.25. Comparaison entre les courants statoriques de ligne en fonctionnement sain et en fonctionnement après reconfiguration.

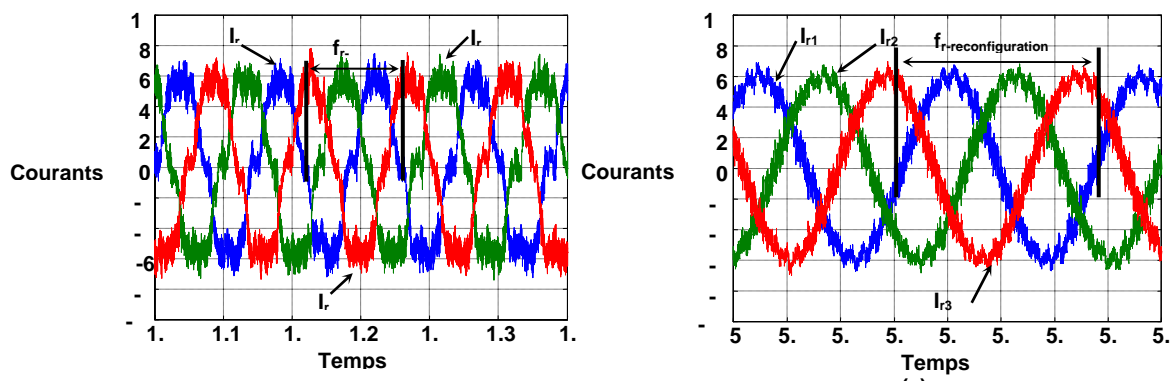


Figure 4.26. Comparaison entre les courants rotoriques de ligne en fonctionnement sain et en fonctionnement après reconfiguration

4.2.2.2.6. Effet de la reconfiguration de la commande sur les angles de transformation

Les angles de transformation θ_s et θ_r sont parmi les éléments les plus importants dans la structure de la commande car ils assurent le passage des grandeurs dans le repère fixe diphasé (α, β) vers les grandeurs de Park dans le repère (d, q) et inversement. En fonctionnement sain, le calcul de ces angles se fait à partir des composantes $(\alpha\beta)$ du flux rotorique puis en utilisant la relation d'auto pilotage.

La figure 4.27 montre l'évolution de θ_r lors du passage de la seconde à la troisième étape. Le ralentissement de la variation de θ_r est dû à la diminution de la fréquence rotorique suite au court circuit du rotor, et l'inversement de son sens de variation de l'angle est dû à l'inversion du signe de la pulsation rotorique. Celle-ci était négative en fonctionnement sain (loi de répartition de puissance) et est devenu positive suite à la reconfiguration de la commande (relation (4.11)).

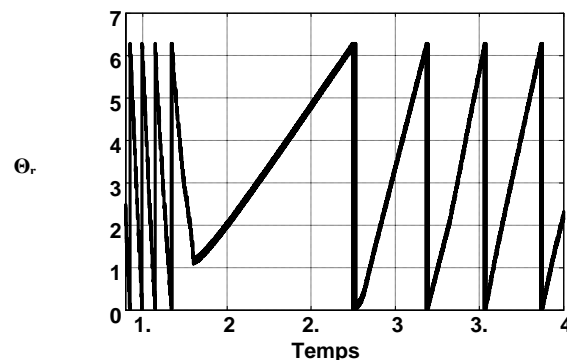


Figure 4.27. Allure de l'angle θ_r au cours de la phase I.

Une comparaison entre θ_r calculé par intégration de la relation (4.11) et celui à partir des composantes $(\alpha\beta)$ du flux rotorique montre une concordance au niveau de la fréquence des angles et donc que les flux rotoriques sont bien de pulsation θ_r . L'effet de la variation de la vitesse de référence de la machine sur l'allure de l'angle est bien illustré sur la figure 4.28.

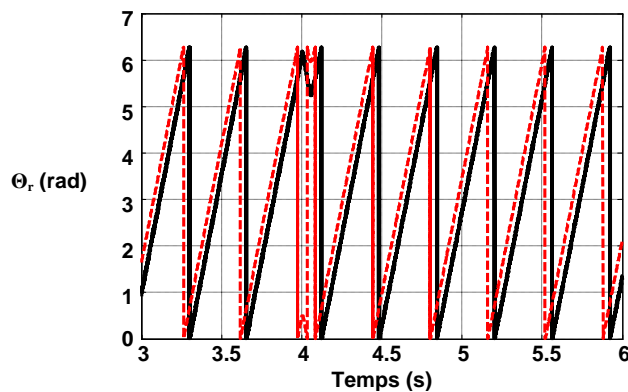


Figure 4.28. Comparaison entre le calcul de θ_r à partir du flux rotorique (—) et de la pulsation rotorique (- - -)

Quant à l'angle θ_s , sa fréquence augmente (figure 4.29) tout en gardant le même sens de variation (pas de changement de signe).

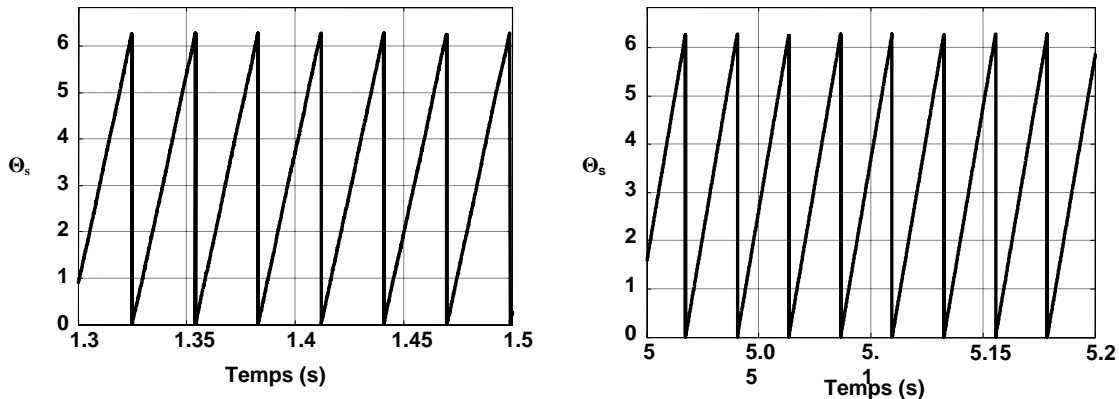


Figure 4.29. Variation de l'angle de transformation θ_s en fonctionnement sain (a) et après la reconfiguration (b) de la commande

2.2.2.2.7. Variation des pulsations statorique et rotorique

Les figures 4.30 et 4.31 présentent les allures respectives des pulsations statorique et rotorique. Quand on impose des tensions rotoriques nulles, la pulsation statorique diminue et la pulsation rotorique augmente en raison de la loi de répartition de puissance maintenue. Au moment de l'ouverture de K_m la loi de répartition de puissance est éliminée, et connaît une discontinuité.

Le calcul des pulsations change au moment de l'annulation des tensions rotorique et passe d'un calcul à partir de la loi de répartition de puissance à la loi d'autopilotage comme l'indique l'équation (4.12). Le calcul de la pulsation rotorique se fait à partir de l'équation (4.11). Le signe de la pulsation statorique ne change pas, par contre celui de la pulsation rotorique passe du négatif au positif, correspondant au passage d'un fonctionnement hypo synchrone à un fonctionnement hyper synchrone.

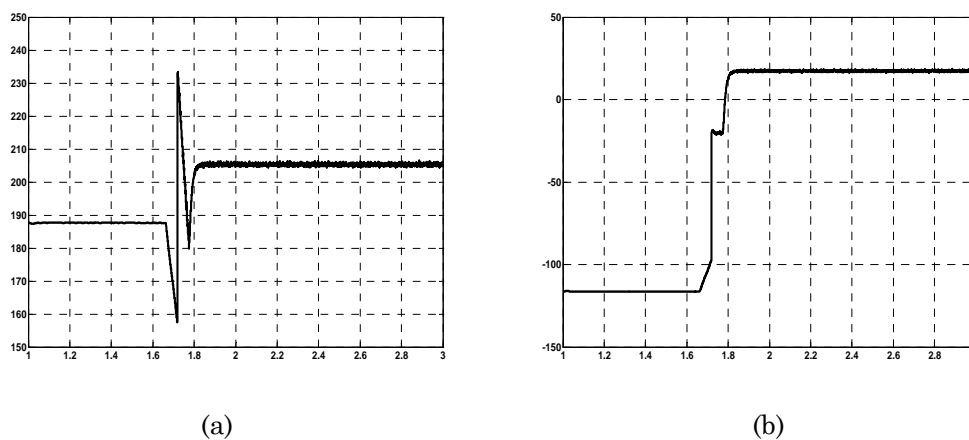


Figure 4.30. Allure de la pulsation statorique ω_s (a) et ω_r (b)

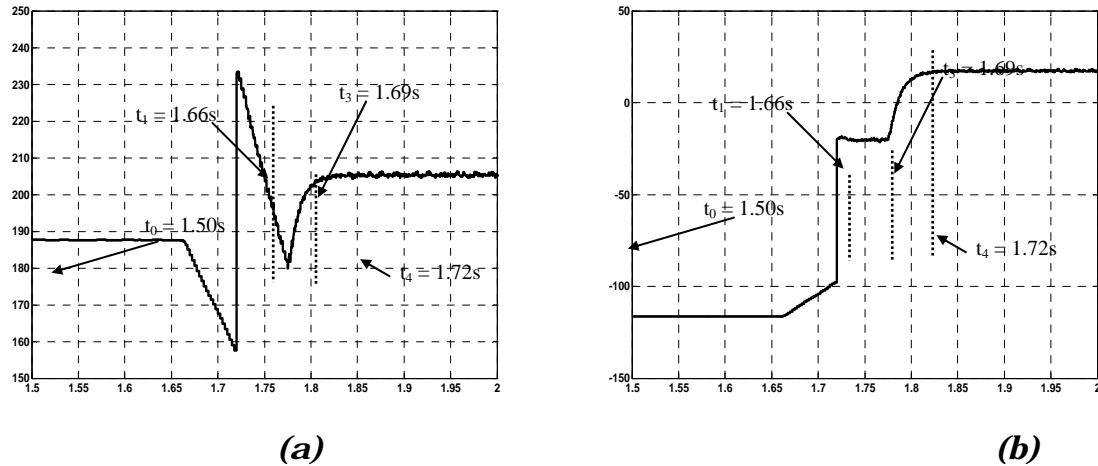


Figure 4.31. Allure de la pulsation statorique ω_s (a) et ω_r (b)

4.2.2.3. Cas d'un fonctionnement à basse vitesse et à couple de charge moyen

Le point de fonctionnement correspond à une vitesse de 40% de la vitesse nominale et un couple de charge de 30% le couple nominal. Le même procédé est utilisé pour la reconfiguration du mode de fonctionnement.

La puissance mécanique de la machine est de 12% de la puissance nominale. Il n'est plus alors nécessaire de faire changer la valeur de référence de la vitesse et on peut garder la vitesse de fonctionnement en régime sain comme la montre la figure 4.32.

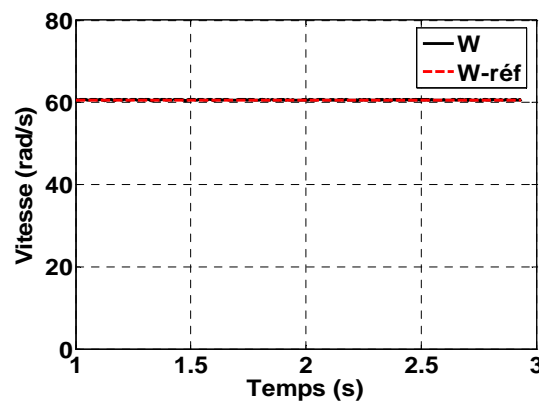


Figure 4.32. Variation de la vitesse de la machine avant et après la reconfiguration

La figure 4.33 illustre la variation des courants i_{sq} et i_{rq} pendant le défaut et après la reconfiguration de la commande. La vitesse de référence n'ayant pas varié, le couple de référence ne varie pas non plus et par conséquent les références des composantes en quadrature des courants. La variation des courants i_{sd} et i_{rd} (figure 4.34) montre bien que la magnétisation est toujours faite par le stator et que le flux rotorique est bien orienté suivant l'axe d (figure 4.35).

La diminution des oscillations au niveau des courants après la reconfiguration de la commande est due à l'élimination du convertisseur du rotor.

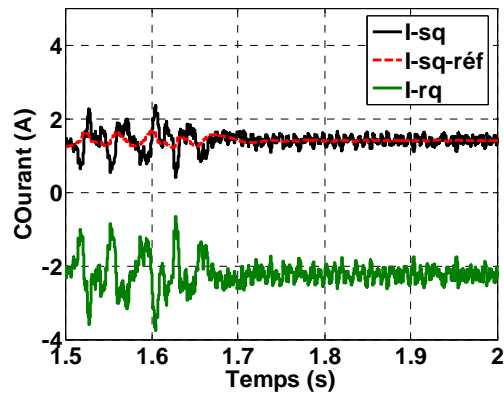


Figure 4.33. Variations des courants i_{sq} et i_{rq}

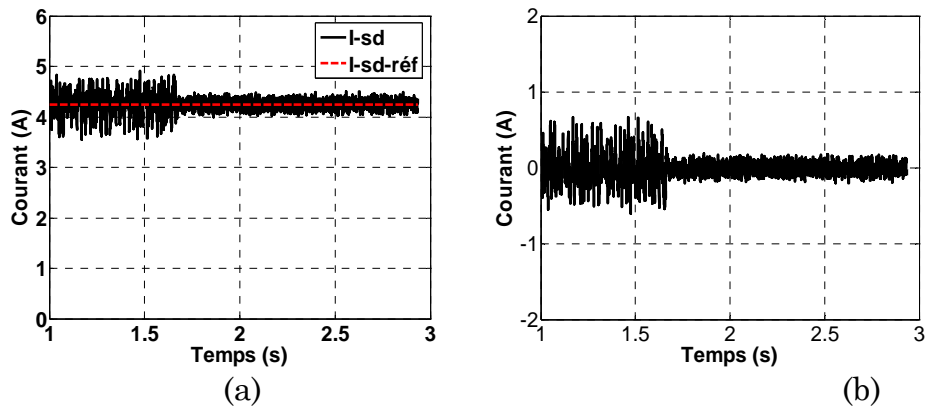


Figure 4.34. Variations des courants i_{sd} (a) et i_{rd} (b)

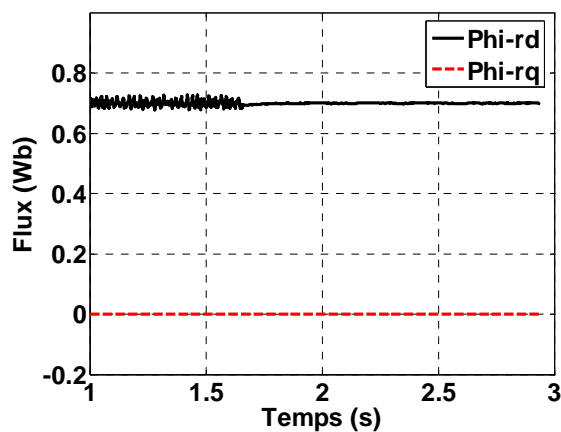


Figure 4.35. Variations des flux ϕ_{rd} (a) et ϕ_{rq} (b)

La variation des courants statoriques et rotoriques de lignes pendant le fonctionnement en défaut ne montre aucun dépassement de la valeur maximale de chacun des courants.

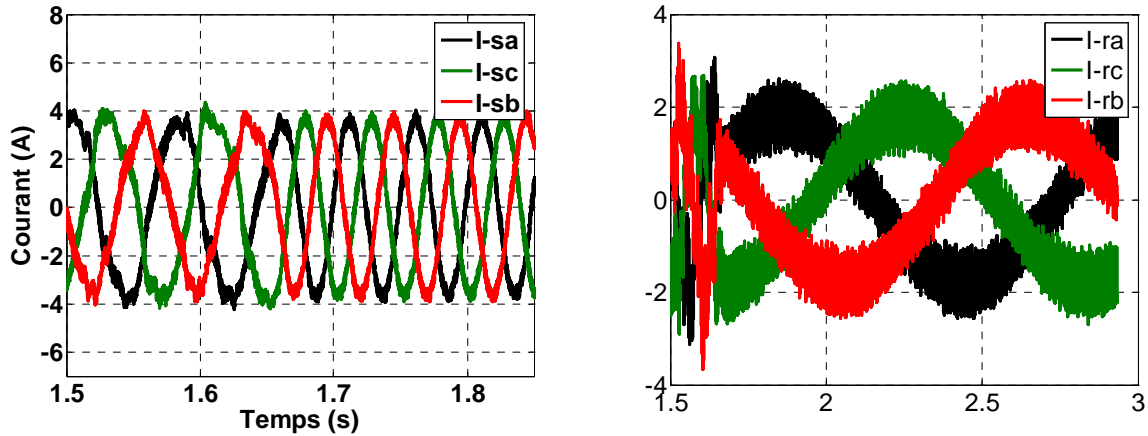


Figure 4.36. Variation des courants statoriques et rotoriques

4.2.2.4. Défaut de la capacité liée au stator

Dans le cas du défaut de la capacité de l'onduleur lié au stator, nous procédons de la même manière que précédemment, tant au niveau de la procédure de reconfiguration (élimination de l'onduleur défaillant) qu'au niveau des objectifs souhaités. Dans ce cas, la reconfiguration semble être plus complexe car la magnétisation étant effectuée par le stator, sa mise en court-circuit fait disparaître le contrôle du flux.

Afin de remédier à ce problème, deux changements sont effectués : le premier consiste à passer d'une orientation du flux rotorique à une orientation du flux statorique et le second concerne le passage d'une magnétisation par le stator à une magnétisation par le rotor. La suite de la procédure de la reconfiguration est identique au cas du défaut lié au rotor. Comme dans le cas précédent, on garde les mêmes régulateurs, car les fonctions de transfert des boucles de régulations des courants sont identiques à celles de la commande de la MADA

4.2.2.4.1. Structure de la nouvelle commande

Les équations liant les tensions s'expriment:

$$\begin{aligned}
 0 &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\
 0 &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\
 V_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\
 V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd}
 \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned}
 \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\
 \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\
 \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\
 \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}
 \end{aligned} \quad (4.13)$$

On a :

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \quad (4.14)$$

Donc

$$i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M_{sr} i_{rd}) \quad (4.15)$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{sq} = 0 \Leftrightarrow i_{sq} = -\frac{M_{sr}}{L_s} i_{rq} \quad (4.16)$$

La modélisation dans l'axe direct conduit à l'expression suivante :

$$\begin{aligned} V_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} (L_r i_{rd} + M_{sr} i_{rd}) - \omega_r \varphi_{rq} \\ \Leftrightarrow V_{rd} &= R_r (1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}) i_{rd} + \frac{M_{sr}}{L_s} (\omega_s \varphi_{sq} - R_s i_{sd}) - \sigma L_r \omega_r i_{rq} \end{aligned} \quad (4.17)$$

L'expression de la tension V_{rd} peut s'écrire de la manière suivante :

$$V_{rd} = V_{rd1} + V_{rdtc1}$$

Où :

$$V_{rd1} = R_r (1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}) i_{rd} \quad \text{et} \quad V_{rdtc1} = \frac{M_{sr}}{L_s} (\omega_s \varphi_{sq} - R_s i_{sd}) - \sigma L_r \omega_r i_{rq} \quad (4.18)$$

Pour l'axe en quadrature, il vient alors:

$$\begin{aligned} V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} (L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}) + \omega_r \varphi_{rd} \\ \Leftrightarrow V_{rq} &= R_r (1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}) i_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Comme V_{rd} , l'expression de la tension V_{rq} s'écrit :

$$V_{rq} = V_{rq1} + V_{rqtc1}$$

Où :

$$V_{rq1} = R_r (1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}) i_{rq} \quad \text{et} \quad V_{rqtc1} = \omega_r \varphi_{rd} \quad (4.20)$$

Comme pour le défaut lié au rotor, les des tensions V_{rd} et V_{rq} permettent de définir, pour les boucles de régulation de i_{rd} et i_{rq} , deux fonctions de transfert en boucles ouvertes selon V_{rd1} et V_{rq1} (équations (4.18) et (4.20)).

Ces fonctions de transfert sont identiques à celles développées pour la régulation de ces courants dans un fonctionnement en double alimentation de la machine, d'où les mêmes régulateurs de i_{rd} et i_{rq} .

Le calcul des pulsations statorique et rotorique est quasi-identique à celui effectué pour le défaut côté rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \end{cases} \quad (4.21)$$

D'où :

$$\omega_s = -R_s \frac{i_{sq}}{\varphi_{sd}} = -\frac{R_s M_{sr}}{L_s} \frac{i_{rq}}{\varphi_{sd}} \quad (4.22)$$

La figure 4.37 présente la structure de la boucle de régulation des courants i_{rd} et i_{rq} après reconfiguration. La valeur du courant de référence i_{rd} , a changé car l'orientation du flux est modifiée (on passe du flux rotorique au flux statorique et d'une magnétisation par le stator à une magnétisation par le rotor).

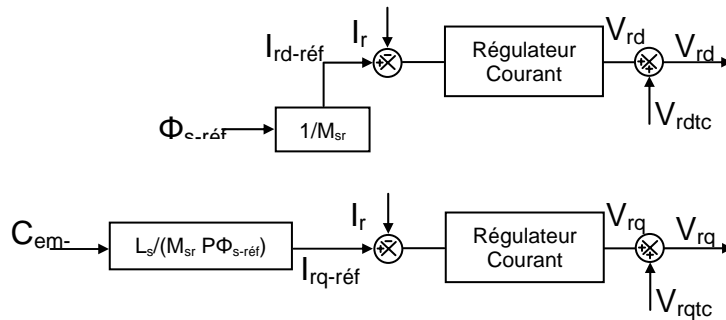


Figure 4.37. Structure de la nouvelle boucle de régulation des courants rotoriques de la machine

Le tableau suivant résume l'ensemble des valeurs de références des grandeurs caractéristiques avant et après l'apparition du défaut :

Grandeurs	Référence FS*	Référence FDRC*
Ω (vitesse de la machine)	Ω_n	40 % Ω_n
\dot{i}_{sd} -réf	Φ_r -réf / M_{sr}	0
\dot{i}_{rd} -réf	0	Φ_s -réf / M_{sr}
\dot{i}_{sq} -réf	$(C_{em}$ -réf L_r) / (P Φ_r -réf M_{sr})	0
\dot{i}_{rq} -réf	$-C_{em}$ -réf / (P Φ_r -réf)	$(C_{em}$ -réf L_s) / (P Φ_s -réf M_{sr})

* FS : Fonctionnement sain, FRC : Fonctionnement avec reconfiguration de la commande

Tableau 4.3. Changement des références suite à la reconfiguration de la commande

L'organigramme sur la figure 4.38 présente la chronologie de la reconfiguration de la commande de la MADA pour un défaut du bus continu du stator.

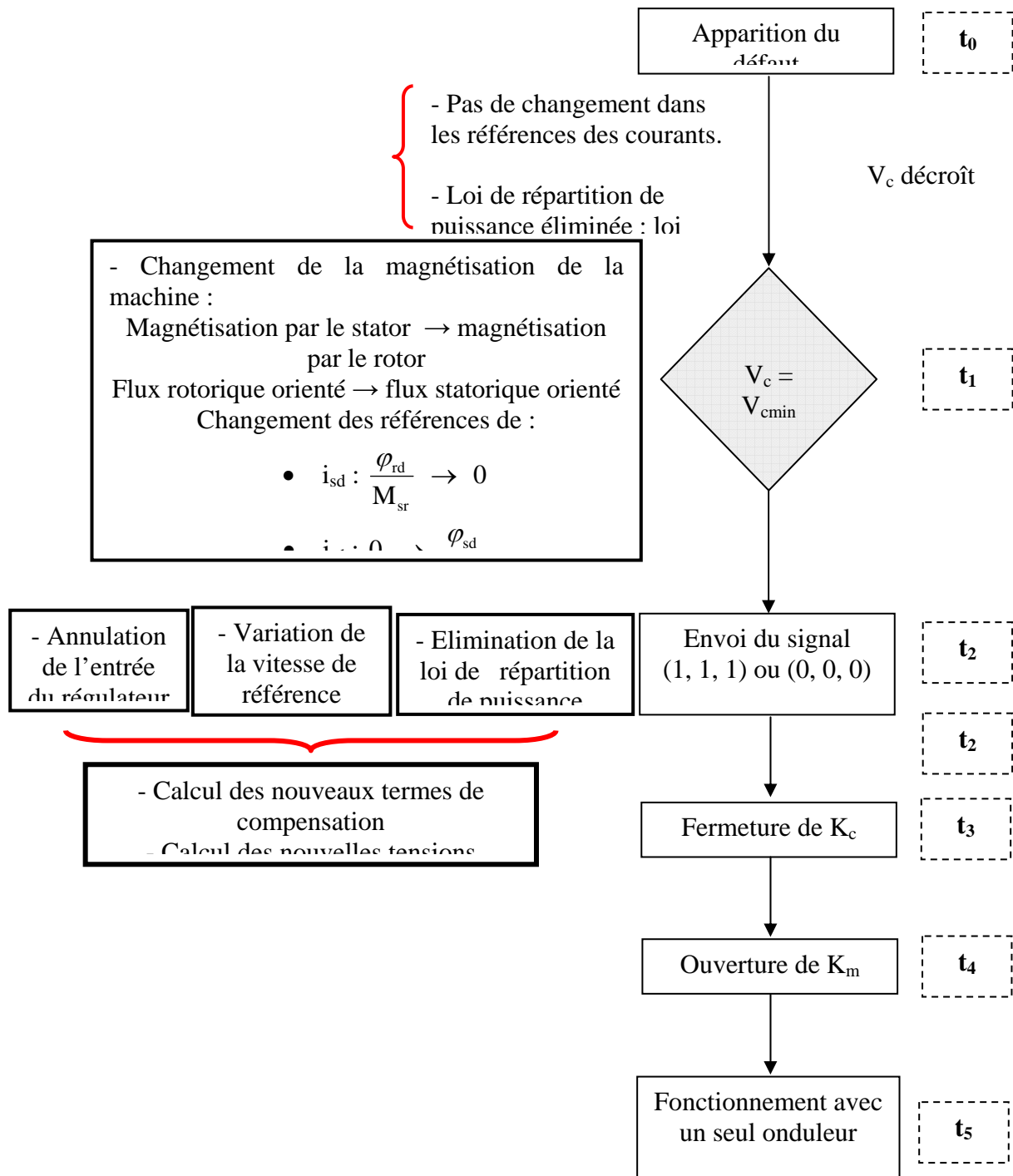


Figure 4.38. Organigramme de la reconfiguration de la commande pour un défaut côté stator

4.2.2.4.2. Analyse du défaut

Dans le cas du défaut côté stator, les instants caractérisant le passage d'une étape à la suivante ne sont plus les mêmes car la procédure n'est plus la même non plus.

- $t_0 = 1.5\text{s}$: déclenchement du défaut
- $t_1 = 1.66\text{s}$: $V_{cr} = V_{cr-\text{min}}$.
- $t_{\text{bis}} = t_1$: annulation des tensions d'alimentation côté rotor.
- $t_2 = 1.665\text{s}$: variation de la vitesse de référence de la machine
- $t_3 = 1.69\text{s}$: fermeture de K_c .
- $t_4 = 1.72\text{s}$: ouverture de K_m .

La figure 4.39 illustre l'évolution de la vitesse de la machine suite à la reconfiguration du mode de fonctionnement. Dans ce cas, la vitesse a été abaissée à 40% de sa valeur nominale et ceci par souci de respect des tensions maximales qui peuvent être fournies par l'onduleur du rotor.

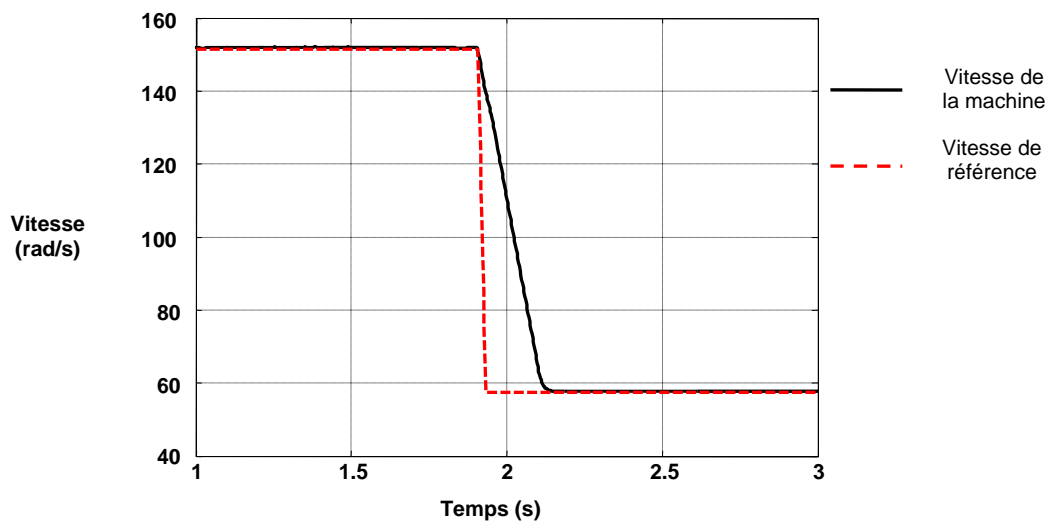


Figure 4.39. Variation de la vitesse de la machine et sa référence

Le couple électromagnétique, ainsi que les composantes de l'axe q des courants statorique et rotorique ne dépassent pas leurs valeurs maximales respectives.

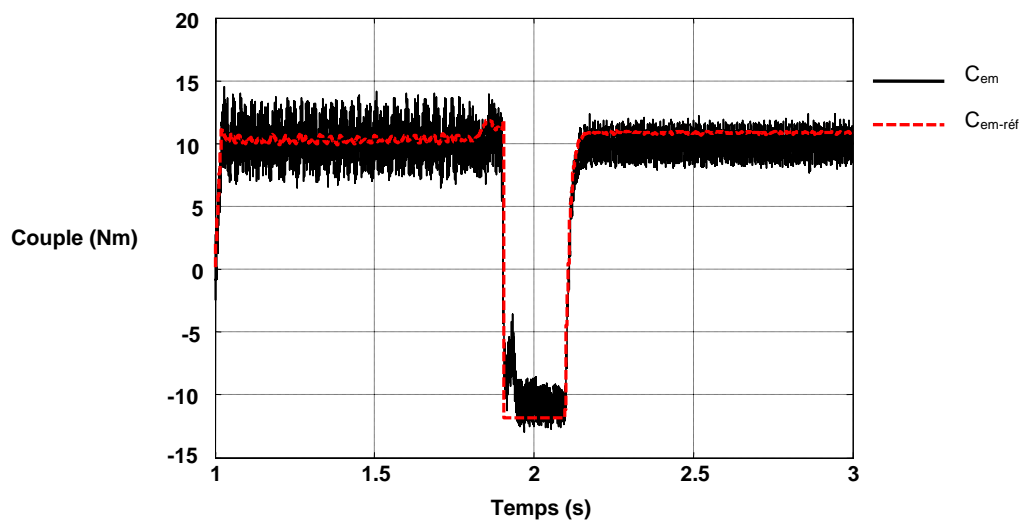


Figure 4.40. Variation du couple électromagnétique et de sa référence

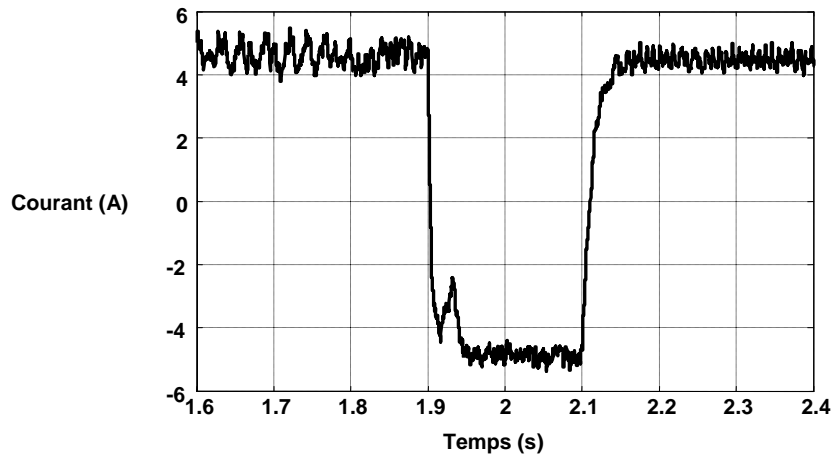


Figure 4.41. Variation du courant i_{sq}

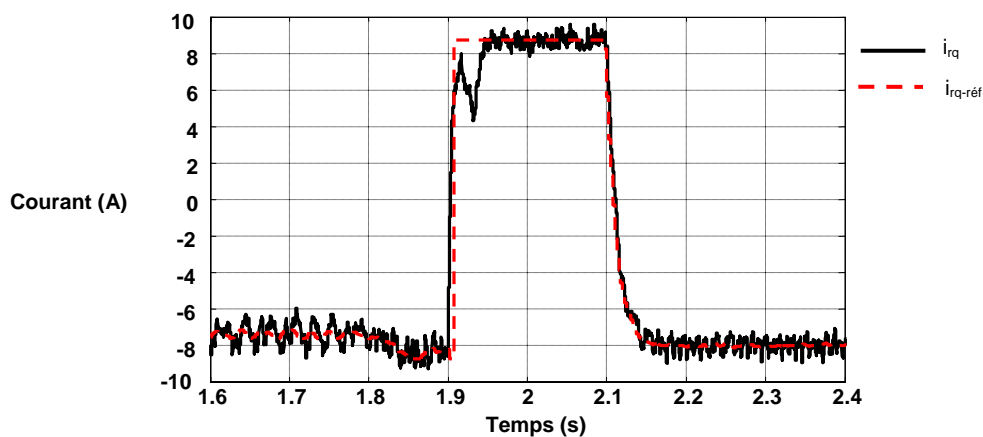


Figure 4.42. Variation du courant i_{rq}

La figure 4.43 illustre le passage d'une magnétisation par le stator à une magnétisation par le rotor. Le courant i_{sd} passe d'une valeur égale à $\phi_{r-réf}/M_{sr}$ à une valeur nulle et le courant i_{rd} passe de la valeur nulle à la valeur $\phi_{s-réf}/M_{sr}$. Ce changement permet aussi de modifier l'orientation du flux : du flux rotorique vers le flux statorique.

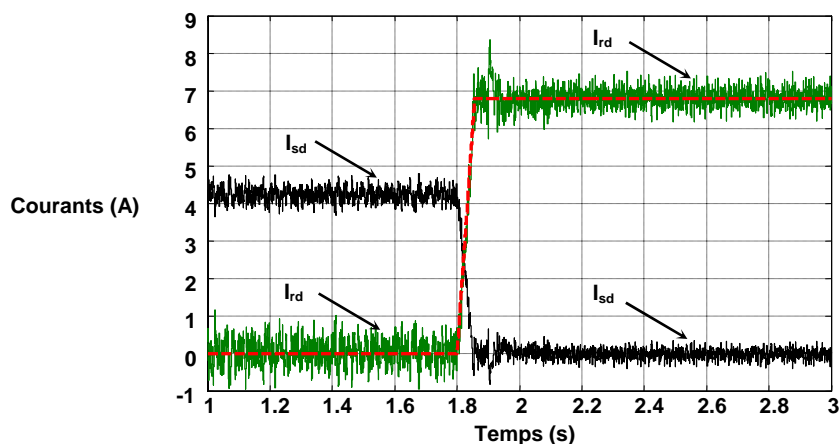


Figure 4.43. Variation des courants i_{sd} et i_{rd}

La figure 4.44 présente l'évolution de la composante φ_{rd} du flux rotorique en fonctionnement sain et après reconfiguration du mode de fonctionnement et la valeur de φ_{rq} qui n'est plus nulle. En effet, l'axe d est selon le flux statorique.

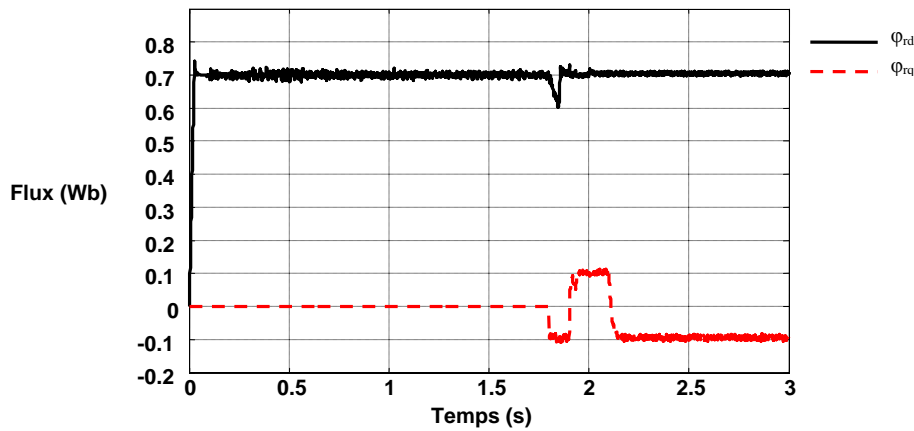


Figure 4.44. Allure des composantes d et q du flux rotorique

L'étude du défaut de capacité de bus continu nous a permis de mettre en place un dispositif de reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA. Ce dispositif composé d'un circuit de puissance assurant le passage d'un fonctionnement en double alimentation vers une machine « à cage » et d'une reconfiguration de la commande vectorielle. Il s'est avéré que cette reconfiguration est possible et simple à mettre en œuvre. Il est très important de connaître l'armature magnétisante afin de savoir s'il y a nécessité de changer de magnétisation ou non. On se place maintenant dans le cadre de défauts plus dangereux et fréquents à savoir les défauts de court-circuit d'interrupteurs.

4.3. Défaut de court-circuit d'un bras de l'onduleur

On propose dans cette partie d'étudier la reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA suite à un défaut de court circuit d'un bras entier de l'onduleur. Le défaut précédent nous a permis d'étudier la faisabilité de la méthode de reconfiguration proposée. Le défaut de capacité du bus continu ne remet pas en cause le modèle diphasé de la machine, car il n'introduit pas de déséquilibre au niveau de l'alimentation de la machine. Ce qui n'est pas le cas du défaut de court circuit.

4.3.1. Modélisation de l'entraînement électrique en vue de la reconfiguration du mode de fonctionnement

Afin d'étudier les effets de ce défaut sur la MADA, il est indispensable de disposer d'un modèle de la MADA capable de reconstituer fidèlement l'impact de ce défaut tenant compte notamment du déséquilibre au niveau des tensions d'alimentation. Il est nécessaire de disposer des modèles d'interrupteurs électroniques plus proches de la réalité.

Le modèle élaboré précédemment dans sa totalité sous Matlab-Simulink est remis en question : le modèle diphasé de la machine et les interrupteurs de puissances supposés parfaits. Afin de résoudre ce problème nous profitons des possibilités qu'offre une co-simulation Matlab-Simulink Psim et le module de liaison « Sim coupler ». En effet le logiciel Psim dispose d'un modèle triphasé de la MADA et d'une riche bibliothèque de composants électroniques permettant la simulation de l'ensemble de l'entraînement électrique le plus réaliste possible. On procède alors de la façon suivante :

- Avec le logiciel Matlab-Simulink nous simulons l'ensemble du contrôle vectoriel de la MADA. Matlab-Simulink reçoit comme variables d'entrées la mesure des courants de ligne du stator et du rotor de la MADA à partir de Psim et renvoie comme variables de sortie les signaux de commande des onduleurs statorique et rotorique.

- Le logiciel Psim reçoit donc ces ordres de commandes qui permettent de reconstituer les tensions d'alimentation de la MADA. Avec ce logiciel nous simulons toute la partie puissance à savoir : la MADA, les deux onduleurs, le réseau d'alimentation, et les deux redresseurs et le filtre, la charge et enfin le dispositif de reconfiguration du fonctionnement. La figure 4.45 représente le schéma complet du dispositif de reconfiguration sous Psim.

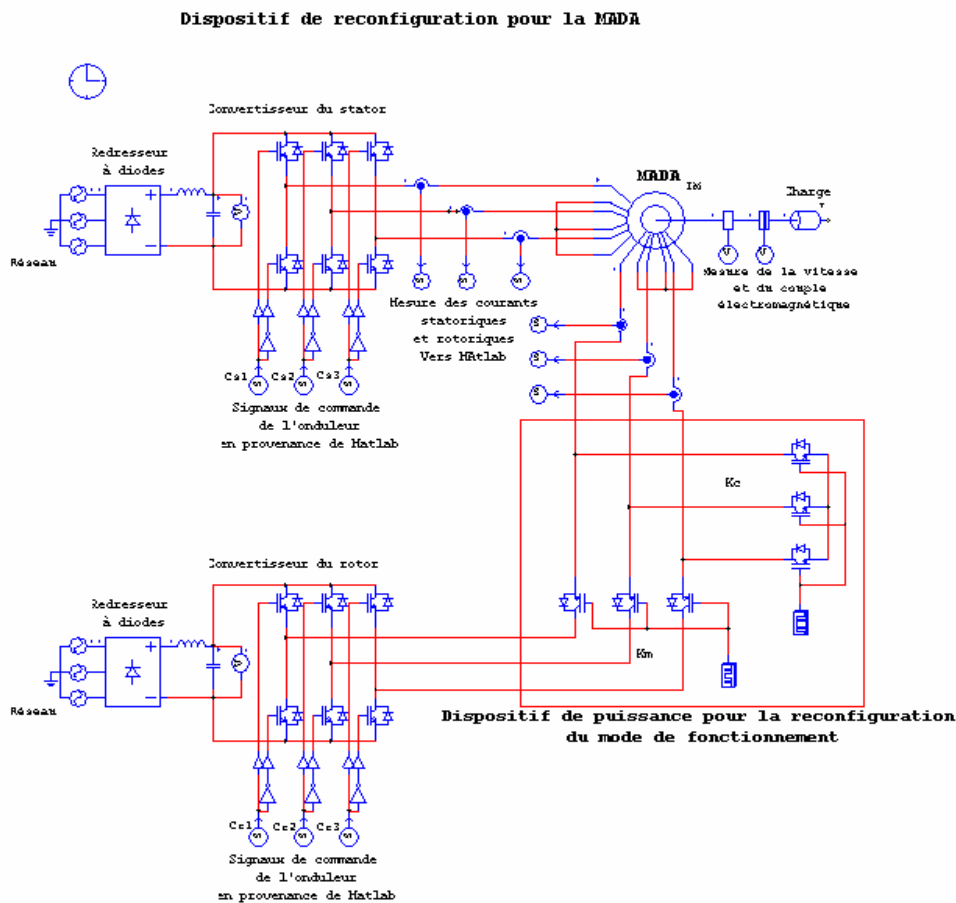


Figure 4.45. Dispositif permettant la reconfiguration de la commande sous Psim

Dans la figure 4.46, nous illustrons le principe de co-simulation Matlab-Simulink Psim : l'échange d'informations entre les deux programmes est assuré à travers le « *Sim Coupler* ».

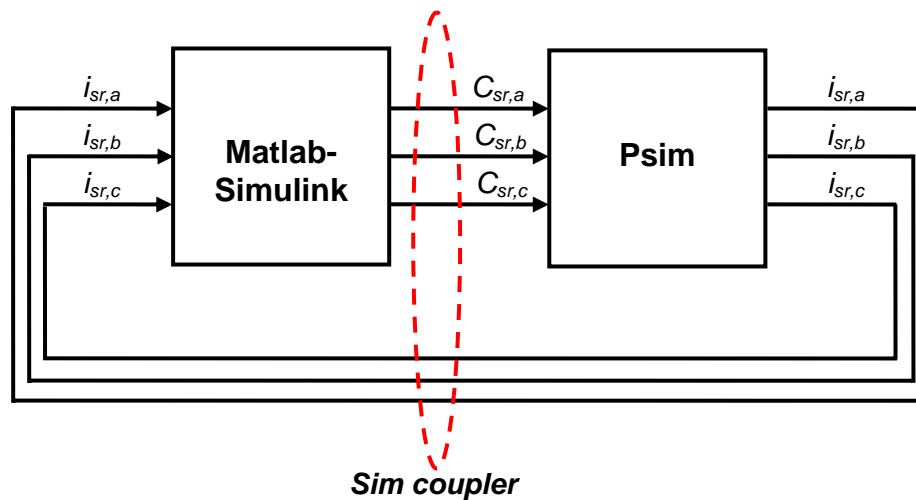


Figure 4.46. Dispositif permettant la reconfiguration de la commande sous Psim

Dans la suite de ce paragraphe nous étudions le défaut de court-circuit d'un bras entier côté rotor puis côté stator.

4.3.2. Défaut de court-circuit d'un bras de l'onduleur lié au rotor

Le défaut de court – circuit d'un bras entier d'un onduleur consiste en un court – circuit des IGBTs T_1 et T_2 . Nous supposons que l'interrupteur T_1 se met en court – circuit en premier.

L'interrupteur T_2 , grâce à sa protection interne par les drivers, s'ouvre afin d'empêcher le court – circuit de la capacité C du bus continu. Nous nous retrouvons alors dans une nouvelle configuration de fonctionnement défaillant avec T_1 en court – circuit et T_2 en ouverture permanente (figure 4.47). La durée de cet épisode est de l'ordre de $10 \mu\text{s}$.

Ainsi la phase a de l'alimentation rotorique est reliée à la borne positive de la tension du bus continu et aucun courant ne circule dans l'IGBT T_2 .

La figure 4.47 illustre le dispositif de puissance permettant de reconfigurer le fonctionnement de la machine (pour un défaut côté rotor). Les interrupteurs K_m et K_c sont des interrupteurs électroniques IGBTs. Les IGBTs de l'interrupteur K_c sont montés à collecteurs communs. Ceci facilite leur commande de tous les trois en même temps.

La rapidité de propagation d'un tel défaut, de l'ordre de quelques millisecondes, justifie le choix d'interrupteurs électroniques au lieu

d'interrupteurs mécaniques qui ne réagissent qu'en quelques dizaines de millisecondes.

Les IGBTs sont choisis en raison de la simplicité de leur commande et de la rapidité de leur commutation, malgré un coût supérieur des thyristors.

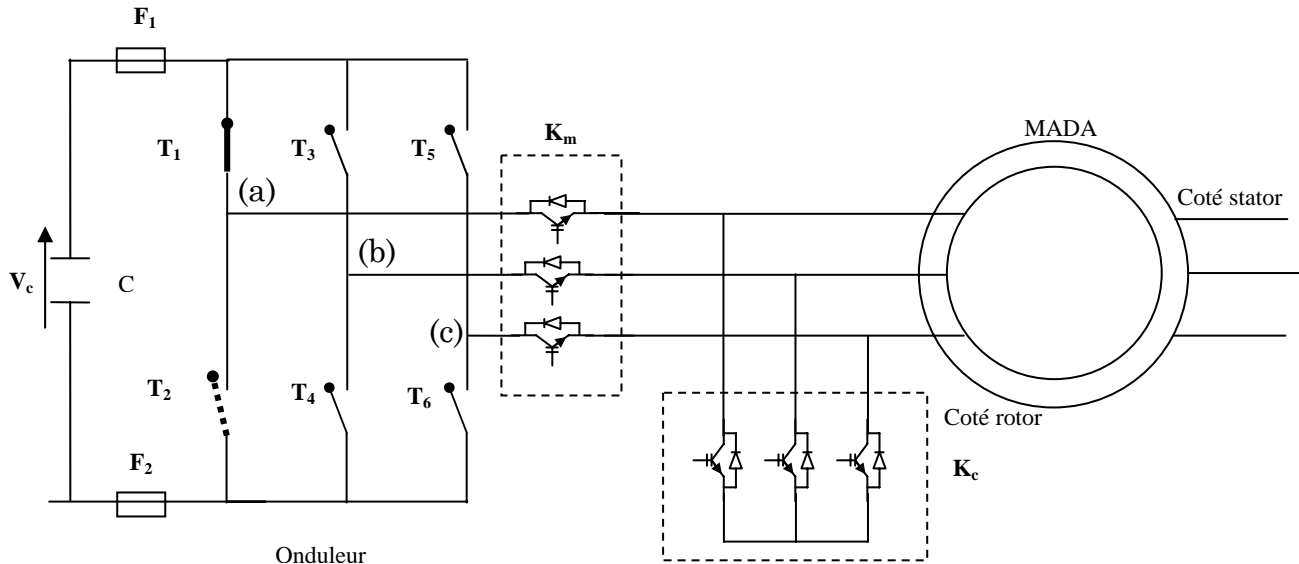


Figure 4.47. Dispositif de puissance permettant la reconfiguration de la commande

La figure 4.48 présente les différentes phases de reconfiguration du dispositif de puissance pour ce défaut

- En fonctionnement sain (figure 4.48.a) l'onduleur du rotor fonctionne convenablement. Les interrupteurs K_m et K_c formés chacun de trois IGBTs sont respectivement fermés et ouverts. En ce qui concerne K_c , les diodes anti-parallèles avec les transistors sont bloquées car elles sont polarisées en inverse.

- A l'apparition du défaut (figure 4.48.b). Les états de K_c et de K_m restent inchangés.

- Afin de protéger les autres des IGBTs et ne pas les court-circuiter, on les ouvre tous (figure 4.48.c). Les diodes en anti-parallèle ne peuvent pas conduire car polarisées en inverse. On procède alors sans risque à la reconfiguration du dispositif de puissance.

- On ouvre l'interrupteur K_m (figure 4.48.d). L'onduleur est complètement isolé. Comme précédemment, les diodes en anti-parallèle de l'interrupteur K_m ne peuvent pas conduire car polarisées en inverse.

- Dans la dernière étape (figure 4.48.e), on ferme K_c et le rotor de la MADA est en court-circuit. L'onduleur défaillant est complètement isolé de l'ensemble de

l'entraînement électrique. La machine se retrouve dans une configuration de machine à rotor en court-circuit.

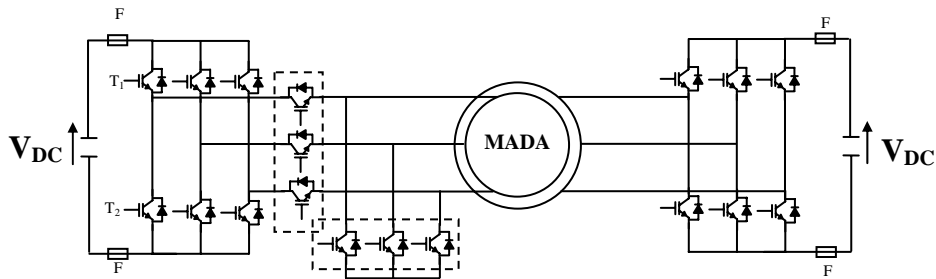


Figure 4.49.a. Fonctionnement sain

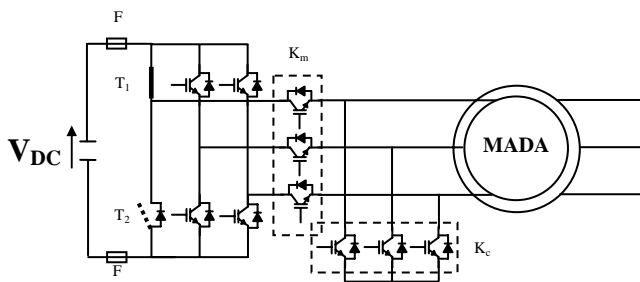


Figure 4.49.b. Fonctionnement avec défaut

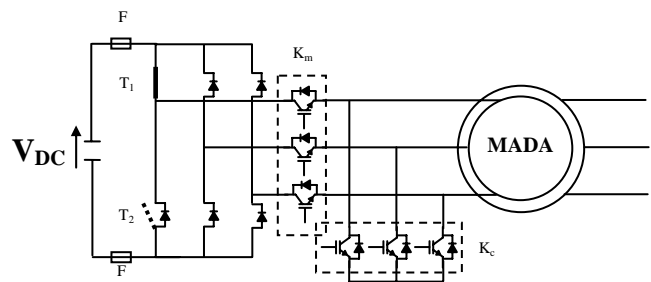


Figure 4.49.c

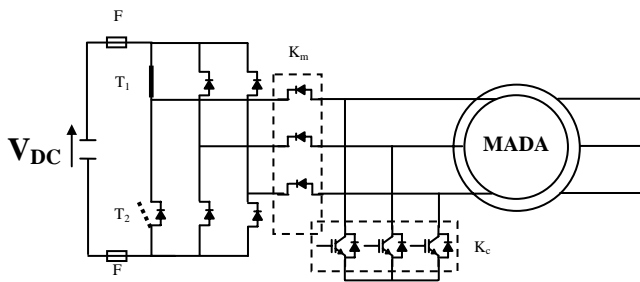


Figure 4.49.d

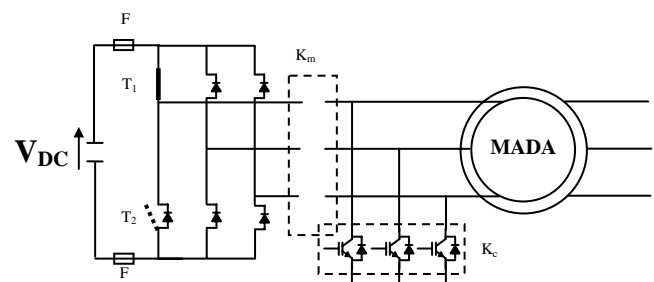


Figure 4.49.e. Reconfiguration de la commande

Figure 4.49. Différentes étapes de la reconfiguration

A $t = t_0$, apparition du défaut. Les protections des IGBTs fonctionnent correctement, l'interrupteur T_2 s'ouvre en t_1 tel que $t_{1\max} = t_0 + 10 \mu\text{s}$. La tension émetteur – collecteur au niveau de T_2 indique bien la détection du défaut.

A $t_2 = t_0 + 1\text{ms}$, on annule les tensions d'alimentation de l'armature rotorique et on ferme les interrupteurs K_c .

A $t_3 = t_0 + 1.5\text{ms}$, on ouvre les interrupteurs K_m .

A $t_4 = t_0 + 2\text{ms}$, on varie la valeur de la vitesse de référence et on élimine la loi de répartition de puissance.

L'algorithme de la reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA qui permet de passer d'un fonctionnement en double alimentation à un fonctionnement en machine à rotor en court-circuit se fait selon la figure 4.49 :

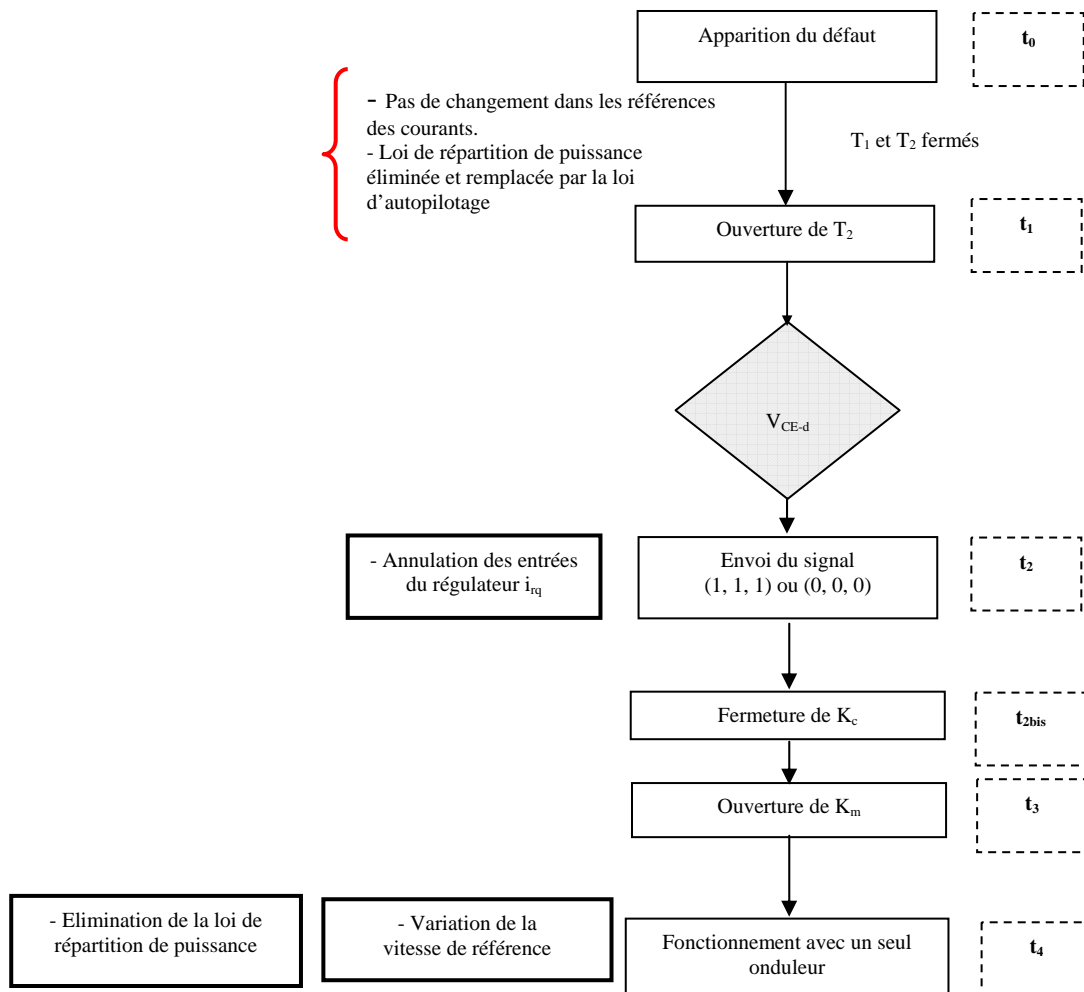


Figure 4.49. Organigramme de la reconfiguration de la commande pour un défaut de court – circuit d'un bras d'onduleur.

4.3.3. Résultats de simulation

La simulation du défaut est réalisée à l'aide d'une co-simulation Matlab-Simulink Psim. Nous simulons le défaut pour un point de fonctionnement à vitesse nominale et un couple de charge constant égal au couple nominal. L'instant d'apparition du défaut est $t_0 = 2.5s$. Nous appliquons alors la procédure de reconfiguration citée ci-dessus (figures 4.47 et 4.49).

Comme pour un défaut de capacité, nous procédons à la variation de la vitesse de la machine en diminuant sa valeur. Cette variation est effectuée à $t_4 = 2.5s + 2ms$. L'apparition du défaut cause une chute de la vitesse donc il faut rapidement changer la référence de la vitesse. La commande en vitesse, comme le montre la figure 4.51 est toujours assurée. La vitesse de référence est variée comme

précédemment en respectant le dimensionnement du convertisseur statorique. Le couple électromagnétique varie en conséquence pendant le régime dynamique de la vitesse puis reprend sa valeur qui correspond au couple de charge (constant et égal au couple nominal à $t = 2\text{s}$).

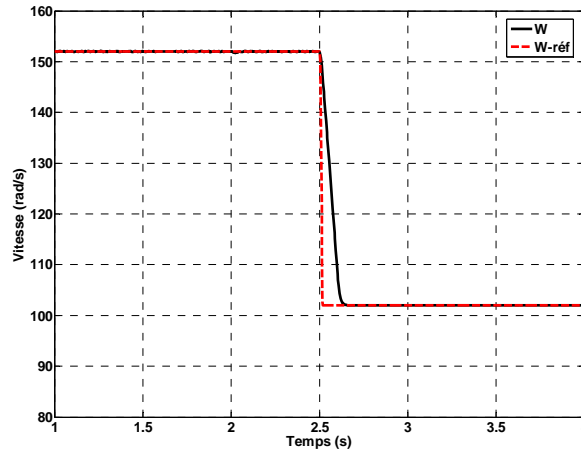


Figure 4.50. Variation de la vitesse de la machine

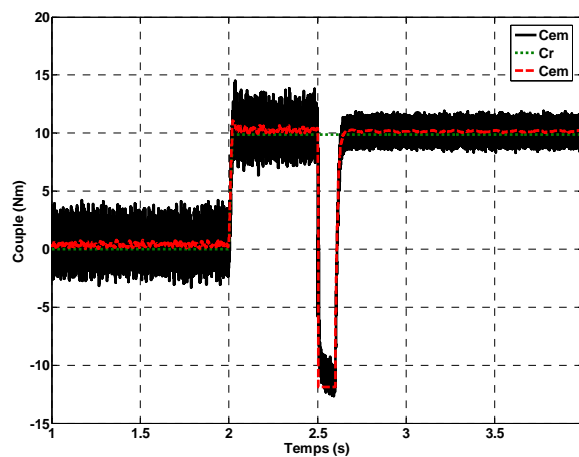


Figure 4.51. Variation du couple électromagnétique, de sa référence et du couple de charge.

Le courant i_{sq} suit également sa référence. Quant à la variation de i_{rq} , elle est faite de manière à garder toujours un flux rotorique orienté suivant l'axe d comme le montre la figure 4.52.

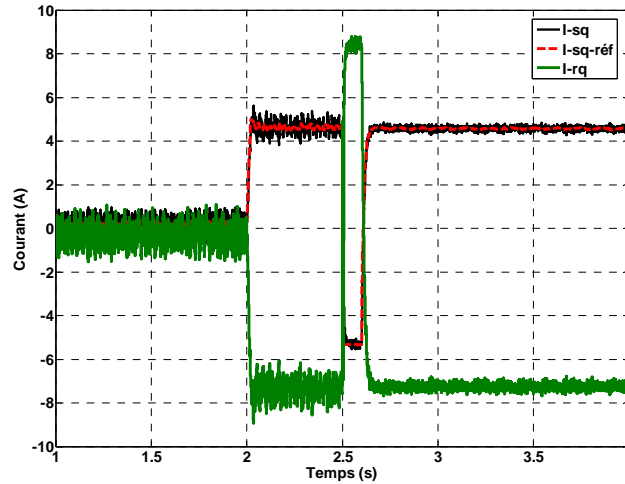


Figure 4.52. Variation de i_{rq} et i_{sq}

Le défaut de court-circuit provoque un léger transitoire au niveau des courants i_{sd} et i_{rd} sous forme d'un pic, de l'ordre de la valeur du courant nominal pour i_{rd} et de l'ordre de 120 % pour i_{sd} , (figure 4.53). Ce pic est causé par l'apparition du défaut à $t_0 = 2.5s$. La reconfiguration rapide du système a permis de limiter la propagation du défaut, en notant néanmoins une légère diminution de la valeur du courant i_{rd} , et les deux grandeurs (i_{sd} et i_{rd}) ont repris leurs valeurs ordinaires.

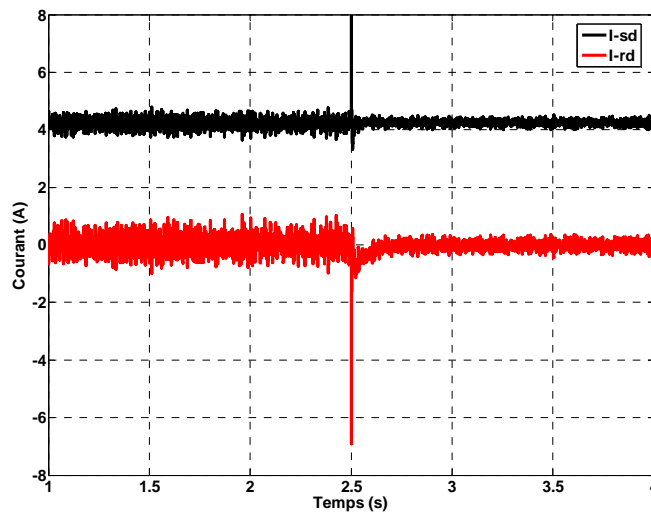


Figure 4.53. Variation de i_{rd} et i_{sd}

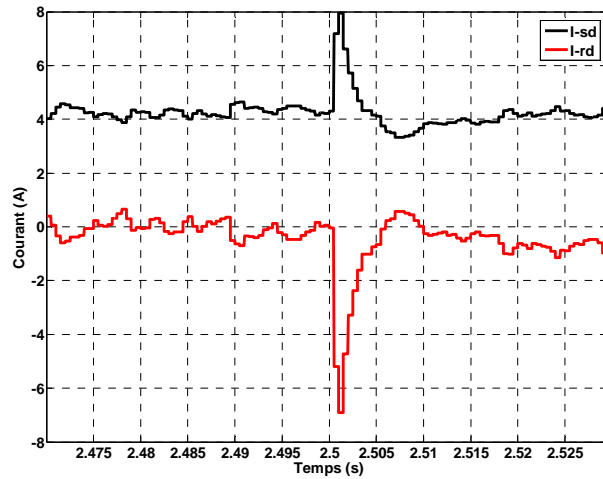


Figure 4.53.a Effet de loupé sur la variation de i_{rd} et i_{sd}

La figure 4.54 montre les variations des composantes directe et quadratique du flux rotorique. L'impact du défaut sur les courants i_{sd} et i_{rd} se retrouve sur le flux φ_{rd} . En effet, nous constatons, pendant toute la période de la reconfiguration, une diminution de la valeur du flux diminue puis un retour à sa valeur initiale à la fin de la reconfiguration.

La composante du flux rotorique en quadrature reste nulle pendant toute la phase de la reconfiguration. Ceci s'explique par le fait que dans notre commande nous supposons que l'orientation du flux est imposée.

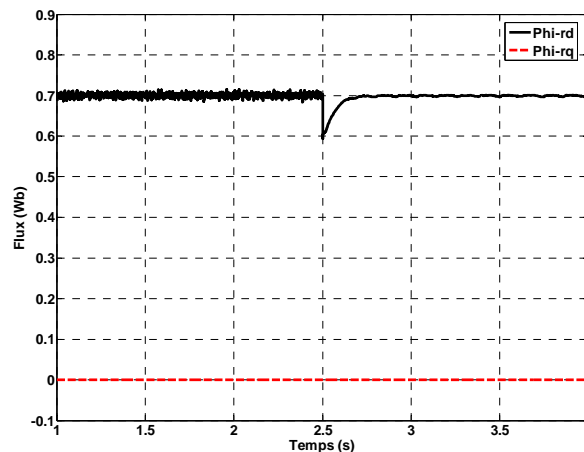


Figure 4.54. Variation de φ_{rd} φ_{rq}

Les courants rotoriques et statoriques subissent un régime transitoire de 150 ms au cours duquel leurs fréquences respectives changent. Le pic observé sur les courants i_{sd} et i_{rd} est présent aussi sur ces courants et les pulsations.

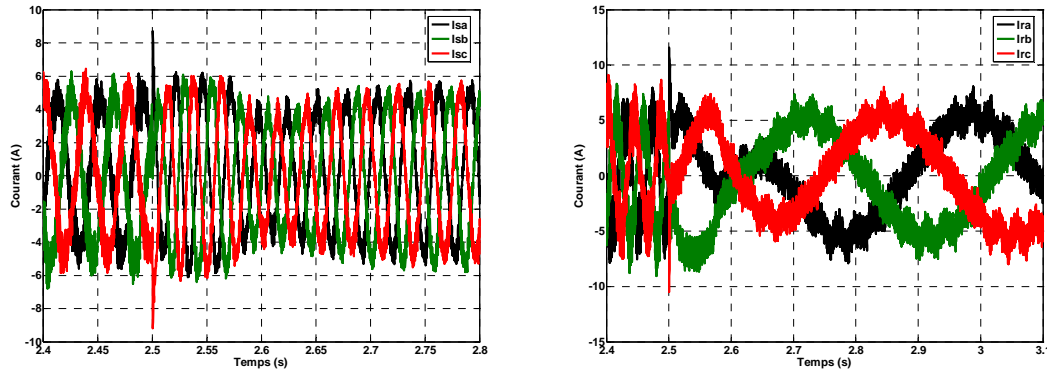


Figure 4.55. Variation des courants statoriques et rotoriques

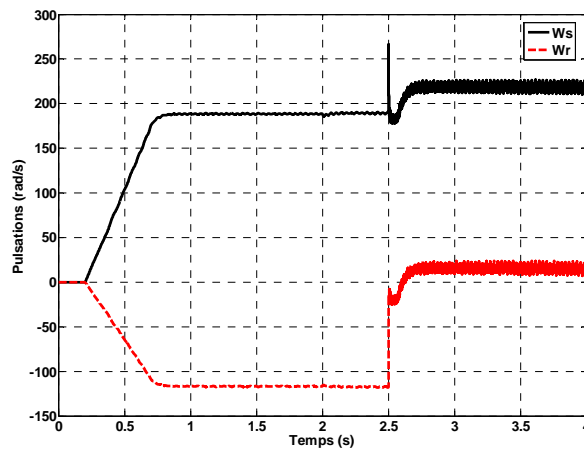


Figure 4.56. Variation des pulsations statoriques et rotoriques

A la fin de la reconfiguration de la commande, c'est-à-dire au moment du passage du fonctionnement MADA au fonctionnement machine à rotor en court-circuit, les pulsations changent de valeurs puisque la loi de répartition de puissance est éliminée. Comme précédemment, on estime la pulsation rotorique à partir de l'équation (4.11) puis la pulsation statorique en utilisant la loi d'autopilotage. Lors du fonctionnement en régime sain, la machine fonctionnait en moteur hyper synchrone. Après reconfiguration elle fonctionne en moteur hypo synchrone

4.3.4 Défaut de court-circuit d'un bras de l'onduleur lié au stator

Dans le cas d'un défaut de l'onduleur lié au stator, la rapidité de propagation du défaut pose problème. En effet, vu que l'armature magnétisante est celle du stator, il n'est pas possible de changer de magnétisation et d'orientation du flux puis de reconfigurer la commande, comme c'est le cas pour le défaut de la capacité de bus continu

Dans ce cas, la solution est d'arrêter momentanément l'ensemble du dispositif puis de redémarrer avec l'armature du stator en court-circuit et la commande

reconfigurée (en tenant compte du changement de la magnétisation et de l'orientation du flux).

4.4. Défaut de court-circuit de deux interrupteurs de deux bras différents de l'onduleur

Ce défaut, consiste à mettre deux interrupteurs en court-circuit : l'interrupteur T_1 du premier bras et l'interrupteur T_4 du second (figure 4.57).

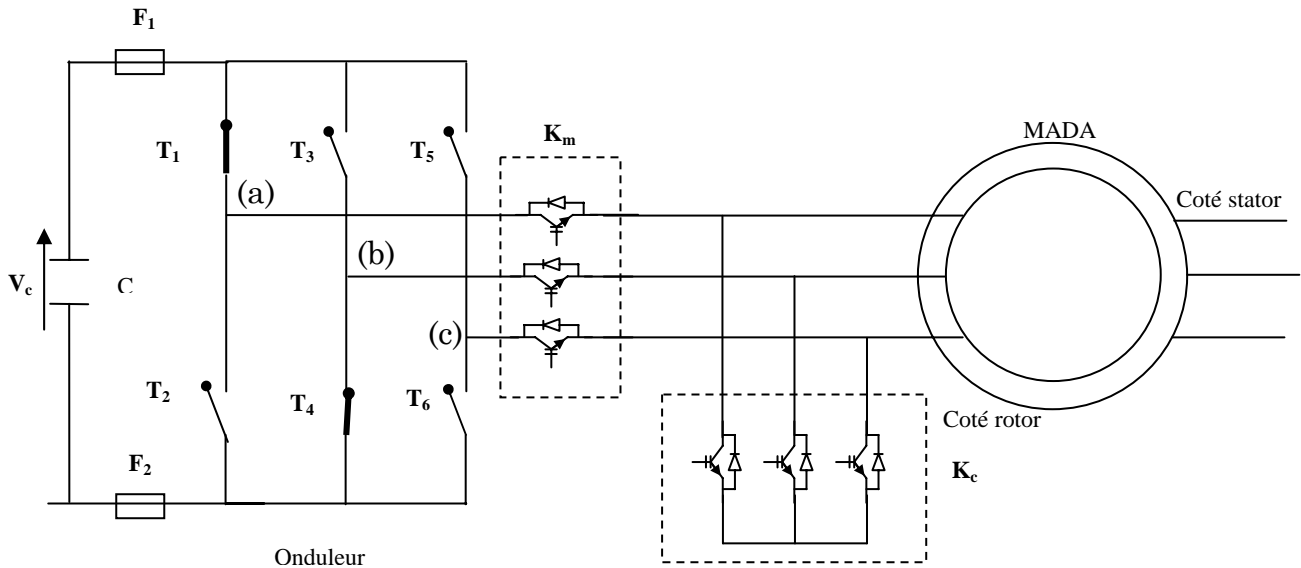


Figure 4.57. Dispositif de puissance permettant la reconfiguration de la commande

La procédure de reconfiguration est identique au défaut précédent. La vitesse de la machine et le couple électromagnétique (figure 4.58), répondent correctement aux variations de leurs références respectives suite à la reconfiguration. Le couple électromagnétique atteint une valeur de 1.5 fois sa valeur maximale pendant 1.5ms.

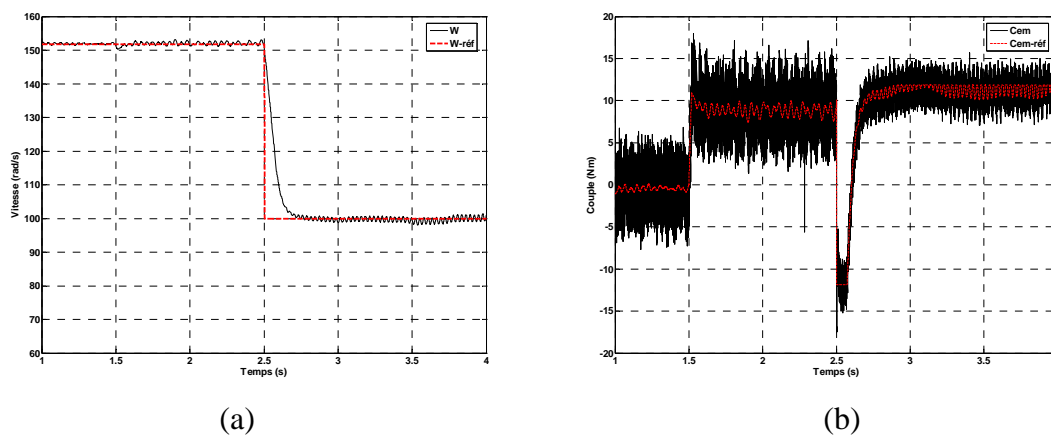


Figure 4.58. Variation de la vitesse de la machine (a) et du couple électromagnétique (b)

Les composantes de l'axe d des courants statorique et rotorique ne varient pas suite à la reconfiguration (figure 4.59). Les courants de ligne de chaque armature subissent les mêmes transformations que pour le défaut précédent. Néanmoins la surintensité causée par ce dernier sur les courants statorique et rotorique (figure 4.60) est moins importante (20% du courant nominal en moins) que dans le cas d'un défaut de court-circuit du bras entier

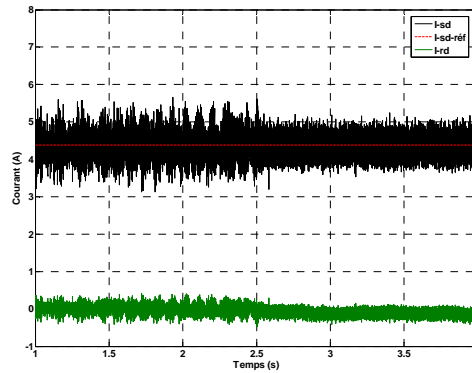


Figure 4.59. Variation de i_{rd} et i_{sd}

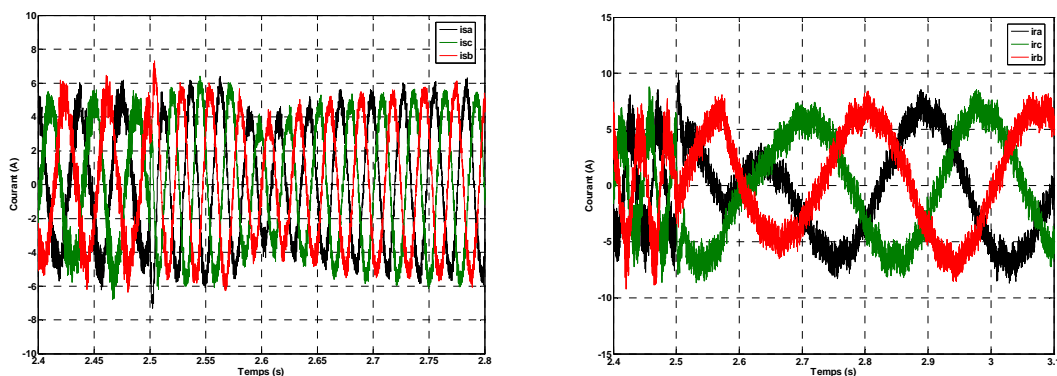


Figure 4.60. Variation des courants statoriques et rotoriques

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une reconfiguration du mode de fonctionnement d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) suite à un défaut de bus continu et suite à un défaut de court – circuit d'un bras de l'onduleur rotorique. Le premier défaut est appliqué des deux côtés d'alimentation de la machine : côté rotor puis côté stator. La reconfiguration du mode de fonctionnement concerne et le circuit de puissance nécessaire afin d'assurer le passage d'un fonctionnement MADA à un fonctionnement à rotor ou stator en court-circuit et la structure de la commande qu'il faut adapter au nouveau mode de fonctionnement.

Ainsi, un dispositif de puissance adéquat est mis en place qui permet de mettre en court-circuit la partie défaillante tout en assurant la continuité des différentes grandeurs d'état de la machine.

Dans le cas où le défaut affecte le bus continu lié au rotor, la reconfiguration de la commande est assez simple vu que la nouvelle commande possède les mêmes régulateurs de courants et de vitesse que l'ancienne commande. Dans le cas où le défaut affecte le bus continu lié au stator, la reconfiguration de la commande est plus compliquée vu que, dans ce cas, l'absence d'une alimentation statorique implique une perte du contrôle du flux rotorique (car la magnétisation est assurée par le stator). Ainsi, il est nécessaire de changer la magnétisation (du stator vers le rotor).

Les résultats de simulations cités montrent bien l'efficacité de la méthode de reconfiguration adoptée.

Cette étude permet d'illustrer l'intérêt de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) quant à la continuité du service de l'entraînement permettant ainsi de revenir à un fonctionnement avec une des armatures en court-circuit, suite à la survenue d'un défaut et à l'aide d'une procédure assez simple.

Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons étudié le défaut de court-circuit d'un bras entier d'un onduleur. Ce défaut nuisible pour le fonctionnement de l'ensemble de l'entraînement électrique a été traité avec la même méthode que le précédent défaut.

Afin de simuler la reconfiguration du mode de fonctionnement de ce défaut, nous nous sommes basés sur une co-simulation Matlab-Simulink/Psim. La chaîne de puissance est simulée sous Psim en utilisant un modèle triphasé de la MADA et des modèles d'onduleurs à base d'IGBT. La commande de la MADA, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique, est effectuée quant à elle sous Matlab-Simulink.

La détection rapide (nécessaire) du défaut a permis de reconfigurer correctement le mode de fonctionnement de la machine. L'utilisation d'interrupteurs électroniques et plus précisément les IGBTs montre bien l'efficacité de l'approche choisie.

Conclusion Générale

Au cours notre travail nous avons étudié la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation en tenant compte d'un fonctionnement dégradé accompagné d'une reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine.

Au cours du premier chapitre nous avons effectué une étude bibliographique des différents travaux établis sur la machine asynchrone à double alimentation. Deux configurations sont proposées, une dans laquelle la machine est alimentée par un convertisseur au rotor et où le stator est lié au réseau. Cette structure se retrouve pour des applications du type éolien, c'est-à-dire un fonctionnement générateur. Dans l'autre configuration, la MADA est alimentée par deux convertisseurs l'un au stator et l'autre au rotor. Cette configuration est dédiée à des applications industrielles telles le laminage ou le pompage (fonctionnement moteur).

Les travaux mentionnés dans la littérature sont beaucoup plus nombreux concernant la première configuration.

La première configuration présente plusieurs avantages qui la rendent attractive en particulier celui d'un convertisseur dimensionné au 1/3 de la puissance nominale. La seconde configuration présente l'avantage d'un fonctionnement à large plage de vitesse à puissance constante. C'est cette dernière configuration que nous retenons dans notre étude.

Nous avons orienté notre travail en premier lieu vers l'étude d'une la loi de répartition de puissance et une étude du dimensionnement des convertisseurs. Une commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec puis sans capteur de vitesse ou de position a été développée. Nous étudions aussi la robustesse de la technique d'estimation de la vitesse de la machine. Le troisième volet de notre étude est la sûreté de fonctionnement des dispositifs à base de MADA suite à des défauts onduleur.

Le second chapitre est consacré à loi de répartition de puissance entre le stator et le rotor afin d'optimiser le dimensionnement des convertisseurs de puissance. Cette loi de répartition de puissance nous a amené à une loi de commande vitesse de la machine en limitant la plage de variation des fréquences statorique et rotorique.

Les contraintes thermiques et la sensibilité de la commande par rapport aux variations paramétriques de la machine notamment celles des résistances imposent une fréquence minimale pour les tensions délivrées par les convertisseurs de puissance. Le choix de cette fréquence dépend de ces deux critères.

Afin de répondre à l'ensemble de ces critères nous avons tout d'abord choisi une fréquence minimale de 11 Hz, et par la suite nous avons apporté quelques modifications à la loi de répartition de puissance afin d'empêcher les pulsations rotorique et statorique de dépasser leur valeur nominales respectives (pour ne pas « stresser » les convertisseurs de puissance et chauffer les enroulement de la machine).

L'étude du fonctionnement dans les quatre quadrants statoriques et rotoriques a montré que les puissances actives statorique et rotorique ne dépassent jamais leurs valeurs nominales respectives.

La loi de répartition de puissance nous a aussi permis aussi d'avoir un fonctionnement en survitesse qui peut atteindre deux fois la vitesse de base.

En étudiant les grandeurs caractéristiques pour le dimensionnement de chaque convertisseur, nous avons établi que les grandeurs déterminant les valeurs limites des courants sont indépendantes de celles des tensions.

En effet, les valeurs limites des courants du stator et du rotor dépendent de la valeur du couple maximal (donc de la nature de l'application) et de la loi de commande choisie (contrôle du flux statorique, rotorique ou d'entrefer) mais sont totalement indépendantes de la loi de répartition de puissance.

Les valeurs limites des tensions du stator et du rotor sont dépendent principalement des pulsations correspondantes, donc de la loi de répartition de puissance et par suite des valeurs de k_{pn} et de la fréquence f_{min} .

Ainsi il nous avons été amené à étudier deux cas possibles :

- Fonctionnement pour une vitesse allant de 0 à la vitesse nominale ω_n .
- Fonctionnement pour une vitesse allant de 0 à une vitesse maximale sans démagnétisation ω_{max} .

Dans les deux cas nous avons modifié la loi de répartition de puissance afin d'assurer des valeurs de tensions limites acceptables. Dans les deux cas aussi, nous avons montré que ces valeurs limites sont indépendantes du choix de f_{min} , ce qui représente une contrainte en moins pour le choix des tensions maximales.

Une comparaison avec la machine asynchrone a montré que la puissance apparente totale des deux convertisseurs pour le premier cas est inférieure à la puissance apparente nominale d'un convertisseur dédié à une application avec machine à cage, aussi bien pour fonctionnement à vitesse maximale égale à la vitesse nominale de la machine, que pour un fonctionnement en survitesse sans démagnétisation.

Dans le troisième chapitre nous avons étudié la commande avec puis sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à rotor bobine. Pour un

fonctionnement avec capteur de vitesse, nous avons analysé les performances de deux algorithmes différents du contrôle vectoriel. La seconde méthode semble être plus intéressante dans la mesure où elle offre l'opportunité d'utiliser quatre régulateurs de courants identiques (pour le stator et le rotor) et dans la mesure où les termes de compensation sont moins importants que ceux de la première méthode. Néanmoins ses points faibles résident d'un côté dans la complexité des différentes fonctions de transfert et d'un autre côté dans la difficulté de reconfigurer la commande (passage d'un fonctionnement MADA à un fonctionnement machine à cage avec une des armatures en court-circuit) où les fonction de transfert ne sont plus valables. Ce dernier point de comparaison représente le point fort de la première méthode (ceci sera développé plus en détail dans le chapitre suivant).

Le fonctionnement sans capteur de vitesse montre de bonnes performances tant à vitesse nominale qu'à faible vitesse (fonctionnement moteur et générateur) de la MADA où la mesure des courants coté stator et coté rotor représente un avantages pour l'estimation par la suite de la vitesse. Les performances de l'observateur de la vitesse et du couple de charge sont satisfaisantes et quasi-identiques pour les deux méthodes.

Enfin dans le quatrième et dernier chapitre nous avons présenté une reconfiguration du mode de fonctionnement d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) suite à un défaut de bus continu et suite à un défaut de court – circuit d'un bras de l'onduleur rotorique. La modélisation de toute la chaîne de puissance (MADA et interrupteurs de puissances) est très importante afin de reconstituer le plus fidèlement possible le comportement de l'entraînement face au défaut. Nous avons alors profité de la possibilité d'une co-simulation Matlab-Simulink-Psim pour étudier notamment le défaut de court-circuit. La programmation de la chaîne de puissance est réalisée sous Psim, tant dis que la programmation de la stratégie de contrôle est faite sous Matlab-Simulink

Le premier défaut est appliqué des deux côtés d'alimentation de la machine : côté rotor puis côté stator. La reconfiguration du mode de fonctionnement concerne et le circuit de puissance nécessaire afin d'assurer le passage d'un fonctionnement MADA à un fonctionnement à rotor ou stator en court-circuit et la structure de la commande qu'il faut adapter au nouveau mode de fonctionnement.

Ainsi un dispositif de puissance adéquat est mis en place qui permet de mettre en court-circuit la partie dégradée tout en assurant la continuité des différentes grandeurs d'état de la machine.

Dans le cas où le défaut affecte le bus continu lié au rotor, la reconfiguration de la commande est assez simple vu que la nouvelle commande possède les mêmes régulateurs de courants et de vitesse que l'ancienne commande. Dans le cas où le défaut affecte le bus continu lié au stator, la reconfiguration de la commande est plus compliquée vu que, dans ce cas, l'absence d'une alimentation

statorique implique une perte du contrôle du flux rotorique (car la magnétisation est assurée par le stator). Ainsi, il est nécessaire de changer la magnétisation (du stator vers le rotor).

Les résultats de simulations cités montrent l'efficacité de la méthode de reconfiguration adoptée.

Cette étude permet d'illustrer l'intérêt de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) quand à la continuité du service de l'entraînement permettant ainsi de revenir à un fonctionnement avec une des armatures en court-circuit, suite à la survenue d'un défaut et à l'aide d'une procédure assez simple.

Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons étudié le défaut de court-circuit d'un bras entier d'un onduleur. Ce défaut nuisible pour le fonctionnement de l'ensemble de l'entraînement électrique a été traité de la même méthode que le précédent défaut.

Afin de simuler la reconfiguration du mode de fonctionnement de ce défaut, nous nous sommes basés sur une co-simulation Matlab-Simulink Psim. La chaîne de puissance est simulée sous Psim en utilisant un modèle triphasé de la MADA et des modèles d'onduleurs à base d'IGBT. La commande de la MADA, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique, est effectuée quant à elle sous Matlab-Simulink.

La détection rapide (nécessaire) du défaut a permis de reconfigurer correctement le mode de fonctionnement de la machine. L'utilisation d'interrupteurs électroniques et plus précisément les IGBTs montre bien l'efficacité de l'approche choisie.

Enfin, il est important de rappeler certains points qui peuvent être considérés comme des perspectives de travail tels :

- Le comportement de la composante quadratique du flux rotorique pendant le fonctionnement défaillant est justifié dans notre cas par une orientation idéale du flux rotorique. Il serait intéressant d'étudier le cas où cette orientation n'est pas parfaite et ses impacts sur la stratégie de commande d'un côté et sur la reconfiguration de la commande en cas de défaut de l'autre côté.

- Notre stratégie de commande suppose l'élimination de l'onduleur défaillant. Il est judicieux d'appliquer d'autres techniques (bras d'onduleur redondant, fonctionnement en biphasé du côté de l'armature défectueuse...etc.) de reconfiguration sur la MADA.

Bibliographie

- [Bar-04] M. Bartram, J. Van Bloh, Rik W. De Doncker, “Doubly-fed-machine in wind turbines systems: Is this application limiting the life-time of IGBT frequency converters?”, 35th Annual IEEE power Electronics Specialists Conference (PESC) 2004, Aachen, Germany.
- [Ben-04] J. Bendl, M. Chomat and L. Schreier ‘ Stator and Rotor Current Harmonics in Doubly Fed Machine with Cycloconverter in Rotor Circuit ’, ICREPQ 2004 , Barcelona, Spain.
- [Bri-04] Brian A. Welchko, Thomas A. Lipo, Thomas M. Jahns and Steven E. Schulz, “ Fault-Tolerant three-phase AC motor drive topologies : A comparison of features, cost and limitations”, IEEE Transactions on Power electronics, Vol. 19, No. 4, July 2004.
- [Bro-89] G. Brown, “Dual cycloconverter traction drive for double fed motors”, Thesis for the degree doctor of Philosophy, McMaster University, Hamilton, Ontario, April 1989.
- [Bro-92] G. Brown, B. Szabados, G. Hoolboom, M. Pouloujadoff, “High-power cycloconverter drive for double fed induction motors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, N° 3, June 1992, pp. 230-240.
- [Cár-04] R. Cárenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, J. Clare, “Sensorless control of a doubly fed induction generator for stand alone operation.”, 35th Annual IEEE power Electronics Specialists Conference (PESC) 2004, Aachen, Germany.
- [Dat-01] R. Datta, V. T. Ranganathan, “A simple position sensorless algorithm for rotor side field oriented controle of wound rotor induction machine.”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 48, N° 4, August 2001.
- [Dit-97] A. Dittrich, W. Hofmann, A. Stoev, A. Thieme, “Design and controle of a xind power station with double fed induction generators”, EPE 1997 Conference, Trondheim, pp. 2.723-2.728.
- [Dit-03] A. Dittrich, A. Stoev, “Grid voltage fault proof doubly fed induction generator system”, EPE 2003 Conference, Toulouse, France, September 2003.

- [Dit-05] A. Dittrich, A. Stoev, “Comparaison of fault ride-through strategies for wind turbines with DFIM generators”, EPE 2005 Conference, Dresden, Germany, September 2005.
- [Gho-00-0] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, “Power optimisation of a doubly fed induction machine in variable speed drives”, ICEM 2000 Conference, Espoo, Finland, 28-30 August 2000, pp. 756-760.
- [Gho-00-1] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, “Power optimisation of a doubly fed induction machine in variable speed drives”, EPE-PEMC 2000 Conference, Kosice, Slovak Republic, 5-7 September 2000, pp. 7-97-7-102.
- [Gho-01-0] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, “An improved control scheme for doubly fed induction machine”, EPE 2001 Conference, Graz, Austria, 27-29 August 2001.
- [Gho-01-1] R. Ghosn, «Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation», Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre 2001.
- [Gho-02-0] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, “Torque control of a field oriented doubly fed induction machine”, ELECTRIMACS 2002 Conference, 18-21 August 2002.
- [Gho-02-1] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, “A MRAS sensorless speed control of a doubly fed induction machine”, ICEM 2002 Conference.
- [Gho-03] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, “A MRAS-LUENBERGER sensorless speed control of a doubly fed induction machine”, EPE 2003 Conference, Toulouse, France, September 2003.
- [Gho-04] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, “On line estimation of stator resistance of a doubly induction machine by an adaptive method”, ICEM 2004 Conference, Cracovie, Poland.
- [Hof-00] B. Hofensperger, D. J. Atkinson & R. A. Lakin, “Stator flux oriented control of doubly fed induction machine with and without position encoder”, IEEE Proc – Electr. Power Appl., vol 147, N°4, July 2000.
- [Jia-04] L. Jiao, G. Joos, C. Abbey, F. Zhou, O. Boom-Teck, “Multi-Terminal DC (MTDC) system for wind farms powered by doubly-fed induction generators (DFIGs)”, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2004, Aachen, Germany

- [Kho-04-0] S. Khojet El Khil, I. Slama – Belkhodja, M. Pietrzak – David & B. de fornél « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Double alimentation par Orientation du Flux Rotorique », SCS 04, Monastir, Tunisie, Mars 2004.
- [Kho-04-1] S. Khojet El Khil, I. Slama–Belkhodja, M. Pietrzak–David & B. de Fornel, “Rotor Flux Oriented Control of a Doubly Fed Induction Machine”, EPE – PEMC 04, Riga, Letvia, Septembre 2004.
- [Kho-05] S. Khojet El Khil, I. Slama–Belkhodja, M. Pietrzak–David & B. de Fornel, “Power Distribution Law in a Doubly Fed Induction Machine”, ELECTRIMACS 05, Hammamet, Tunisie, Avril 2005.
- [Lec-91-0] D. Lecoq, Ph. Lataire, W. Wijmersh, “The doubly fed induction motor both stator and rotor volatge controlled by cyclo converters”, EPE journal, Vol 1, Oct. 2/1991, pp. 103-112.
- [Lec-91-1] D. Lecoq, Ph. Lataire, “Study of variable speed, double fed induction motor drive with both stator and rotor volatges controllable”, Conference Proceedings EPE' 91, Firenze, Vol II, pp. 337-339.
- [Lec-93] D. Lecoq, Ph. Lataire, W. Wijmersh, “Application of the double fed asynchronous motor in variabla speed drives”, Conference Proceedings EPE' 93, Brighton, Vol II, pp. 149-158.
- [Lec-94] D. Lecoq, «Contribution à l'étude des moteurs alternatifs à double alimentation par convertisseurs statiques pour entraînement de forte puissance», Thèse de Doctorart, Université de Bruxelles, 1994.
- [Lec-95] D. Lecoq & P. Lataire, “The indirect-controlled double fed asynchronous motor variable-speed drives”, Proc EPE – 1995, Sevilla, vol 3, pages 405 – 410.
- [Lu-04] Q. F. Lu, Z. T. Cao, E. Ritchie, “model of stator inter-turn short circuit fault in doubly fed induction generator for winf turbines”, 35th Annual IEEE power Electronics Specialists Conference (PESC) 2004, Aachen, Germany.
- [Mas-93] A. Masmoudi, A. Toumi & M. Kamoun, “Power flow analysis and aficiency optimization of a doubly fed synchronous machine”, Proc. Electric machines and Power Systems 21, 1993, pages 473 – 491.
- [Men-04] A. M. S. Mendes and A. J. Marques Cardoso, “Fault tolerant operating strategies applied to three-phase induction motor drives”, ICEM, 2004. Cracow, Poland.

- [Mor-95] L. Morel, M. Godfroid, S. Diop, J. M. Kauffmann, “Application and optimal design of double fed induction machines in generator and motor operating”, Cigre 1995, Moscou, Russia.
- [Mor-96-0] L. Morel, M. Godfroid, J. M. Kauffmann, “Optimal design of double fed induction machines in motor operating”, ICEM 1996, Spain.
- [Mor-96-1] L. Morel, M. Godfroid, J. M. Kauffmann, “Field oriented control for double fed induction machine: simulation and experimental results”, ELECTRIMCS 1996, France.
- [Mor-96-2] L. Morel, «Machine à double alimentation : optimisation du convertisseur et contrôle vectoriel sans et avec capteur», Thèse de Doctorat de l’UFR des Sciences Techniques et Gestion de l’Industrie de l’Université de FRANCHE-COMTE, 1996.
- [Mor-98] L. Morel, M. Godfroid, A. Mirzaian, J. M. Kauffmann, “Double fed induction machine: converter optimisation and field oriented control without position sensor”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 145, No 4, July 1998.
- [Pou-88] M. Pouloujadoff, “Grafical representation of doubly fed induction machine operation, electric machines and power systems”, Electric Machines and Power Systems 15, 1988, pages 93 – 108.
- [Pet-02] A. Petersson, S. Lundberg, “Energy efficiency comparison of electrical systems for wind turbines”, IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORpie/2002), Stockholm, Sweden, August 12-14, 2002.
- [Pet-04] A. Petersson, L. Harnefors, T. Thiringer, “Comparison between stator flux and grid flux oriented rotor current control of doubly fed induction generators”, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2004, Aachen, Germany.
- [Pet-05] A. Petersson, “Analysis, modelling and control of doubly fed induction generator for wind turbines”, Thesis for the degree doctor of Philosophy, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden 2005.
- [Ram-98] D. Ramuz, M. Godfroid, A. Mirzaian, J. M. Kauffmann, S. Tnani, “Control strategy of double fed induction machine for variable speed drives”, ICEM 1998, September 2-4, Istanbul Turkey, pp. 1340-1345.
- [Ram-99] D. Ramuz, M. Godfroid, A. Mirzaian, J. M. Kauffmann, S. Tnani, “Robustness of double fed machine control law to load variation”,

- ELECTRIMACS 1999, September 14-16, Lisboa, Portugal, Vol 2/3, pp. 123-128.
- [Ram-00] D. Ramuz, M. Godfroid, A. Mirzaian, J. M. Kauffmann, S. Tnani, "Control strategy of double fed induction machine for variable speed drives", ICEM 1998, September 2-4, Istanbul Turkey, pp. 1340-1345.
- [Rib-01] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, "A fault tolerant induction motor drives system by using a compensation strategy on the PWM-VSI topology", Power Electronics Specialist Conference, PESC, 2001.
- [Rib-04] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, "Fault-Tolerant voltage-fed PWM inverter AC motor drive systems", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol. 51, No. 2, April 2004.
- [Rod-05] M. Rodriguez, G. Abad, I. Sarasola, A. Gilabert, "Crowbar control algorithms for doubly fed induction generator during voltages dips", EPE 2005 Conference, Dresden, Germany, September 2005.
- [Sal-04] G. Salloum, R. Ghosn, D de Fornel, D.P Maria "Robustness of Currents Input – Output Decoupling in Vector Control Of a Doubly Fed Induction Machine", EPE-PEMC 2004, Riga, Letvia.
- [Sch-02] D. Schulz, R. Hanistch, T Kompa, A, Samour, "Comparative power quality investigations of variable speed wind energy converters with doubly fed induction and synchronous generator", PCIM 2002 Conference.
- [Sem-04] S. Seman, S. Kanerva, J. Niranen, A. Arkkio, "Transient analysis of doubly fed wind power induction generator using coupled field-circuit model", ICEM 2004.
- [Ser-03] I. Serban, F. Blaabjerg, I. Boldea, Z. Chen, "A study of the doubly fed wind power generator under power system faults", EPE 2003 Conference, Toulouse, France, September 2003.
- [Soe-03] J. Soens, K. de Brabandere, J. Drissen, R. Belmans, "Doubly fed induction machine: Operating regions and dynamic simulation", EPE 2003 Conference, Toulouse, France, September 2003.
- [Vid-03] P. E. Vidal, M. Pietrzak-David, « Commande vectorielle discrète d'une machine asynchrone à double alimentation », Electrotechnique du future, Gif sur Yvette, France, 9-10 Décembre 2003.

- [Vid-04] P. E. Vidal, « Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2004.
- [Yam-91] M. Yamamoto & O. Motoyoshi, «Active and reactive power control for doubly fed wound rotor induction generator», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 6, N°4, October 1991.

ANNEXE 1

Synthèse des régulateurs Courants

A1.1 Synthèse des régulateurs pour la première méthode

Les équations (3.8) et (3.9) montrent que les fonctions des transferts sont de premier ordre, on utilisera donc pour la régulation des courants des régulateurs de types PI.

$$\text{Le régulateur est de la forme : } R(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{K_p \cdot p + K_i}{p} . \quad (\text{A1.1})$$

En se rapportant aux équations (20) et (21) on pose $K_s = \frac{1}{R_s \cdot T_s \cdot \sigma}$ et $D_s = \frac{1}{T_s \cdot \sigma}$ pour les grandeurs statoriques et de même pour les grandeurs rotoriques on pose : $K_r = \frac{1}{R_r \cdot T_r \cdot \sigma}$ et $D_r = \frac{1}{T_r \cdot \sigma}$.

La fonction de transfert en boucle fermée est donc de la forme :

$$T_{BF}(p) = \frac{K_{s,r} \cdot (K_p \cdot p + K_i)}{p^2 + (K_{s,r} \cdot K_p + D_{s,r}) \cdot p + K_{s,r} \cdot K_i} \quad (\text{A1.2})$$

On identifie le dénominateur de cette fonction à celui de la fonction suivante :

$$T_{BF}(p) = \frac{1}{p^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot p + \omega_n^2} \quad (\text{A1.3})$$

$$\omega_n = \frac{3}{0.015 \cdot \xi} = 287.71 \text{ rad/s}$$

On désire avoir un temps de réponse de 15 ms. Ainsi on a pour un $\xi = 0.7$ on a

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{K_{s,r}}$$

Les coefficients du régulateur sont alors :

$$K_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n - D_{s,r}}{K_{s,r}}$$

A1.2 Synthèse des régulateurs pour la deuxième méthode

Les équations (3.22) et (3.24) montrent que les fonctions des transferts sont du second ordre, on utilisera pour la régulation des courants des régulateurs de types PI.

Le régulateur est de la forme : $R(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$. (A1.4)

Les fonctions de transfert (3.22) et (3.24) peuvent être écrites sous la forme :

$$\frac{1}{1+(T_s+T_r)p+\sigma T_s T_r p^2} = \frac{1}{1+(\tau_1+\tau_2)p+\tau_1\tau_2 p^2} = \frac{1}{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)} \quad \text{où} \quad \tau_1+\tau_2=T_s+T_r \quad \text{et}$$

$$\tau_1\tau_2=\sigma T_s T_r .$$

Le calcul donne que $\tau_1=0.225$ et $\tau_2=0.0052$. nous voulons avoir un temps de montée pour le flux de 40ms, on compense alors le pôle τ_1 .

En boucle ouverte et en compensant le pôle τ_1 la fonction de transfert est : $T_{bo}(p) = \frac{K_i}{p(1+\tau_2 p)}$. (A1.5)

La fonction de transfert en boucle fermée est alors :

$$T_{bf}(p) = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_i} p + \frac{\tau_2}{K_i} p^2} \quad (A1.6)$$

Le choix des paramètres des régulateurs se fait suivant deux critères :

Pour les grandeurs statoriques : $\frac{K_p}{K_i} = \tau_1$ (compensation du pôle τ_1) et $K_i = \frac{1}{2\tau_2}$ afin d'obtenir un amortissement optimal sur la réponse

ANNEXE 2

Paramètres de la machine utilisée

Stator (Couplage étoile):

Tension nominale : $V_{sn} = 380V$

Courant nominal : $I_{sn} = 4.3A$

$R_s = 1.75\Omega$

$L_s = 0.295H$

Rotor (Couplage triangle) :

Tension nominale : $V_{rn} = 225V$

Courant nominal : $I_{rn} = 4.5A$

$R_r = 1.68\Omega$

$L_r = 0.165H$

Mutuelle inductance : $M_{sr} = 0.195H$

Grandeurs Mécaniques :

Nombre de paires de pôles : $P = 2$

Moment d'inertie : $J = 0.35s$

Coefficient de frottement : $f = 0.026$.

Puissance : 1.5 kW