THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)*
Discipline ou spécialité : *Génie Electrique*

Présentée et soutenue par *Meriem ABDELLATIF*
Le *Samedi 03 Avril 2010*

Titre : *Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs*

JURY

M. Mohamed MACHMOUM (Rapporteur)
M. Ahmed MASMOUDI (Rapporteur)
M. Gérard CHAMPENOIS (Examinateur)
M. Khaled JELASSI (Président)
Mme Maria PIETRZAK-DAVID (Directeur de thèse)
Mme Ilhem SLAMA-BELKHODJA (Directeur de thèse)

Ecole doctorale : *Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)*
Unité de recherche : *Laboratoire LAPLACE – UMR5213 a cotutelle avec UR-SE de Tunis*
Directeurs de Thèse : *Mme Ilhem SLAMA-BELKHODJA*
Mme Maria PIETRZAK-DAVID

المدرسة الوطنية للمهندسين بتونس
école nationale d'ingénieurs de Tunis

THESE

Présentée pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE
L'ECOLE NATIONALE D'INGENIEURS DE TUNIS
ET
L'UNIVERSITE DE TOULOUSE
INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

Spécialité **: Génie électrique**

par

Meriem ABDELLATIF

Ingénieur en Génie Electrique (ENIT) - Mastère Systèmes Electriques (ENIT)

Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs

Thèse présentée et soutenue à Tunis le Samedi 03 avril 2010 devant le jury composé de :

Président :	M. Khaled JELASSI
Rapporteurs :	M. Mohamed MACHMOUM M. Ahmed MASMOUDI
Examinateur :	M. Gérard CHAMPENOIS
Directeurs de thèse :	Mme Ilhem SLAMA-BELKHODJA Mme Maria PIETRZAK-DAVID

LSE-UR03ES05, ENIT, BP 37, Le Belvédère 1002, Tunis, Tunisie
LAPLACE, UMR5213 – 2, Rue Charles Camichel – BP 7122, 31071 Toulouse Cedex 7, France

Aux tyrans du monde

Ô tyran oppresseur…

Ami de la nuit, ennemi de la vie…
Tu t'es moqué d'un peuple impuissant
Ta main est teinte de son sang
Tu abîmes la magie de l'univers
Et tu sèmes les épines du malheur dans ses éminences

Doucement ! Que ne te trompent pas le printemps,
La clarté de l'air et la lumière du jour
Dans l'horizon vaste, il y a l'horreur de la nuit
Le grondement du tonnerre et les rafales du vent
Attention ! Sous la cendre, il y a des flammes

Celui qui plante les épines récolte les blessures
Regarde là-bas où tu as moissonné
Les fleurs de l'espoir
Le torrent du sang va t'arracher

Et l'orage brûlant va te dévorer.

Abou El Kacem ECHEBBI

À mes parents,
À mes frères,
À mes grands parents
À ma famille
À tous ceux qui me sont chers

À la paix dans le monde
À la démocratie pour tous les peuples

Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs

Résumé

Le développement de commandes en boucle fermée pour des entraînements électriques nécessite l'installation de capteurs pour avoir l'information de la rétroaction. Cependant, un éventuel défaut survenant sur l'un des capteurs installés (de courant, de vitesse/position,…) implique un disfonctionnement de la commande conduisant dans la plupart du temps à la mise hors service du système. Ces conséquences sont contraires aux exigences des industriels qui demandent des degrés de fiabilité du système de plus en plus élevés. Des statistiques montrent que le défaut capteur est fréquent. Il est donc impératif de trouver des solutions pour assurer la continuité de service des systèmes électriques dans le cas de présence de ce type de défaut.

Tout d'abord, l'étude présentée dans ce manuscrit présente les technologies des différents capteurs installés et ce pour comprendre les raisons et le type de pannes qui pourraient survenir. Ensuite, le système sur lequel la validation des algorithmes développés est décrit. Il s'agit d'un entraînement électrique basé sur une machine à Double Alimentation (MADA) fonctionnant en mode moteur et connectée au réseau via deux convertisseurs. La commande associée est une Commande Directe de Couple (CDC). Elle est validée en mode sain aussi bien par simulation qu'expérimentalement.

Après, les études réalisées prennent en considération les défauts capteurs de courants alternatifs et de vitesse/position. Les algorithmes développés, permettant une continuité de service, utilisent une redondance analytique et sont basés sur l'estimation et aussi sur la Détection et l'Isolation d'un éventuel Défaut (DID). Ils sont caractérisés par leur simplicité. Aussi, ils ne sont pas gourmands en termes de consommation en ressources matérielles et leur temps d'exécution est très court.

Enfin, la validation expérimentale de ces algorithmes montre bien leur efficacité en cas de défaut, vu que le système s'avère insensible au défaut et continue à fonctionner sans interruption. La commande obtenue est alors tolérante aux défauts capteurs.

Mots clés

Moteur asynchrone à double alimentation (MADA), commande directe de couple (CDC), capteur de courant, capteur de vitesse/position, tolérance aux défauts, estimation, détection, isolation, reconfiguration, continuité de service, fonctionnement sans capteur

Electrical drive service continuity for an induction machine fed by stator and rotor in presence of sensor faults

Abstract

The development of closed loop controls for electrical drives requires the sensor installations in order to get feed back information. Nevertheless, any occurred sensor fault (current sensor, speed/position sensor,…) shows an operation system deterioration which leads in most cases to its shut down. This consequence is in contrast to industrial expectations especially concerning the system high accuracy that they are asking for. Statistic studies point out the sensor faults as frequent. So, it is necessary to find out solutions ensuring the system service continuity in case of any sensor fault.

Firstly, the study presented in this work shows the used sensor technologies in order to understand both of the reason and the kind of occurred faults. Secondly, the studied system is presented which is an electrical drive based on a Doubly Fed Induction Machine (DFIM) operating in motor mode and connected to the grid by two inverters. The control developed is a Direct Torque Control (DTC).

The control validation, in healthy operating mode, is realised throw simulation and experimentally.

After, a study considering alternative current sensor and speed/position sensor faults are achieved. The developed algorithms are based on signal estimation, on a Fault Detection Isolation (FDI) and reconfiguration algorithms. In fact, they are simple to carry out, they don't need much hardware resources for implementation and their execution time is short.

Finally, the experimental validation of the developed algorithms shows their efficiency. The system continues working even in presence of a sensor fault. Thus, the obtained control becomes a fault tolerant control thanks to these algorithms.

Keywords

Doubly fed induction motor (DFIM), direct torque control (DTC), current sensor, speed/position sensor, fault tolerance, estimation, detection, isolation, reconfiguration, service continuity, sensorless operation

إستمرارية الخدمة في المحركات الكهربائية لآلة حثية تتغذى من الموالي و الدوار في ظل وجود أعطال في أنظمة الإستشعار

ملخص:

يتطلب تطوير القيادة في دائرة مغلقة للمحركات الكهربائية تركيب أجهزة استشعار للحصول على معلومات عن التغذية الإسترجاعية. إن أي فشل يحدث في واحدة من أجهزة الإستشعار(تيار ، موضع، سرعة) يؤدي إلى خلل في النظام مما يتسبب في معظم الوقت بتوقف النظام كاملاً عن العمل. هذه النتائج تتناقض مع المتطلبات الصناعية التي تتطلب درجة عالية من الجدارة في النظام. تبين الإحصائات أن هذا النوع من الخلل هو شائع ، و لذلك فمن الضروري إيجاد حلول لضمان إستمرارية الخدمة للنظم الكهربائية في حالة وجود أي عطل

أولاً، سوف نستعرض دراسةً لتقنيات مختلفة من أجهزة الإستشعار لفهم أسباب و أنواع الأعطال التي يمكن أن تحدث، ثم نبين النظام الذي طبق عليه العمل، الذي هو عبارة عن جهاز كهربائي مكون من محرك مزدوج التغذية متصل بالشبكة عن طريق اثنين من المحولات، مع برنامج أوامر يتحكم مباشرة بعزم المحرك، و قد تحققنا من صلاحيته في كلتا الحالتين : التجربة العملية و عن طريق المحاكاة. بعد ذلك سوف ندرس أوجه القصور في أجهزة الإستشعار التي تقيس التيار المتردد و السرعة و المركز... البرامج المطروحة و التي تتميز ببساطتها، تستند إلى تقدير القيمة، و هي سريعة و لا تتطلب الكثير من الموارد المادية. أخيراً أظهرت الطريقة المستخدمة فعالية جيدة في حالات الأعطال، ذلك أن النظام تابع عمله دون توقف و دون أخذ الأعطال بعين الإعتبار

المصطلحات

محرك مزدوج التغذية ـ تحكم مباشر بعزم المحرك ـ العمل بصفة محرك ـ جهاز إستشعار التيار الكهربائي ـ جهاز العزل ـ إعادة التشكيل ـ إستمرارية الخدمة ـ إستشعار السرعة/المركز ـ قيادة قوية ـ تفاوت مع نوع العطل ـ تقدير ـ الكشف ـ العمل دون أجهزة إستشعار ـ تصديق شبه عملي ـ التحقق التجريبي

Avant propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués dans le cadre d'une cotutelle entre l'Institut Polytechnique de Toulouse (INPT) et l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT).

Les laboratoires concernés par ce travail sont :

- Le Laboratoire des Systèmes Electriques (LSE-UR03ES05) de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT), Tunis – Tunisie
- Le LAboratoire de PLAsma et de Conversion d'Energie (LAPLACE-UMR5213 au CNRS) de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications (ENSEEIHT), Toulouse – France.

Je voudrais remercier ici tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à l'aboutissement de ce travail. Qu'ils trouvent dans ce mémoire toute ma reconnaissance.

Je tiens à remercier très sincèrement, aux termes de ces trois années de recherche :

Monsieur Khaled JELASSI, Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter la présidence de jury de thèse.

Monsieur Mohamed MACHMOUM, Professeur et Directeur du Département de Génie Electrique à Polytech'Nantes, Directeur Adjoint de l'Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique (IREENA) pour avoir accepté la tâche de rapporteur de ce mémoire ainsi que pour le grand intérêt qu'il a témoigné à ce travail de recherche.

Monsieur Ahmed MASMOUDI, Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax et responsable de l'Unité de Recherche Energie Renouvelable fin Véhicules Electriques, qui nous a honoré de sa participation en tant que rapporteur dans le jury et pour le jugement scientifique qu'il a bien voulu porté aux travaux de recherche.

Monsieur Gérard CHAMPENOIS, Professeur à L'université de Poitiers et directeur du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (LAII), je lui exprime mes sincères remerciements pour avoir accepter la charge d'examinateur.

Mme Ilhem SLAMA-BELKHODJA, Professeur à l'Ecole d'Ingénieurs de Tunis et directeur du Laboratoire des Systèmes Electriques, pour avoir accepté la direction scientifique de ces travaux de recherche. Ses qualités humaines, son soutien, sa confiance en moi ainsi que ses précieux conseils tant professionnels que personnels m'ont permis de m'accrocher et de mener à bien cette thèse. Quelle trouve dans ce mémoire toute ma reconnaissance.

Mme Maria PIETRZAK-DAVID, directeur de thèse, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse et Directeur du Département de Formation Génie Electrique-Automatique de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications et membre du groupe CODIASE, pour ses qualités humaines. Ses compétences et sa disponibilité ont été pour moi un soutien certain pour la réalisation de cette thèse. Je la remercie pour tout ce qu'elle m'a appris tout le long de sa direction scientifique de ma thèse et pour m'avoir organisée des conditions de travail excellentes lors de mes séjours en France au laboratoire LAPLACE.

Je voudrais adresser mes remerciements à **Maurice FADEL**, Directeur adjoint du LAPLACE, pour m'avoir chaleureusement accueillie au sein du laboratoire - site ENSEEIHT.

Je voudrais aussi remercier **Pascal MAUSSION**, Chef du groupe de recherche Commande et DIAgnostique des Systèmes Electriques (CODIASE), pour son aide dans mon intégration au sein du groupe ainsi que tous les membres, permanents et doctorants, de ce groupe.

Je tiens également à remercier Baptiste TRAJIN, Damien BIDART et Sébastien CARRIERE, collègues de bureau au LAPLACE pour leur soutien, leur gentillesse ainsi que pour l'ambiance dans laquelle on a pu travailler.

Mes remerciements s'adressent également à François BONNET, docteur de l'INPT – laboratoire LAPLACE, pour sa disponibilité, ses précieux conseils et son aide pour la prise en main de la maquette ; et à Mohamed-Wissem NAOUAR, maître assistant à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis pour ses conseils et son aide ; qu'il trouve dans ces quelques mots l'assurance de ma reconnaissance.

Je ne peux de même oublier de remercier tous mes amis doctorants et anciens doctorants au LAPLACE ou au LSE notamment Sylvain, Antony, Laurianne, Giuliano, François, André (Dédé), Céline, Mathieu, Nicolas, Clément, Raphael, Bayram, Marcos, Marcus, Valentin, Ziad, Aziz, … Lotfi, Mahbouba, Walid, Mehdi, Jihène, Séjir, …

Je remercie aussi Valérie SCHWARTZ, Cécile DAGUILLANES et Catherine MOLL, personnels Administratifs du LAPLACE et Zeineb BEN NACER, Secrétaire du UR-SE pour leurs aides précieuses par rapport aux procédures administratives.

En plus, je réserve dans ces dédicaces une place particulière à mes amis : Bernardo COUGO, qui m'a toujours soutenu et encouragé tout au long de ce travail, Majid SOULEY et ma meilleure amie Jamila KERKENI.

Enfin je ne peux terminer sans remercier du fond du cœur mes parents, mes frères ainsi que mes grands parents et mes oncles et tantes 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.

Liste des publications

Communications Internationales avec comité de lecture

M. Abdellatif, M-W. Naouar, I. Slama-Belkhodja

« FPGA-based Vector PI Regulator for Electrical Drives Control », EPE'07 - EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APLICATIONS, 2-5 September 2007, Aalborg, Denmark

M. Abdellatif, I.Bahri, I. Slama-Belkhodja

« Comparative Study of Grid Voltage Angle Calculation for a DFIG based Wind System **»,** SSD'07 - CONFERENCE ON POWER ELECTRICAL SYSTEM, 19-22 March 2007, Hammamet, Tunisia

M. Abdellatif, M. Pietrzak-David, I. Slama-Belkhodja

« Control Reconfiguration of a Doubly Fed Induction Motor drive under current sensor fault», ELECTRIMACS'08 – INTERNATIONAL CONFERENCE ON MODELING AND SIMULATION OF ELECTRIC MACHINES, CONVERTERS AND SYSTEMS, 8-11 June 2008, Quebec, Canada

M. Abdellatif, M. Pietrzak-David, I. Slama-Belkhodja

«Sensitivity of the currents input-output decoupling vector control of the Doubly Fed Induction Machine versus current sensors fault», EPE-PEMC'08 - INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE, 1-3 September 2008, Poznan, Poland

M. Abdellatif, M. Pietrzak-David, I. Slama-Belkhodja

« Rotor Position Sensor Fault Detection Isolation and Reconfiguration of a Doubly Fed Induction Machine Control», EPE'09 - EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APLICATIONS, 8-10 September 2009, Barcelona, Spain

Communications Nationales

M. Abdellatif, I. Slama-Belkhodja, M. Pietrzak-David

« Reconfiguration de la commande en présence d'un défaut capteur de courant », EF'2007, CONFERENCE ELECTROTECHNIQUE DU FUTUR, 6-7 Septembre 2007, Toulouse, France

M. Abdellatif

« Détection, isolation d'un défaut capateur et reconfiguration de la commande », Journée de l'Ecole Doctorale GEET'09 - Génie Electrique, Electronique, Télécommunications : du système au nano système, Toulouse, France

Revues Internationales avec comité de lecture

M. Abdellatif, M. Pietrzak-David, I. Slama-Belkhodja

« DFIM vector control sensitivity with current sensor faults», COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering Vol. 29 No. 1, 2010 pp. 139-156

Revues Nationales pédagogiques

M-W. Naouar, I. Bahri, M. Abdellatif, I. Slama-Belkhodja, E. Monmasson

« Présentation d'un bureau d'études destiné à l'apprentissage des techniques de contrôle de courant usuelles d'un système électrique », La revue 3EI-N°53, Juin 2008 –pp. 11-20

Table des matières

Chapitre 1. Etat de l'art 39

1.1. Introduction 41

1.2. Emplacement des capteurs 43

1.3. Les Capteurs de Courants Alternatifs 47

1.3.1. Les capteurs à effet Hall 48

1.4. Les Capteurs de Vitesse/Position 51

1.4.1. Le capteur résolveur 52

1.4.2. Les codeurs incrémentaux 52

1.4.3. Les codeurs absolus 55

1.5. Les causes d'un defaut capteur 56

1.5.1. Chaîne d'acquisition de la vitesse/position 56

1.5.2. Chaîne d'acquisition des courants 57

1.6. La Machine Asynchrone a Double Alimentation 57

1.6.1. Constitution 57

1.6.2. Domaines d'application 59

1.6.3. Configuration MADA avec deux convertisseurs 61

1.7. Conclusion 65

Chapitre 2. Présentation du système étudié 67

2.1. Introduction 69

2.2. Présentation du Système Etudié et de sa Commande 69

2.2.1. Présentation du système étudié 69

2.2.2. Présentation de la Commande Directe du Couple utilisée 70

2.2.3. Validation par simulation de la commande non linéaire 76

2.2.4. Validation expérimentale de la commande non linéaire 81

2.3. Effet d'un défaut capteur sur la commande 88

2.3.1. Effet d'un défaut capteur de vitesse/position sur la commande 89

2.3.2. Effet d'un défaut capteur de courant sur la commande 90

2.3.3. Sensibilité de la commande vis-à-vis des différents courants 94
2.4. Conclusion 99

Chapitre 3. Détection, Isolation et Reconfiguration de la Commande dans le cas de défauts capteurs de courant 101

3.1. Introduction 103

3.2. Défauts liés aux capteurs de courant 103

3.2.1. Algorithmes DID et RC 104
3.3. Validation des algorithmes : Estimation des courants 119

3.3.1. Mise en parallèle de l'estimateur avec la commande 119
3.3.2. Fonctionnement sans les capteurs de courant côté stator 121
3.3.3. Fonctionnement sans les capteurs de courant côté rotor 123
3.3.4. Fonctionnement sans les quatre capteurs de courant 124
3.4. Validation des algorithmes : Fonctionnement en supervision 126

3.4.1. Fonctionnement en supervision : défaut gain sur le capteur de phase 1 côté stator. 126
3.4.2. Fonctionnement en supervision : défaut offset sur le capteur de phase 2 côté stator 129
3.4.3. Fonctionnement en supervision : défaut offset sur le capteur de phase 1 côté rotor 132
3.4.4. Fonctionnement en supervision : défaut gain sur le capteur de phase 2 côté rotor.. 134
3.4.5. Récapitulatif par rapport au fonctionnement en supervision 136
3.5. Conclusion 136

Chapitre 4. Détection, Isolation et Reconfiguration de la commande dans le cas d'un défaut capteur de vitesse/position 137

4.1. Introduction 139

4.2. Algorithme de reconstitution de la position du rotor de la machine 140

4.2.1. Reconstitution avec le vecteur courant statorique 140
4.2.2. Reconstitution avec le vecteur courant rotorique 141
4.3. Algorithme de reconstitution de la vitesse de la MADA 142

4.4. Fonctionnement sans capteur de vitesse/position 147

4.5. Fonctionnement en supervision 152

4.5.1. Détection du défaut juste à la sortie du codeur incrémental 153

4.5.2. Détection du défaut juste à l'entrée de la commande..... 155
4.6. Conclusion..... 163
Conclusion Générale et Perspectives..... 165
ANNEXES I
ANNEXE A Les abaques d'un système de second ordre..... III
ANNEXE B Les paramètre de la Machine Asynchrone à Double Alimentation V
ANNEXE C Datasheet IGBT VII
Bibliographie..... XVII

Table des figures

Chapitre 1 : Etat de l'art

Figure 1. 1. Courbe du taux de défaillance d'un composant quelconque en fonction du temps : courbe en baignoire [2]. 41

Figure 1. 2. Classification des défaillances [3] 42

Figure 1. 3. Représentation typique d'une chaîne d'entraînement électrique. 43

Figure 1. 4. Classification des commandes. 44

Figure 1. 5. Commande basée sur la régulation des modes rapides. 45

Figure 1. 6. Commande basée sur la régulation des modes moyens. 46

Figure 1. 7. Composition d'un capteur à effet Hall [11]. 49

Figure 1. 8. Composition d'un capteur à effet Hall de courant en boucle fermée [13] 50

Figure 1. 9. Composition d'un capteur à effet Hall de courant en boucle ouverte [14] 50

Figure 1. 10. Exemple d'un capteur à effet Hall de type LEM monté en circuit [15]. 51

Figure 1. 11. Principe du capteur résolveur [16]. 52

Figure 1. 12. Codeur incrémental (a) : composition, (b) : disque [12] 53

Figure 1. 13. Les signaux recueillis à la sortie du codeur incrémental. 54

Figure 1. 14. Exemple d'un codeur incrémental commercialisé. [17]. 54

Figure 1. 15. Le disque du codeur absolu [12]. 55

Figure 1. 16. Chaîne d'acquisition pour un codeur incrémental. 56

Figure 1. 17. Chaîne d'acquisition pour un capteur de courant. 57

Figure 1. 18. (a) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques et (b) : Symbole de la MADA. 58

Figure 1. 19. Représentation des structures (a) : du stator et (b) : du rotor bobiné de la MADA [21]. 58

Figure 1. 20. Exemple de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). 59

Figure 1. 21. Structure d'alimentation de la MADA avec le stator raccordé au réseau. 60

Figure 1. 22. Structure d'alimentation de la MADA avec stator et rotor raccordés au réseau via des convertisseurs statiques. 60

Figure 1. 23. Représentation des vecteurs flux statorique et rotorique. 62

Figure 1. 24. Répartition de puissance entre stator et rotor. 63

Figure 1. 25. Comparaison (a) : entre les puissances apparentes des convertisseurs et (b) : des pertes de commutation en considérant deux systèmes l'un basé sur la MADA et l'autre sur la MAS [23]. 64

Figure 1. 26. Plage de fonctionnement de la MADA quand elle est en configuration avec deux convertisseurs. 64

Chapitre 2 : Présentation du système étudié

Figure 2. 1.Structure du système étudié. 69

Figure 2. 2. Angles contrôlés dans la commande Directe en Couple considérée. 70

Figure2. 3. Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux. 73

Figure2. 4. Commande optimisée de la vitesse mécanique et du vecteur flux pour une MADA. 74

Figure2. 5. Structure de régulation de la vitesse mécanique. 76

Figure2. 6. Structure du régulateur IP avec un anti-windup de la régulation de la vitesse mécanique. 76

Figure2. 7. Schéma de simulation du système. 77

Figure2. 8. Schéma de simulation du système. 78

Figure2. 9. Résultats de simulation de la commande CDC 80

Figure2. 10. Schéma général pour la mise en œuvre expérimentale de la partie puissance 82

Figure2. 11. Interface graphique utilisée. 83

Figure2. 12. Schéma général pour la partie commande. 84

Figure2. 13. Photo du banc expérimental présent dans le laboratoire. 85

Figure2. 14. Les courants statoriques et rotoriques captés sur la maquette. 86

Figure2. 15. Allure des courants (a) : rotoriques et (b) : statoriques simulés avant et après ajout du bruit. 86

Figure2. 16. Résultats expérimentaux de la commande CDC 88

Figure2. 17. Effet d'un défaut front du capteur de vitesse/position 90

Figure2. 18. Allures de la sortie d'un capteur de courant dans le cas 91

Figure2. 19. Effets de défaut capteurs courants statoriques (phase 1 et phase2) gain et offset. 92

Figure2. 20. Effets de défaut capteurs courants rotoriques (phase1 et phase 2) gain et offset. 93

Figure2. 21. Allures des sensibilités approchées des flux statoriques vis-à-vis (a) : des courants staoriques; 98

Figure2. 22. Allures des sensibilités approchées des flux rotoriques vis-à-vis (a) : des courants staoriques;..... 99

Chapitre 3 : Détection, Isolation et Reconfiguration de la Commande dans le cas de défauts capteurs de courant

Figure 3. 1. Positionnement du traitement des données des capteurs par rapport à la commande. 104

Figure 3. 2. Reconfiguration de la commande dans le cas de la redondance matérielle. 107

Figure 3. 3. Algorithme DID capteur courant détaillé (a) : côté stator ; (b) : côté stator. 109

Figure 3. 4. Superposition des valeurs estimés par une intégration pure et des valeurs calculées à partir des signaux captés (a) : du flux statorique sur l'axe α_s ; (b) : flux statorique sur l'axe β_s. 113

Figure 3. 5. Principe de l'intégrateur à utiliser. 114

Figure 3. 6. Allures de l'intégrale d'un signal sinusoïdal en utilisant un intégrateur pur et en utilisant l'intégrateur modifié. 115

Figure 3. 7. Résultats de simulation des flux (a) : statoriques α_s et β_s; (b) : rotoriques α_r et β_r calculés des deux façons différentes. 116

Figure 3. 8. Résultats expérimentaux des flux (a) : statoriques sur les axes α_s et β_s ; (b) : rotoriques les axes α_r et β_r calculés des deux façons différentes..... 117

Figure 3. 9. Algorithme d'estimation des courants statoriques et rotoriques. 118

Figure 3. 10. Chronogramme détaillé des algorithmes développés. 118

Figure 3. 11. Le cycle de fonctionnement imposé à la machine. 119

Figure 3. 12. Allures des courants statoriques mesurés et des courants estimés : 120

Figure 3. 13. Allures des courants rotoriques mesurés et des courants estimés :..... 121

Figure 3. 14. Résultats de simulation et résultats expérimentaux obtenus sans capteurs statoriques..... 122

Figure 3. 15. Chronogramme dans le cas où les capteurs de courants statoriques sont supprimés. 123

Figure 3. 16. Chronogramme dans le cas où les capteurs de courants rotoriques sont supprimés. 123

Figure 3. 17. Résultats de simulation obtenus sans capteurs rotoriques 124

Figure 3. 18. Résultats de simulation obtenus sans aucun capteur de courant..... 125

Figure 3. 19. Résultats de simulation obtenus sans aucun capteur de courant..... 125

Figure 3. 20. Résultats de simulation obtenus avant et après un défaut du capteur statorique de la première phase..... 127

Figure 3. 21. Résultats de simulation obtenus défaut capteur statorique de la phase 1 128

Figure 3. 22. Effet de loupe sur le marqueur permettant la détection du défaut. 129

Figure 3. 23. Résultats de simulation obtenus avant et après un défaut capteur statorique de la deuxième phase 130

Figure 3. 24. Résultats de simulation obtenus défaut capteur statorique de la phase 2 131

Figure 3. 25. Résultats de simulation obtenus avant et après un défaut capteur rotorique de la première phase..... 132

Figure 3. 26. Résultats de simulation obtenus défaut capteur rotorique de la phase 1..... 133

Figure 3. 27. Résultats de simulation obtenus avant et après un défaut capteur rotorique de la deuxième phase 134

Figure 3. 28. Résultats de simulation obtenus défaut capteur rotorique de la phase 2..... 135

Chapitre 4 : Détection, Isolation et Reconfiguration de la commande dans le cas d'un défaut capteur de vitesse/position

Figure 4. 1. Les différentes composantes des vecteurs courant (a) : rotorique ; (b) : statorique dans els repères $\alpha_s\beta_s$ et $\alpha_r\beta_r$. 140

Figure 4. 2. Principe de calcul de la position en présence d'un capteur type résolveur..... 143

Figure 4. 3. La méthodologie suivie appliquant l'algorithme ATO. 143

Figure 4. 4. Principe général de calcul de la vitesse utilisant l'algorithme de l'ATO. 144

Figure 4. 5. Zone de linéarité du signal sinusoïdal..... 145

Figure 4. 6. Principe de calcul de la vitesse utilisant l'algorithme de l'ATO après simplification..... 145

Figure 4. 7. Fonctionnement en BO de l'estimateur : allures des positions estimée et mesurée. 146

Figure 4. 8. Fonctionnement en BO de l'estimateur 147

Figure 4. 9. Solutions proposées (a) : fonctionnement sans capteur de vitesse et (b) : fonctionnement en supervision..... 148

Figure 4. 10. Chronogramme quand le fonctionnement est sans capteur de vitesse/position.148

Figure 4. 11. Fonctionnement en BF de l'estimateur (a) : allure des flux statoriques triphasés de référence et leurs valeurs régulées et (b) : allure des flux rotoriques triphasés de référence et leurs valeurs régulées. 149

Figure 4. 12. Résultats obtenus par simulation et expérimentalement pour le fonctionnement en BF de l'estimateur 150

Figure 4. 13. Cycle de fonctionnement et couple imposé à la machine pour validation à basse vitesse de la commande sans capteur de vitesse/position..... 151

Figure 4. 14. Validation du fonctionnement sans capteur de vitesse du système à basse vitesse 152

Figure 4. 15. Chronogramme quand le fonctionnement est en mode supervision. 153

Figure 4. 16. Les signaux recueillis à la sortie du codeur incrémental en fonction du sens de rotation de la machine. 154

Figure 4. 17. Comportement des signaux de sortie A et B du codeur incrémental lors d'un changement de rotation. 154

Figure 4. 18. Allure du signal R généré à partir des signaux A et B. 155

Figure 4. 19. Chronogramme relatif au fonctionnement en supervision. 156

Figure 4. 20. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =1.5s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut. 157

Figure 4. 21. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =5.0s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut. 158

Figure 4. 22. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =2.5s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut. 159

Figure 4. 23. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =6.0s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut. 160

Figure 4. 24. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =3.7s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut. 161

Figure 4. 25. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =7.2s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut. 162

Liste des tableaux

Chapitre 1 : Etat de l'art

Tableau 1. 1.Tableau récapitulatif de la progression d'apparition de la notion de sûreté de fonctionnement [1] 41

Tableau 1. 2.Tableau récapitulatif des statistiques recueillies pour les firmes éoliennes entre les années 2000-2004 [3], [6], [7] 47

Tableau 1. 3.Comparaison entre les trois types de capteurs de courants [10], [11] 48

Tableau 1. 4.Tableau récapitulatif des principaux avantages de deux technologies de capteur à effet Hall 50

Tableau 1. 5. Résumé des variations des puissances stator et rotor en fonction du coefficient k. 63

Chapitre 2 : Présentation du système étudié

Tableau 2. 1. Les signaux de commande des convertisseurs statiques S_i^x et les valeurs des tensions instantanées correspondantes $V_{xj}(j=0..7)$ 74

Tableau 2. 2. Les expressions récurrentes à implanter de calcul de l'angle θ_{sref} et du régulateur de vitesse 78

Tableau 2. 3. Les caractéristiques de la MADA 81

Tableau 2. 4. Les caractéristiques du variateur lié à la MADA 81

Tableau 2. 5. Les caractéristiques d'un IGBT 81

Tableau 2. 6. Les caractéristiques de la MCC 82

Tableau 2. 7. Les caractéristiques du codeur incrémental 83

Tableau 2. 8. Les caractéristiques du bruit ajouté côté chaîne d'acquisition des courants statoriques et rotoriques [34] 87

Tableau 2. 9.Les expressions des sensibilités des composantes du flux statorique vis-à-vis des courants de ligne statoriques et rotoriques 95

Tableau 2. 10.Les expressions des sensibilités des composantes du flux rotorique vis-à-vis des courants de ligne statoriques et rotoriques 95

Tableau 2. 11. Les approximations des expressions trigonométriques des fonctions de sensibilité 96

Tableau 2. 12. Interprétation des sensibilités approchées. 97

Tableau 2. 13. Les expressions approchées des sensibilités des composantes du flux statorique vis-à-vis des courants de ligne statoriques et rotoriques. 97

Tableau 2. 14. Les expressions approchées des sensibilités des composantes du flux rotorique vis-à-vis des courants de ligne statoriques et rotoriques. 98

Chapitre 3 : Détection, Isolation et Reconfiguration de la Commande dans le cas de défauts capteurs de courant

Tableau 3. 1.Différentes manières de calcul de la transformation de Concordia..... 105

Tableau 3. 2.Les trois critères définis. 106

Tableau 3. 3.Les cas de figures permettant la détection d'un capteur en défaut..... 106

Tableau 3. 4.Les deux critères définis en fonction de x_1 et x_2..... 107

Tableau 3. 5.Les cas de figures permettant la détection d'un capteur en défaut..... 108

Tableau 3. 6. Tableau récapitulatif des différentes valeurs des marqueurs d_{x1} et d_{x2}..... 109

Tableau 3. 7.Expressions des flux statoriques et rotoriques dans les deux repères $\alpha_s\beta_s$ et $\alpha_r\beta_r$. 110

Tableau 3. 8.Les expressions récurrentes à implanter de calcul des composantes du flux statorique et rotorique..... 112

Tableau 3. 9.Les expressions récurrentes à implanter de calcul des composantes du flux statorique et rotorique en utilisant l'intégrateur modifié..... 115

Notations, Symboles, Abréviations et Acronymes

Variables associées à la machine	
p	Nombre de paires de pôles
L_s	Inductance propre statorique
L_r	Inductance propre statorique
M_{sr}	Inductance mutuelle entre stator et rotor
R_s	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
σ	Coefficient de dispersion
J	Inertie de la machine
C_r	Couple de charge
C_{em}	Couple électromagnétique
C_{emref}	Couple électromagnétique de référence
f	Coefficient de frottement visqueux
Ω	Vitesse de rotation mécanique
Ω_{ref}	Vitesse de rotation de référence
ω	Vitesse de rotation électrique
ω_s	Pulsation statorique
ω_r	Pulsation rotorique
θ	Position angularie électrique du rotor de la machine
θ_s	Phase du flux statorique par rapport au stator
θ_r	Phase du flux rotorique par rapport au rotor
γ	Angle du couple
P_s	Puissance transitée par le stator
P_r	Puissance transitée par le rotor
P_{mec}	Puissance mécanique de la machine

Variables liées aux onduleurs	
E_s	Tension bus continu du convertisseur côté stator
E_r	Tension bus continu du convertisseur côté rotor
S^s_{123}	Signaux de commande pour convertisseur côté stator

S^r_{123}	Signaux de commande pour convertisseur côté rotor

Variables liées aux courants et tensions	
I_{s123}	Courants de phase du côté stator
I_{r123}	Courants de phase du côté rotor
V_{s123}	Tensions de phase du côté stator
V_{r123}	Tensions de phase du côté rotor
$i_{s\alpha\beta}$	Composantes de courant biphasées statoriques dans le repère $\alpha\beta$ lié au stator
$i_{r\alpha\beta}$	Composantes de courant biphasées rotoriques dans le repère $\alpha\beta$ lié au rotor
$v_{s\alpha\beta}$	Composantes de tension biphasées statoriques dans le repère $\alpha\beta$ lié au stator
$v_{r\alpha\beta}$	Composantes de tension biphasées rotoriques dans le repère $\alpha\beta$ lié au rotor

Variables liées aux flux	
Φ_s	Module du flux statorique
Φ_r	Module du flux rotorique
Φ_{s123}	Composantes triphasées de flux statorique
Φ_{r123}	Composantes triphasées de flux rotorique
Φ_{sref}	Module de référence du flux statorique
Φ_{ref}	Module de référence du flux rotorique
θ_{sref}	Phase de référence du vecteur flux statorique
θ_{rref}	Phase de référence du vecteur flux rotorique
$\Phi_{s123ref}$	Composantes de référence du flux statorique
Φ_{r123ef}	Composantes de référence du flux rotorique
$\Phi_{s\alpha\beta}$	Composantes biphasées du vecteur flux statorique dans le repère $\alpha\beta$ lié au stator
$\Phi_{r\alpha\beta}$	Composantes biphasées du vecteur flux rotorique dans le repère $\alpha\beta$ lié au rotor

Variables liées au régulateur de vitesse	
K_p	Gain de l'action proportionnelle
K_i	Gain de l'action intégrale
ς	Coefficient d'amortissement
ω_n	Pulsation propre

Abréviations et acronymes	
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
MCC	Machine à Courant Continu
MAS	Machine Asynchrone à cage

PI	Régulateur Proportionnel Intégral
IP	Régulateur PI sans zéro
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CDC	Commande Directe de Couple
DSP	Digital Signal Processor
FPGA	Field Programmable Gate Array
IGBT	Insulated Gate Bipolar transistor
DC	Direct current
DID	Détection et Isolation d'un Défaut
R	Reconfiguration
ATO	Angle Tracking Observer

Introduction Générale

Les entraînements électriques à vitesse variable qui existent dans l'industrie sont munis de capteurs soit pour leur protection soit pour leur contrôle. Généralement, les grandeurs à mesurer sont les grandeurs électriques continues ou alternatives (courants et/ou tensions), et les grandeurs mécaniques (vitesse et/ou position) ainsi que la température dans certains cas. La nature, le nombre, la technologie et l'emplacement de ces capteurs diffèrent selon la structure de l'entraînement électrique (nature des convertisseurs statiques, de la machine électrique et du contrôle) et des contraintes de l'application (contraintes de coût, de sûreté de fonctionnement ou encore d'environnement de fonctionnement).

Les machines électriques les plus utilisées aujourd'hui dans les entraînements électriques sont les machines asynchrones triphasées, et ce, bien que le marché des variateurs avec des machines synchrones enregistre une nette croissance mais elles sont trop chers. Les machines asynchrones peuvent être divisées en deux catégories : celles à rotor dit à cage d'écureuil et celles à rotor bobiné. Ces dernières sont alimentées par des systèmes alternatifs triphasés aussi bien au stator qu'au rotor et sont souvent désignées par Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA). Dans les entraînements électriques les plus répandus pour des applications standards, sont généralement utilisés deux capteurs de courant pour la mesure de deux courants de phase de la machine électrique, un capteur de tension pour la mesure de la tension du bus continu et, éventuellement, un capteur de vitesse ou de position selon le niveau de performances exigé par l'application. Dans le cas d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation, les capteurs électriques sont en général dédoublés.

Le bon fonctionnement de la commande et le niveau de performance de l'entraînement électrique repose essentiellement sur la qualité de l'information de rétroaction issue des capteurs. Cependant, des études pointent du doigt ces capteurs et les désignent comme un des maillons faibles de la chaîne d'un entraînement électrique à vitesse variable. Le défaut d'un capteur installé provoquerait un disfonctionnement de la commande, induisant dans la plupart des cas la mise hors service du système afin d'éviter sa complète détérioration. Néanmoins, une mise hors service se traduit par un arrêt du système de production et donc par une perte financière. Ceci est d'autant plus inacceptable que les exigences industrielles en termes non seulement de performances mais aussi de fiabilité et de disponibilité de l'outil de production sont de plus en plus élevées et sévères.

Face à ces exigences, des travaux de recherche se sont intéressés à la continuité de service des systèmes électriques, et ce, en investiguant au niveau des algorithmes de commande de telles sorte que ces systèmes deviennent tolérants aux défauts et plus particulièrement aux défauts de capteurs.

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéressons à la Machine Asynchrone Doublement Alimentée, une machine ayant une redondance structurelle naturelle. Cette machine a connu un regain d'intérêt en tant que génératrice dans les systèmes éoliens à vitesse variable car les convertisseurs sont installés du côté du rotor et donc dimensionnés uniquement pour la puissance rotorique, le stator étant directement relié au réseau. Son fonctionnement en moteur, avec la même configuration de convertisseurs statiques au niveau uniquement du rotor, se retrouve essentiellement dans des applications de pompage-turbinage de grande puissance. Les degrés de liberté supplémentaires qu'offre sa double alimentation, du côté du rotor et du côté du stator, ont donné lieu à des investigations tant au niveau des stratégies de commande pour aboutir à des plages de fonctionnement encore plus étendues qu'au niveau de la reconfiguration du système de puissance pour augmenter sa disponibilité dans le cas d'une défaillance d'un des convertisseurs statiques.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons à cette machine fonctionnant en mode moteur avec alimentation par deux ensembles redresseur-filtre-onduleur, l'un du côté du stator et l'autre du côté du rotor. Une commande directe de couple (CDC) est appliquée à ce système. Cette commande non linéaire, dite à structure variable et connue pour sa robustesse paramétrique, donne lieu à une dynamique de couple très élevée et nécessite une bonne précision de la mesure des courants et une grande rapidité de contrôle.

L'objectif visé dans le cadre de cette thèse est de développer des modules algorithmiques pouvant s'intégrer à l'algorithme de commande existant, de telle sorte que l'ensemble soit tolérant aux défauts de capteurs de courant et aux défauts de capteurs mécaniques.

Ainsi donc, sans aucun ajout de matériel, la commande devra devenir tolérante aux défauts de ces capteurs, c'est-à-dire qu'en la présence d'un défaut quelconque d'un de ces capteurs, l'entraînement électrique devra continuer à fonctionner, en gardant le même degré de performances, sinon, assurer le travail en mode dégradé.

Le premier chapitre de ce mémoire présente les capteurs les plus utilisés dans les entraînements considérés en détaillant leur technologie et leur mise en œuvre. Cette présentation permettra, de bien mettre en valeur les sources de défaillance pouvant occurer soit au niveau des capteurs eux-mêmes, soit au niveau d'un des éléments de la chaîne de mesure. La seconde partie de ce chapitre concerne la MADA. Après un bref rappel de son principe de fonctionnement, nous présentons l'objectif d'étude en rappelant ses principaux avantages dégagés par des études antérieures.

Dans le deuxième chapitre, nous détaillons la mise en œuvre de la commande directe du couple utilisée, tant par simulation qu'expérimentalement. La simulation a été réalisée sur le logiciel *SABER,* qui permet de reproduire au mieux les conditions de fonctionnement réel du système. Cette simulation est qualifiée par méthode de quasi-expérimentation. L'outil numérique ainsi mis au point est validé par la suite à l'aide d'une maquette expérimentale développée au sein du laboratoire LAPLACE dans le cadre de travaux de recherche antérieurs. La validation est vérifiée sur toute la plage de fonctionnement de l'entraînement électrique, dans différentes conditions de charge. Cette étape de validation dans le cas d'un fonctionnement en mode sain est très importante car tout le développement ultérieur en dépendra. En effet, nos recherches : d'abord pour l'étude de l'effet d'un défaut de capteur sur le système, ensuite pour le développement des algorithmes de détection et d'isolation des capteurs défaillants (DID) et enfin pour la reconfiguration (R) de la commande seront menés avec cet outil de simulation.

Ainsi, dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord les résultats obtenus montrant le bon fonctionnement de la commande pour différents points de fonctionnement de la machine, ensuite, la maquette expérimentale et ses différents éléments constitutifs.

La dernière partie de ce chapitre concerne l'étude de l'effet de défauts survenant au niveau d'un capteur de courant ou d'un capteur de vitesse/position. Les résultats de simulation obtenus montrent la détérioration des performances de l'entraînement électrique et une augmentation prohibitive des courants et des oscillations de couple. Les résultats obtenus illustrent l'importance du problème traité dans le cadre de cette thèse, et confirme l'intérêt des recherches menées.

Les deux derniers chapitres concernent la détection, l'isolation et la reconfiguration de la commande dans le cas de défauts capteurs de courant, pour le troisième chapitre, et dans le cas de défauts capteurs mécaniques, pour le quatrième chapitre.

Dans le troisième chapitre nous développons les algorithmes proposés pour la détection et l'isolation d'un éventuel défaut (DID) qui surviendrait à n'importe quel point de fonctionnement de la machine. Après, nous présentons l'algorithme de reconfiguration (R) qui permettra d'assurer la continuité de service du système. La commande devient ainsi tolérante aux défauts capteurs de courant. Les résultats de validation de ces algorithmes sont, par la suite exposés montrant leur bon fonctionnement.

Enfin, le dernier chapitre porte sur les solutions proposées pour répondre aux exigences concernant les défauts de capteurs mécaniques. Dans une première partie, nous présentons les algorithmes de reconstitution de la position du rotor de la machine d'abord en utilisant uniquement la mesure des courants statoriques puis en utilisant uniquement la mesure des courants rotoriques. Cette estimation de la position rotorique est utilisée pour la reconstitution de la vitesse mécanique.

Ces algorithmes de reconstitution sont par la suite utilisés pour remplacer le capteur mécanique. Ils correspondent à des capteurs analytiques permettant d'estimer et/ou observer les grandeurs qui étaient générées par le capteur. Cette étape permet de valider le mode de fonctionnement sans capteur de vitesse, vers lequel basculerait la commande quand un défaut de capteur de vitesse est détecté.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous développons l'algorithme de détection et d'isolation d'un défaut de capteur de vitesse. Il est basé sur le principe de la validation de la mesure à partir de trois mesures différentes de la même grandeur (redondance analytique). Il s'agit d'exécuter, en parallèle avec la commande, deux algorithmes ; l'un pour détecter et isoler un éventuel défaut de capteur vitesse/position et l'autre pour la prise de décision et la reconfiguration de la commande. La continuité de service est ainsi assurée. La validation des algorithmes présentés dans ce chapitre est réalisée aussi bien par simulation qu'expérimentalement.

Chapitre 1.

Etat de l'art

Sommaire

1.1. Introduction 41

1.2. Emplacement des capteurs 43

1.3. Les Capteurs de Courants Alternatifs 47

1.3.1. Les capteurs à effet Hall 48

1.4. Les Capteurs de Vitesse/Position 51

1.4.1. Le capteur résolveur 52

1.4.2. Les codeurs incrémentaux 52

1.4.2.1. Principe du codeur incrémental 52

1.4.2.2. Exploitation des signaux 55

1.4.3. Les codeurs absolus 55

1.4.3.1. Exploitation des signaux 55

1.5. Les causes d'un defaut capteur 56

1.5.1. Chaîne d'acquisition de la vitesse/position 56

1.5.2. Chaîne d'acquisition des courants 57

1.6. La Machine Asynchrone a Double Alimentation 57

1.6.1. Constitution 57

1.6.2. Domaines d'application 59

1.6.3. Configuration MADA avec deux convertisseurs 61

1.7. Conclusion 65

1.1. INTRODUCTION

La notion de sûreté de fonctionnement a commencé avec la deuxième guerre mondiale dans les secteurs de la défense, de l'aéronautique, de l'espace, du nucléaire, puis des télécommunications et des transports et s'étend maintenant à tous les secteurs industriels. Cette notion a progressé au fil du temps (tableau 1.1) pour englober aujourd'hui différentes disciplines et approches. Ces dernières sont applicables de nos jours dans tous les domaines tant industriels que financiers, juridiques, …

Tableau 1. 1.Tableau récapitulatif de la progression d'apparition de la notion de sûreté de fonctionnement [1]

	Progression	Domaines d'utilisation
1940 - 1950	- Découverte d'une approche probabiliste ➔ notion de fiabilité	Electronique dans l'aéronautique, la défense et le nucléaire
1960 -1970	- Généralisation de l'approche probabiliste ➔ maintenabilité	Composants : mécaniques, hydrauliques, électriques, …
1980	- Développement de méthodes d'analyse, de logiciels de calcul, de logiciels de modélisation,… - Constitution de bases de données	Utilisation de l'approche résultante pour maîtriser tout type de risque industriel
Aujourd'hui	- Notion qui recouvre la fiabilité, la disponibilité, la maintenabilité, la sécurité, la durabilité, …	Tous les domaines

Dans ce qui suit, l'intérêt de cette étude va être porté sur l'approche de la disponibilité des systèmes électriques. Il s'agit du temps passé par le composant à remplir la fonction requise dans les conditions données.

La disponibilité d'un système électrique, en général, dépend fortement de la fréquence et du coût de leur maintenance. Cependant, une maintenance fréquente et répétitive est rarement une solution approuvée par les industriels, vu les inconvénients suivants :

- Le coût de la main d'œuvre amenée à réaliser la maintenance
- Le système est en général mis hors service durant la maintenance, et donc il n'est pas productif

Pour satisfaire les exigences croissantes quant à la disponibilité des systèmes électriques, les chercheurs se sont investis pour trouver des solutions optimisant cette disponibilité. Ils traitent alors de plus en plus des techniques préventives et développent aussi des algorithmes permettant la continuité de service des systèmes électriques même en cas de panne.

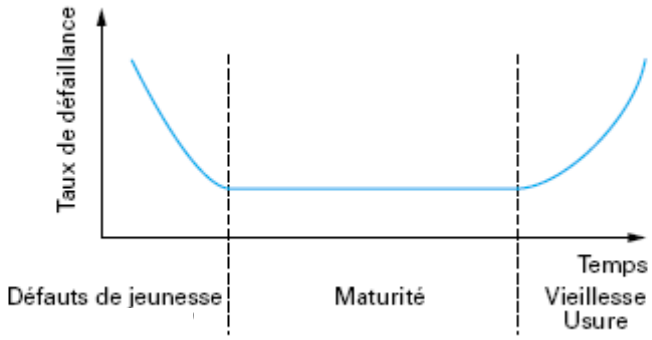


Figure 1. 1. Courbe du taux de défaillance d'un composant quelconque en fonction du temps : courbe en baignoire [2].

Le capteur est l'un des composants essentiels sur lequel repose la commande des systèmes électriques. Il obéit, comme chaque composant, à une loi définissant son taux de défaillance souvent représentée par la figure 1.1 (courbe en baignoire). Durant sa durée de vie, il est susceptible de passer par trois différentes périodes :

- 1ère période : c'est la période de rodage. Le nombre de défauts et défaillances y est très élevé vu la possibilité de se retrouver avec un défaut de fabrication ou de subir des phénomènes à évolution rapide. Cette période décroit avec l'âge du composant. Elle peut durer entre quelques heures et quelques centaines d'heures
- 2ème période (fond de la baignoire): c'est la période de maturité du composant. Le taux de défaillance est très faible et est à peu près constant. Il s'agit de la période utile du composant. Sa durée s'étend de quelques milliers d'heures pour les pièces mécaniques à plusieurs centaines de milliers d'heures pour les composants électroniques [2]
- 3ème période : c'est la période qui marquera la fin de vie d'un composant. Elle est caractérisée par un taux de défaillance croissant. Les défaillances qui apparaissent dans cette période sont dues à l'usure ou à la fatigue du composant.

Les défaillances du capteur peuvent être dues :

- au capteur lui-même, suite à une mauvaise fabrication, à une mauvaise installation ou encore à un non respect du dimensionnement (dans le cas des capteurs des grandeurs électriques), on parlera alors de défaillances premières [3]
- à un environnement présentant des conditions et des contraintes excessives : comme des hautes températures de fonctionnement, des champs électromagnétiques excessifs, des vibrations mécaniques dans le cas du transport électrique : c'est le cas des défaillances secondes

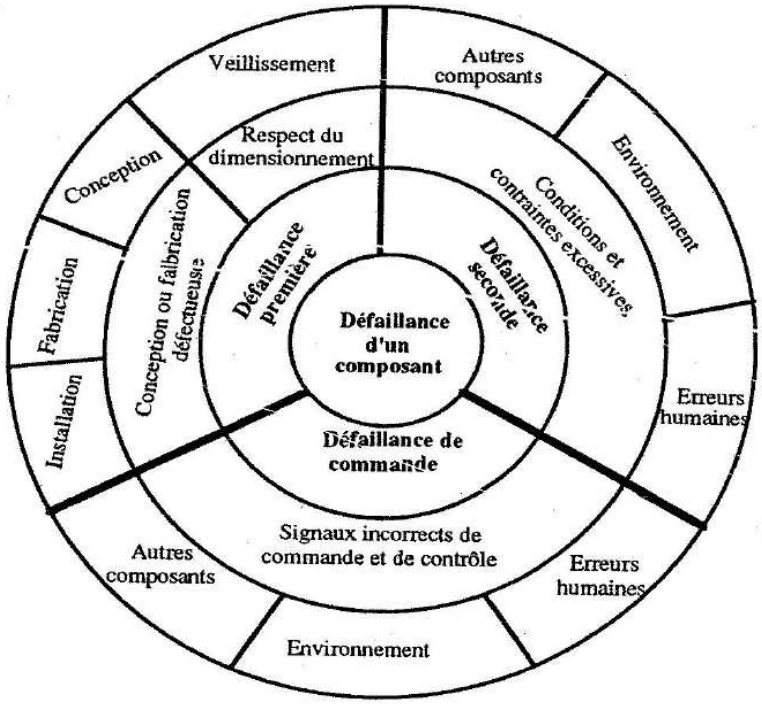


Figure 1. 2. Classification des défaillances [3]

Ces défaillances peuvent survenir durant chacune des trois périodes de la durée de vie du capteur. La figure 1.2 représente la classification des défaillances d'un composant quelconque.

1.2. EMPLACEMENT DES CAPTEURS

Les capteurs constituent des éléments critiques de la chaîne d'un entraînement électrique. A cet effet, les industriels ne cessent d'améliorer les technologies de leurs produits tout en réduisant leur coût. Sur la figure 1.3, nous représentons un schéma type d'une chaîne d'un entraînement électrique.

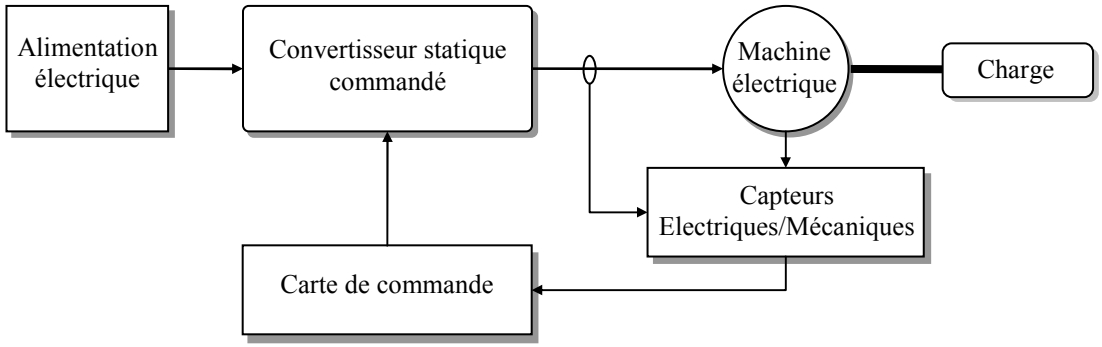


Figure 1. 3. Représentation typique d'une chaîne d'entraînement électrique.

Les capteurs de courant sont utilisés soit pour la surveillance et la protection, soit pour la commande de la machine électrique. Dans le premier cas, les capteurs utilisés sont ceux intégrés en série avec l'interrupteur de puissance, dans le second cas, les capteurs de courant sont placés en série entre la machine et l'onduleur.

Bien que dans la littérature on trouve de plus en plus de travaux qui utilisent pour le contrôle, les capteurs initialement prévus pour la surveillance [4], [5], on s'intéressera dans le cadre de cette thèse au cas des capteurs utilisés pour le contrôle et placés en série sur les lignes des phases du moteur électrique.

Les sorties des capteurs de courants et du capteur de vitesse/position sont traitées à l'aide de circuits d'interfaçage assurant essentiellement l'adaptation de niveau de tension, le filtrage, l'isolation et la conversion analogique numérique. Les signaux numériques ainsi obtenus constituent les entrées de la carte de commande qui comprend le composant cible (FPGA, DsPIC, DSP ou autres) dans laquelle sera implanté l'algorithme développé.

Dans le cas de la mesure des courants pour le contrôle, les grandeurs à réguler peuvent être les courants eux-mêmes, ou bien les flux dans la machine. Si la régulation concerne directement les courants, on parlera de régulation des modes rapides ; si, par contre, les grandeurs à réguler sont les flux, on parlera alors de régulation des modes moyens (le mode lent étant le mode mécanique et très lent étant le mode thermique).

Cette séparation des modes est effective si les constantes de temps de ces modes sont éloignées.

Les différentes commandes peuvent être classées en deux groupes : commandes linéaires et commandes non linéaires, comme le montre la figure 1.4. Parmi les commandes linéaires, nous citons celles basées sur des régulateurs linéaires (du type PI, RST ou autre) ou les commandes par retour d'état linéaire. Parmi les commandes non linéaires nous citons celles basées sur les

techniques de comparaison et commutation, comme le contrôle par hystérésis et le contrôle par mode de glissement (à structure variable).

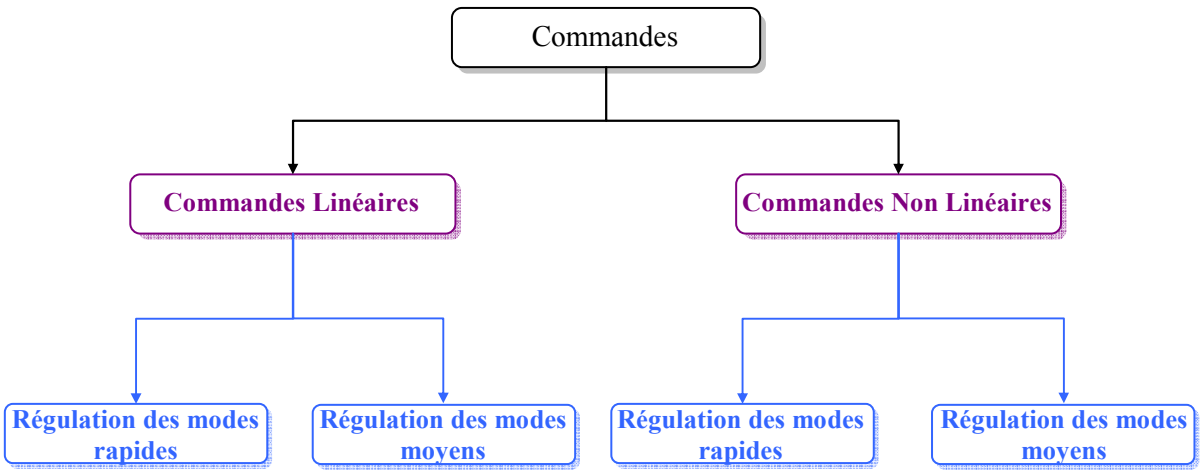


Figure 1. 4. Classification des commandes.

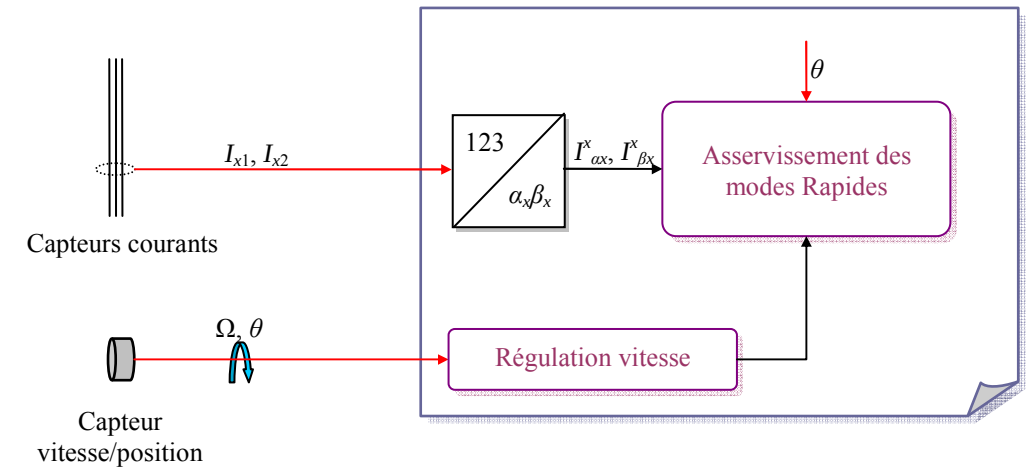
La régulation, aussi bien des modes rapides que des modes moyens, peut porter soit directement sur les grandeurs triphasées soit sur leurs composantes biphasées, obtenues par transformation de coordonnées.

Dans le premier cas, la commande est généralement non linéaire. Dans le second cas, selon le repère de travail, les composantes à réguler peuvent être soit alternatives, soit continues. En effet, dans le repère fixe lié au stator ($\alpha_s\beta_s$) et dans le repère fixe lié au rotor ($\alpha_r\beta_r$), les grandeurs statoriques ainsi que les grandeurs rotoriques sont alternatives. Alors que dans un repère *dq* tournant et lié à un des champs tournants, les différentes grandeurs (celles liées au stator et celles liées au rotor), seront continues.

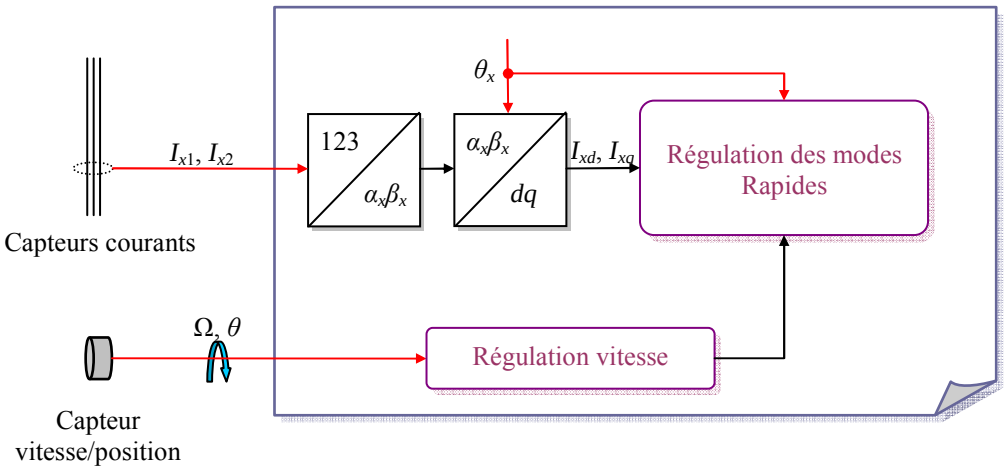
Les figures 1.4 et 1.5 résument les différentes situations. L'indexe '*x*' correspond à l'indexe '*s*' pour les grandeurs statoriques et à '*r*' pour les grandeurs rotoriques.

Aussi bien pour les modes rapides que pour les modes moyens, quand les grandeurs à réguler sont les composantes exprimées dans le repère biphasé lié soit au stator (dans le cas d'asservissement des courants statoriques) soit au rotor (dans le cas d'asservissement des courants rotoriques), l'asservissement doit être paramétré selon le degré de poursuite et la bande passante avec lesquels il est demandé au système de réagir (figure 1.5a et 1.6a).

Par contre, quand les composantes à réguler sont exprimées dans un repère tournant *dq*, la régulation doit répondre au temps de réponse et aux paramètres de régulation temporelle imposés par le cahier des charges (figure 1.5b et 1.6b).



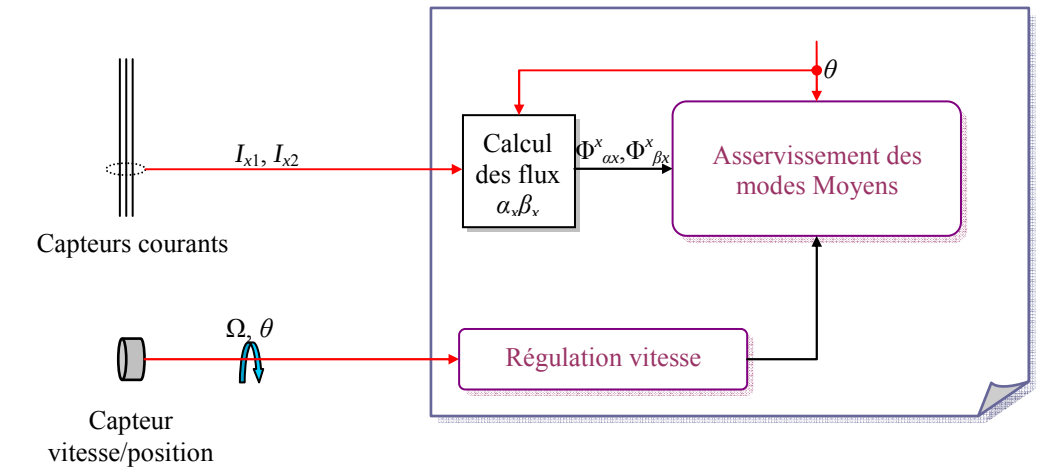
(a) : Asservissement des courants sinusoïdaux



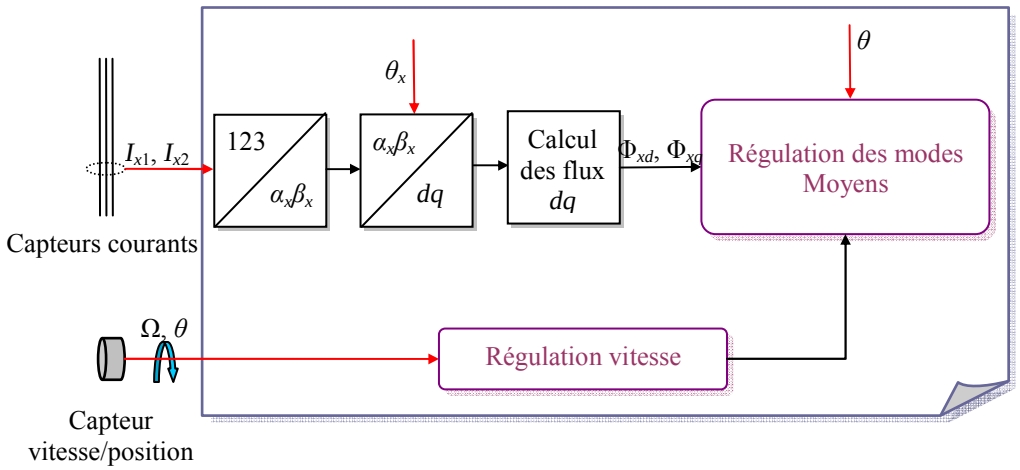
(b) : Régulation des courants continus

Figure 1. 5. Commande basée sur la régulation des modes rapides.

Le contrôle de la vitesse (mode lent), comme le contrôle des modes rapides et moyens, peut se faire soit à l'aide de techniques linéaires, (PI ou encore IP), ou des techniques non linéaires à structures variables (par mode de glissement). Il est à remarquer que pour toutes les grandeurs à contrôler, dans le cas de commandes basées sur la comparaison de la grandeur mesurée (ou reconstruite à partir des mesures) avec la grandeur de consigne, qu'elles soient linéaires (régulateurs PI, RST ou autres) ou non linéaires (contrôle par hystérésis), les performances obtenues dépendent étroitement de la qualité de l'information obtenue, soit directement par la mesure, soit par une reconstitution à partir des mesures.



(a) : Asservissement des flux sinusoïdaux



(b) : Régulation des flux continus

Figure 1. 6. Commande basée sur la régulation des modes moyens.

Des études statistiques sur le taux de défaillance des capteurs dans les entraînements électriques à vitesse variable et la nature des défauts nous auraient aidés à souligner encore plus l'intérêt de notre étude et son impact. Malheureusement, de telles informations sont très difficiles à trouver, et ce pour plusieurs raisons :

- Les industriels dévoilent rarement des données concernant leurs produits et ils partagent encore moins des informations par rapport aux défaillances et défauts occasionnés par ces produits
- Dans certains cas, le recul n'est pas suffisant, et donc il n'y a pas forcément de données largement récoltées pour élaborer des études statistiques
- ...

Concernant l'utilisation de la MADA dans des systèmes de puissance, des études statistiques dans le domaine éolien ont été publiées [6]. Elles ont été réalisées sur des données relevées durant la période entre les années 2000-2004. Elles donnent le taux de défaillances des éléments essentiels dans les éoliennes. L'étude est menée pour trois pays : la Suisse, la Finlande et l'Allemagne. Ces données statistiques sont résumées dans le tableau 1.2.

Il est à noter que, pour la Suisse, le pourcentage de nombre de défauts liés aux capteurs installés dans ce type de structure est de 14.1%. Ce pourcentage constitue le deuxième plus grand pourcentage de nombre de défauts. Concernant les statistiques liées aux fermes éoliennes en Finlande, la distribution en pourcentage du nombre de défauts liés aux capteurs est de 8.4% et occupe la quatrième place. Par contre, les statistiques concernant les fermes éoliennes allemandes pointent du doigt les capteurs comme troisième source de pannes fréquentes dans les chaînes éoliennes avec 10% de pourcentage.

Tableau 1. 2.Tableau récapitulatif des statistiques recueillies pour les firmes éoliennes entre les années 2000-2004 [3], [6], [7]

	Suisse (%)	Finlande (%)	Allemagne (%)
Autres	-	4.5	-
Capteurs	**14.1**	**8.4**	**10**
Commande du système	12.9	6.9	17
Divergence système	6.7	7.3	8
Frein mécanique	1.2	3.3	5
Génératrice	5.5	6.1	4
Hydraulique	13.3	22.8	10
Inconnu	-	2.4	-
Informatique	0.3	0.6	5
Multiplicateur de vitesse	9.8	9.4	4
Pales	13.4	14.3	7
Structure	1.5	6.3	4
Système électrique	17.5	7.7	24
Train d'entraînement	1.1	0.0	2
Unité entière	2.7	0.0	-

Ces statistiques concernant les capteurs englobent tous les capteurs qui sont installés dans la chaîne éolienne. En effet, dans une turbine classique, il y a entre 30 et 50 capteurs. Néanmoins, dans les turbines modernes, ce nombre peut aller jusqu'à 2000 capteurs par installation. Parmi ces capteurs, on trouve : un capteur pour mesurer la vitesse du vent, un capteur de température, un capteur de direction du vent, un capteur de vibrations, des capteurs de courants, un capteur de vitesse de la génératrice, des capteurs de tensions (continues ou alternatives), … [8]. Les sorties de tous ces capteurs sont liées au système de supervision et de commande de la génératrice.

1.3. LES CAPTEURS DE COURANTS ALTERNATIFS

Le choix du capteur à installer doit se faire en tenant compte de différentes contraintes et exigences imposées par l'application et par l'environnement [9]. Ces dernières sont principalement les suivantes :

- Contraintes électriques du signal à mesurer : amplitude, fréquence, comportement dynamique, niveau du mode commun, avec ou sans composante continue, avec ou sans séparation galvanique
- Contraintes d'environnement : température, vibration, volume, durée de vie, interférences électromagnétiques (CEM)…
- Contraintes d'usage : coût, résolution, précision,…

La problématique liée au capteur de courant est qu'il fonctionne dans un milieu fortement perturbé par les interférences qui peuvent exister dans le circuit où il est installé. Ces interférences sont subies, soit par conduction soit par rayonnement. Le deuxième problème est dû à la longueur des fils.

Les capteurs de courant les plus utilisés dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable peuvent être classés selon qu'ils présentent une séparation galvanique ou non. Les capteurs les plus utilisés et qui présentent une séparation galvanique sont

- le capteur à effet Hall : basé sur la relation de *Maxwell-Ampère*. Il est aussi fiable et assure une bonne précision
- le transformateur de courant : utilise les principes physiques mis en jeu par la relation de *Maxwell-Ampère*, celle de *Maxwell-Faraday* et la loi d'*Ohm* [9]. Il est surtout utilisé pour les applications à forts courants
- l'enroulement de Rogowski : utilise les principes de la loi d'*Ampère*. Il permet de capter les régimes transitoires des courants. Il n'est pas assujetti au phénomène de saturation magnétique, ce qui lui donne une très grande linéarité. Il est surtout utilisé dans l'industrie de puissance

Pour les capteurs sans séparation galvanique, nous pouvons citer

- le capteur shunt (résistance) : basé sur la loi d'*Ohm*. Ce type de capteur est fiable et son prix est faible, mais des précautions de précision doivent être prises lors de la mesure vue que la résistance des fils de mesure n'est pas négligeable devant celle de la résistance shunt.

Le tableau 1.3 donne une comparaison entre ces quatre méthodes de mesure. Il est à noter que le capteur à effet Hall présente, dans l'ensemble, de meilleures caractéristiques. Cependant, il est le plus cher entre tous.

Tableau 1. 3.Comparaison entre les trois types de capteurs de courants [10], [11]

Outil de captation	Résistance Shunt	Effet Hall	Transformateur de Courant	Rogowski
Exactitude	Bon	Bon	Moyen	Bon
Exactitude envers température	Bon	Faible	Bon	-
Prix	Bas	Haut	Moyen	Bas
Isolation galvanique	Non	Oui	Oui	Oui
Capacité de mesurer les forts courants	Faible	Bon	Bon	Bon
Problèmes liés à l'offset	Oui	Non	Non	Non
Saturation magnétique	Non	Oui	Oui	Non
Consommation d'énergie	Haut	Bas	Bas	-
Mesurer AC/DC	Les deux	Les deux	Seulement AC	Seulement AC

Dans cette étude nous ne nous intéresserons qu'aux capteurs à effet Hall vu qu'ils sont massivement présents dans les différents variateurs. Le paragraphe qui suit présente le principe de fonctionnement de ce type de capteur.

1.3.1. Les capteurs à effet Hall

La figure 1.7 représente la composition d'un capteur à effet Hall. Il comprend essentiellement trois éléments : un circuit magnétique qui sera traversé par le courant à mesurer, son entrefer et un générateur à effet Hall placé dans cet entrefer. Le générateur à effet Hall est une cellule constituée

d'un matériau semi-conducteur : arséniure de gallium (AsGa) ou antimoine d'indium (InSb) [9], [10].

La sortie du capteur à effet Hall est la tension générée par le générateur à effet Hall. Cette tension est de quelques millivolts. Elle représente l'image du courant capté. Un circuit d'amplification est donc nécessaire pour pouvoir exploiter la sortie du capteur.

Ce type de capteur présente plusieurs avantages. Les principaux avantages sont : une isolation galvanique qu'il offre du fait de sa structure. Aussi, la technique sur laquelle il est basé permet de capter aussi bien les courants continus que les courants alternatifs. Enfin, la plage de son utilisation est étendue vu qu'il admet une large bande passante.

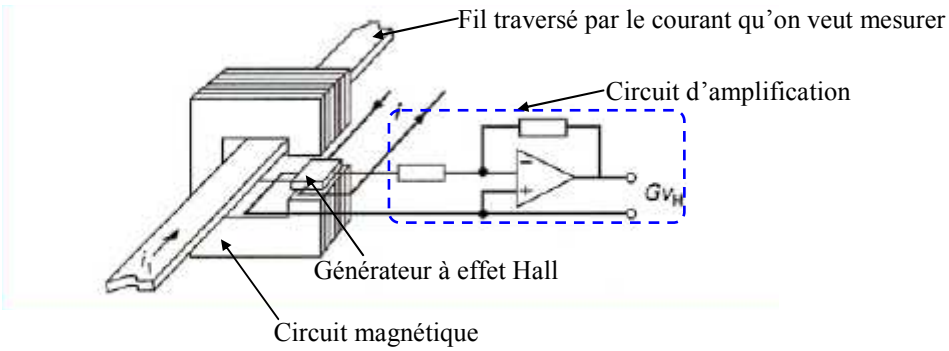


Figure 1. 7. Composition d'un capteur à effet Hall [11].

Toutefois, vu que ce capteur est muni d'un générateur de Hall, il admet alors quelques inconvénients tels que les défauts de linéarité et la sensibilité à la température. Ces inconvénients se traduisent par une incertitude pratique de mesure de 1 à 2% [12].

Deux technologies de capteurs à effet Hall (courant ou tension, alternatif ou continu) existent. Il s'agit de technologie en Boucle Ouverte (BO) ou en Boucle Fermée (BF). Dans ce qui suit nous n'allons montrer la différence de ces technologies que pour les capteurs de courant.

Un capteur de courant à effet Hall en BF est un capteur composé d'un circuit primaire (circuit où passe le courant à mesurer), d'une bobine secondaire, d'un générateur à effet Hall et d'un circuit électronique (figure 1.8). Le passage du courant à mesurer dans le circuit primaire crée un flux magnétique. Ce dernier sera compensé par un courant circulant dans la bobine secondaire. Ce courant de compensation est l'image du courant à mesurer.

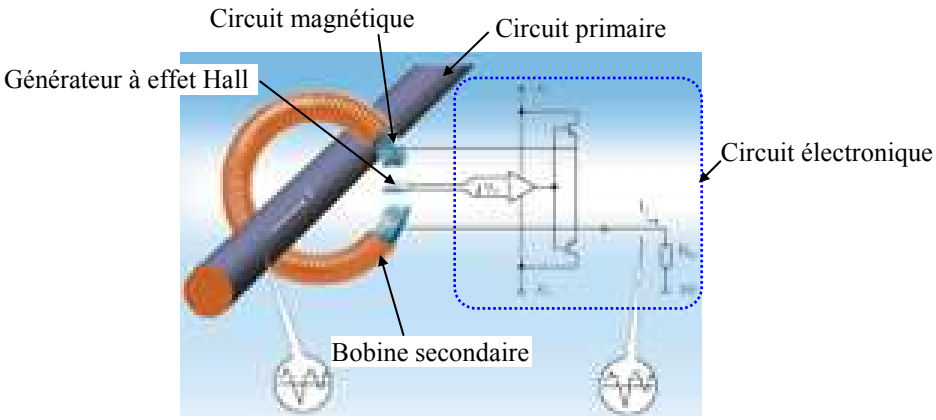


Figure 1. 8. Composition d'un capteur à effet Hall de courant en boucle fermée [13]

Par contre, un capteur de courant à effet Hall en BO est un capteur composé d'un circuit magnétique, d'un circuit primaire, d'un générateur à effet Hall et d'un circuit électronique (figure 1.9). Le courant circulant dans le circuit primaire crée un flux magnétique. Ce flux est concentré dans le circuit magnétique et est recueilli au niveau de la cellule à effet Hall (mise dans l'entrefer). Le signal de sortie de cette cellule est l'image du courant à capter.

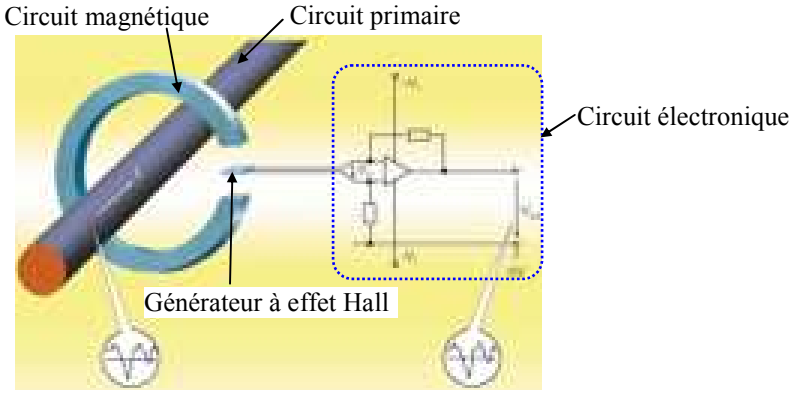


Figure 1. 9. Composition d'un capteur à effet Hall de courant en boucle ouverte [14]

Dans les deux cas, le signal recueilli sera amplifié à la sortie du capteur. Le tableau 1.4 montre les différents avantages de ces deux technologies.

Tableau 1. 4.Tableau récapitulatif des principaux avantages de deux technologies de capteur à effet Hall

	Capteur à effet Hall en BF	Capteur à effet Hall en BO
Fréquence	Large	large
Précision	bonne	bonne
Temps de réponse	faible	faible
Exactitude envers température	bonne	faible
linéarité	excellente	saturation

Les marques les plus répandues des capteurs à effet Hall sont *LEM*, *ABB*,... Sur la figure 1.10 nous montrons un capteur type *LEM*.

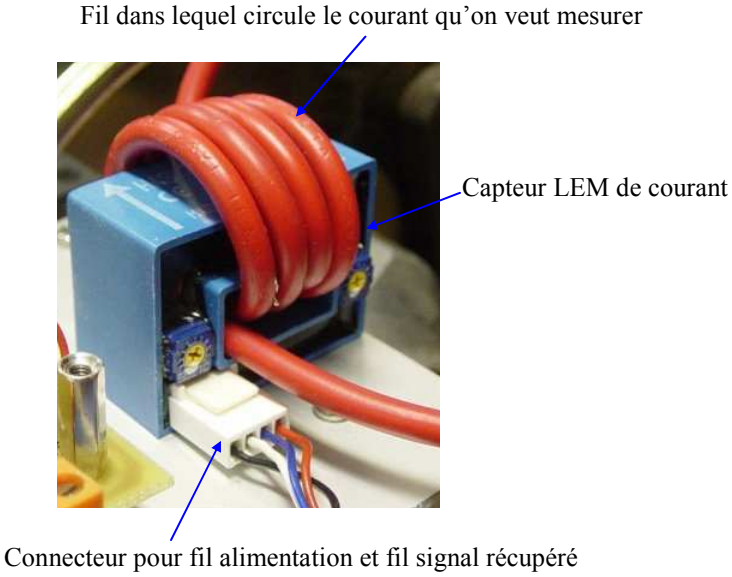


Figure 1. 10. Exemple d'un capteur à effet Hall de type LEM monté en circuit [15].

1.4. LES CAPTEURS DE VITESSE/POSITION

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons aux capteurs rotatifs couramment utilisés pour la mesure de la vitesse et/ou de la position dans les entraînements électriques à vitesse variable.

Parmi les capteurs qui mesurent directement la vitesse, nous pouvons citer :

- les alternateurs tachymétriques : c'est une machine similaire à un alternateur avec rotor à aimants. La vitesse de rotation est déterminée à partir de l'amplitude et de la fréquence des tensions induites dans le stator lors de la rotation. Le sens de rotation est détecté à partir du déphasage entre les tensions générées
- Les dynamos tachymétriques : c'est une machine qui s'apparente à une génératrice à courant continu. La rotation du rotor de la MCC induit une tension continue. Le signe de cette dernière indique le sens de rotation.

La vitesse est obtenue à partir d'un traitement en aval des signaux recueillis à la sortie du capteur. La position est par la suite obtenue par intégration de la vitesse.

A côté de ces capteurs de vitesse, nous citons les capteurs optiques de position angulaire, munis de la technique optique. Le principe de fonctionnement des ces codeurs optiques est simple, mais leur réalisation est complexe [12]. Un codeur optique est lié mécaniquement à l'arbre qui l'entraîne. Un disque se trouvant à l'intérieur du codeur tourne alors à la même vitesse de rotation que l'arbre. Une source lumineuse éclaire donc ce disque en rotation ; cette source est une Diode Electroluminescente (DEL). La lumière émise traverse les fentes de ce disque. La réception du signal ainsi crée est réalisée par une photodiode. Ce signal est un signal analogique qui sera par la suite amplifié et mis en forme. Sa conversion en signal carré se fait par le biais de l'électronique qui existe dans le codeur. Ainsi, un codeur optique est composé de trois parties : partie mécanique, partie optique et partie électronique.

Dans ce qui suit nous nous intéresserons aux capteurs rotatifs suivants : le résolveur, le codeur incrémental et le codeur absolu.

1.4.1. Le capteur résolveur

Le résolveur est un capteur de position qu'on peut trouver dans différentes applications telles que la robotique, les radars et les antennes satellite, l'avionique,… [16]. Il est surtout utilisé en association avec les machines synchrones. Ce capteur est constitué d'une partie fixe (stator) et d'une partie mobile (rotor). Le coefficient de couplage entre ces deux parties varie en fonction de la position du rotor Ψ. En alimentant le rotor par un signal sinusoïdal, deux signaux modulés sont recueillis au niveau du stator. La démodulation de ces derniers, permet de recueillir deux signaux sinusoïdaux en quadrature de phase. Le traitement de ces signaux permet d'obtenir la position mesurée θ. La figure 1.8 montre le principe du résolveur. Plusieurs algorithmes de traitement des signaux recueillis au niveau du stator existent pour l'obtention de la position.

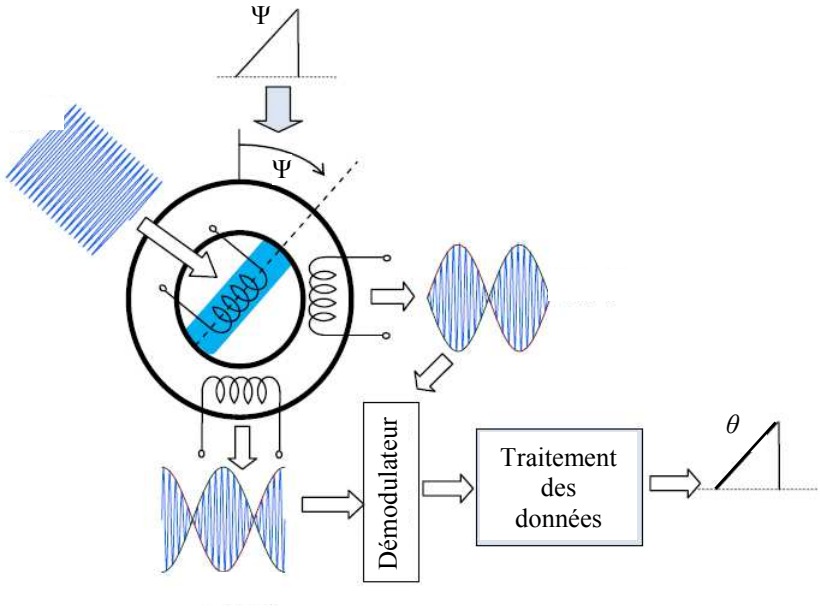


Figure 1. 11. Principe du capteur résolveur [16].

L'avantage majeur de ce type de capteur est sa robustesse. En effet, avec un capteur résolveur les pannes sont moins courantes. Toutefois, l'inconvénient qu'il présente est que la reconstitution de la position et plus complexe et nécessite l'élaboration d'un algorithme poussé contrairement au cas d'un capteur optique.

1.4.2. Les codeurs incrémentaux

Le codeur incrémental est un capteur optique qui génère des impulsions permettant la reconstitution de la position.

1.4.2.1. Principe du codeur incrémental

Comme tous les capteurs optiques, le codeur incrémental est composé de trois parties : mécanique, optique et électronique (figure 1.9a). Il admet un disque avec fentes qui sera éclairé par la DEL. Ce disque comporte, comme indiqué sur la figure 1.9b, au maximum trois pistes.

Les deux pistes extérieures sont divisées en '*N*'intervalles d'angles égaux qui sont alternativement opaques et transparents. Ces trois pistes ensembles permettent de générer les trois signaux de sortie du codeur incrémental. En faisant un tour complet, le faisceau lumineux traverse '*N*'intervalles transparents et est interrompu '*N*' fois. La réception se fait par le biais de photorécepteurs (photodiodes) décalés et installés derrière le disque. Ceci permet de générer deux signaux carrés l'un en quadrature de phase par rapport à l'autre. La résolution, dans ce cas, est égale à $360°/2^N$. La fréquence des signaux récupérés est directement proportionnelle à la vitesse de rotation [11]. Les signaux générés sont représentés sur la figure 1.10.

La piste intérieure, quant à elle, ne comporte qu'une seule fenêtre transparente le reste est opaque. Après un tour complet du disque, cet intervalle n'est traversé qu'une seule fois par la lumière. Le signal délivré est alors un signal qui passe à '1' pendant que la lumière traverse la fenêtre transparente et continue à rester à zéro tout le restant du tour.

Les signaux générés grâce aux deux pistes extérieures sont appelés généralement '*A*' et '*B*' et sont déphasés d'un quart de période. Le signal généré par la piste intérieure est appelé '*Top zéro*' ou encore '*Z*' et dure un quart de période. Ce signal '*Z*' définit une position de référence et permet de la réinitialiser à chaque tour.

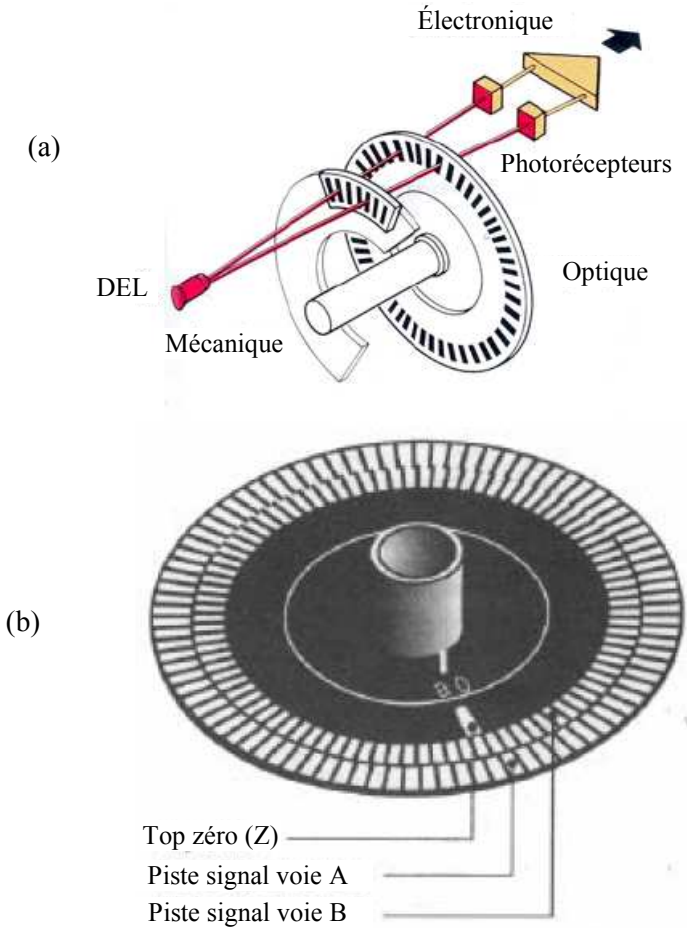


Figure 1. 12. Codeur incrémental (a) : composition, (b) : disque [12].

En fonction de l'avance ou du retard de phase entre '*A*' et '*B*', nous pouvons déterminer le sens de rotation. Le sens est positif si pendant le front montant du signal '*A*', le signal '*B*' est à zéro. Il

est négatif si pendant le front montant du signal '*A*', le signal '*B*' est à un. Le déplacement de l'arbre est obtenu en réalisant un comptage ou un décomptage des impulsions générées.

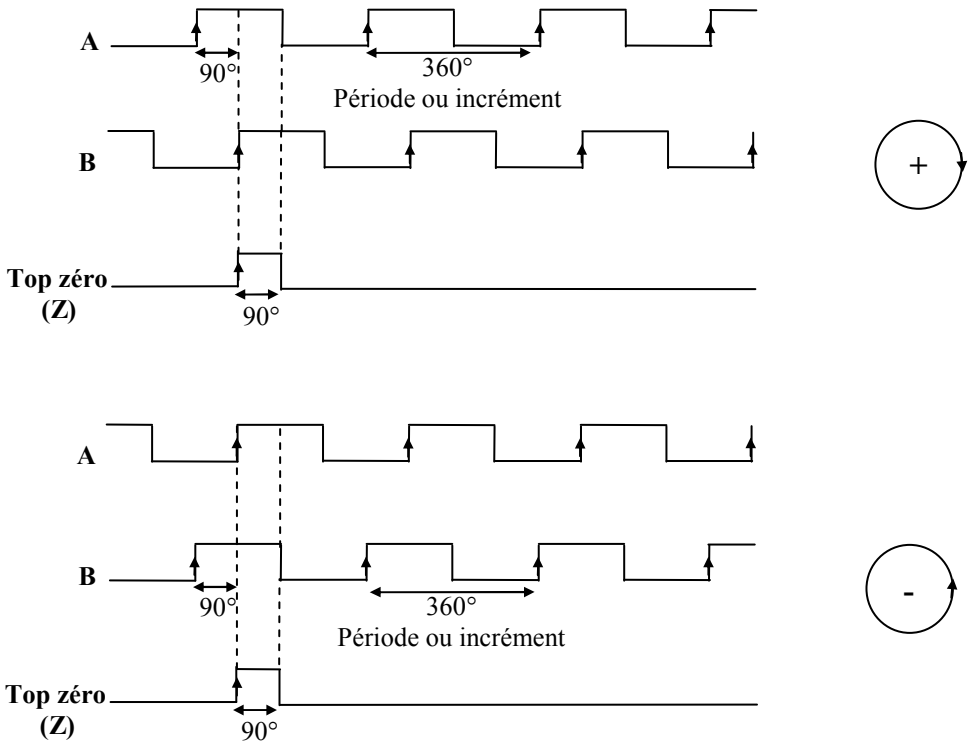


Figure 1. 13. Les signaux recueillis à la sortie du codeur incrémental.

La figure 1.11 illustre un exemple de codeur incrémental, produit de '*AK Industries*', que l'on peut trouver sur le marché. Il inclut une partie mécanique, associée à une partie optique et électronique.

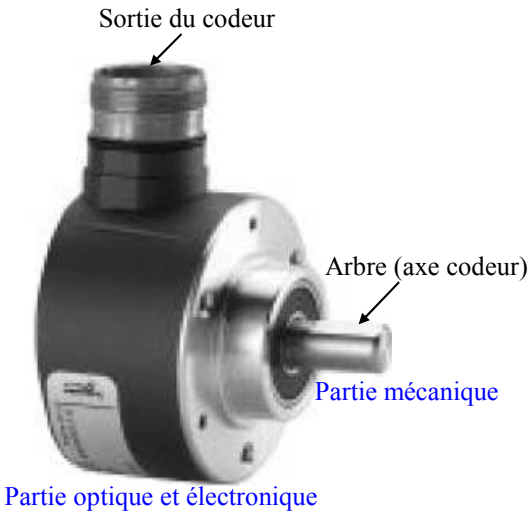


Figure 1. 14. Exemple d'un codeur incrémental commercialisé. [17].

Les signaux issus du capteur ne sont pas directement exploitables. Ils nécessitent un traitement préalable. L'exploitation finale dépendra alors du type de traitement effectué.

1.4.2.2. Exploitation des signaux

Avec les codeurs incrémentaux, trois niveaux de précision sont possibles :

- Exploitation simple : elle correspond à la résolution du codeur et consiste à utiliser uniquement les fronts montants du signal '*A*'
- Exploitation double : elle consiste à utiliser aussi bien les fronts montants que les fronts descendants du signal '*A*'. Ainsi la précision est doublée
- Exploitation quadruple : il s'agit d'utiliser les fronts montants et les fronts descendants du signal '*A*' et les fronts montants et les fronts descendants du signal '*B*'. La précision est alors quadruplée

Le problème avec les codeurs incrémentaux est que dans le cas d'une rupture d'alimentation toutes les informations sont perdues. Aussi, s'il y a un parasite sur la ligne, il peut être comptabilisé par le système de traitement comme un signal d'incrément.

Pour répondre à ces contraintes, la plupart des codeurs incrémentaux commercialisés délivrent, outre les signaux '*A*', '*B*' et '*Z*', leurs signaux complémentaires ' $\overline{A}$ ', ' $\overline{B}$ ' et ' $\overline{Z}$ '. Les impulsions codeur et les impulsions parasite sont alors différenciées [18].

1.4.3. Les codeurs absolus

Les codeurs absolus sont des codeurs rotatifs optiques qui captent directement la position. Leur principe de fonctionnement est similaire à celui d'un codeur incrémental. La différence réside dans le disque.

1.4.3.1. Exploitation des signaux

Le disque des codeurs absolus est constitué de '*N*' pistes concentriques. Chaque piste est divisée en segments égaux alternativement opaques et transparents. Chacune de ces '*N*' pistes a son propre système de lecture (émetteur/récepteur de lumière). Sur la figure 1.12, est représenté un disque de codeur absolu à 12 pistes.

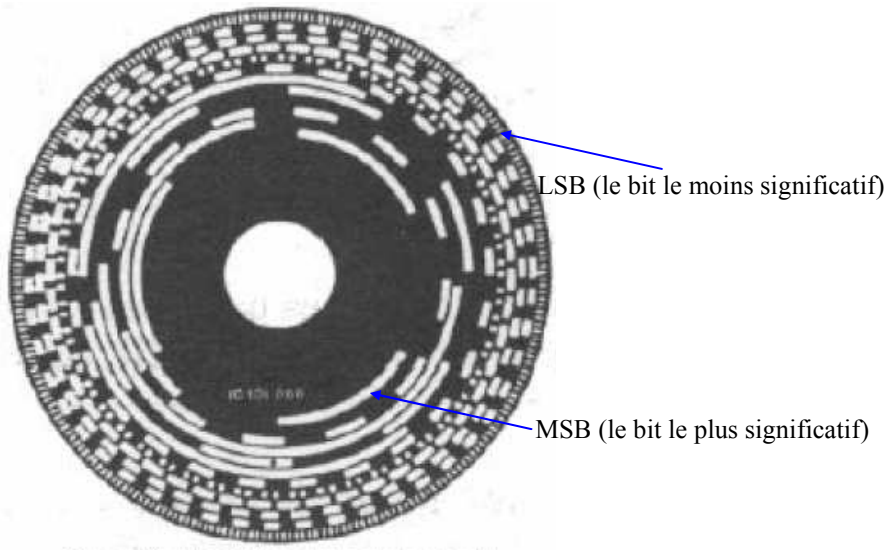


Figure 1. 15. Le disque du codeur absolu [12].

Deux pistes peuvent être distinguées. La première est la piste extérieure. Elle est appelée *LSB* (Less Significant Bit) et correspond au bit ayant le poids le plus faible. Cette piste inclut 2^N points équidistants. La résolution du codeur dans ce cas est 2^N points. La piste intérieure est une piste avec une moitié opaque et l'autre moitié transparente. Elle est nommée *MSB* (Most Significant Bit) et correspond au bit ayant le poids le plus fort. La lecture de la piste divisée en 'N' segments alternativement opaques et transparents permet de déterminer successivement dans quel $1/2^N$ tour, $1/2^{N-1}$ tour,… on se situe. Le disque nous permet d'avoir, ainsi, un code binaire de longueur 'N'.

Le premier grand avantage du codeur absolu est qu'il est insensible aux coupures d'alimentation vu qu'après la reprise, il n'y a pas besoin de repositionner le capteur. Son second grand avantage consiste dans le fait qu'il soit moins sensible aux parasites que le codeur incrémental [19].

Il existe deux gammes de codeurs absolus. La première est le codeur absolu simple tour qui donne une position absolue par tour. La deuxième est le codeur multi tours qui permet, outre la position absolue, d'indiquer le nombre de tours et ce grâce à un système supplémentaire intégré.

1.5. LES CAUSES D'UN DEFAUT CAPTEUR

Les valeurs recueillies à la sortie des capteurs installés dans un entraînement électrique à vitesse variable sont des images de la valeur mesurée. Ces valeurs de sortie sont généralement des tensions que l'on doit d'abord traiter afin d'obtenir la valeur image de la valeur que l'on veut mesurer. Après traitement, il est aussi obligatoire de les convertir en un signal numérique compatible avec les entrées des cartes de commande, à l'aide de Convertisseurs Analogiques Numériques (CAN). L'étage de mesure entre la sortie du capteur et l'entrée de la carte de commande est communément appelé *chaîne d'acquisition*.

Outre les défaillances propres aux capteurs, un défaut peut alors provenir de la chaîne d'acquisition. En ce qui suit, les chaînes d'acquisition pour les capteurs courants et vitesse/position sont présentées.

1.5.1. Chaîne d'acquisition de la vitesse/position

Nous ne nous intéresserons dans le cadre de cette étude qu'au codeur incrémental car d'un côté il reste celui le plus utilisé et d'un autre côté, la maquette expérimentale d'étude est munie de ce type de capteur. Le codeur incrémental génère des sorties numériques en tension qui ne sont pas toujours adaptées au niveau requis des entrées des cartes de commande. Un étage d'adaptation de niveau de tension est alors ajouté.

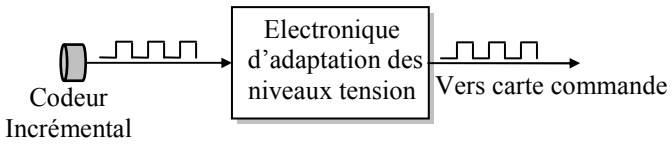


Figure 1. 16. Chaîne d'acquisition pour un codeur incrémental.

La chaîne d'acquisition pour un codeur incrémental est représentée par la figure 1.16.

Comme ce capteur est installé sur l'arbre du moteur, il est soumis à des vibrations diverses. Ces vibrations pourraient être la source d'un détachement de l'un des fils produisant une perte d'informations.

1.5.2. Chaîne d'acquisition des courants

La sortie d'un capteur de courant est une tension image du courant capté. Cette tension alternative dans le cas de la mesure d'un signal alternatif, devra par la suite passer par un étage de conversion A/N, étant donné que la commande est numérique. Cependant, pour la plupart des convertisseurs A/N, la tension d'entrée à convertir doit être positive et comprise dans un intervalle spécifique limité par la pleine échelle du convertisseur A/N. D'un autre côté, il est souvent nécessaire d'ajouter un étage supplémentaire d'adaptation d'impédance entre la sortie du capteur et le montage électronique ajouté en aval. La figure 1.17 illustre la chaîne d'acquisition typique associée au capteur de courant.

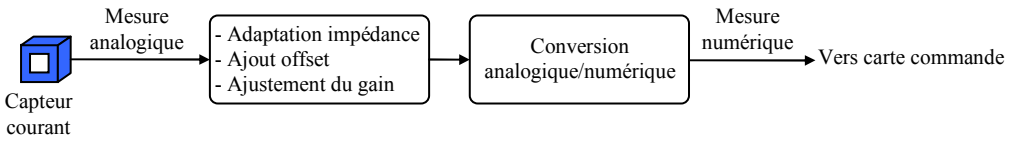


Figure 1. 17. Chaîne d'acquisition pour un capteur de courant.

Les deux étages à prévoir dans une chaîne d'acquisition pour un courant capté sont les suivantes :

- étages d'acquisition : c'est un étage qui assure l'adaptation du signal de sortie du capteur à l'entrée de la carte de conversion. Il permet d'assurer le filtrage de ce signal, l'adaptation d'impédance et aussi l'ajout d'une composante continue afin de rendre le signal positif, tout en ajustant le gain de mesure.
- étage de Conversion Analogique Numérique CAN : il transforme le signal positif présenté à son entrée en un signal numérique, dont le niveau de tension est compatible aux entrées des cartes de commande.

Cette chaîne d'acquisition pourrait alors être le siège de divers défauts. En effet, l'image du signal capté peut présenter différentes anomalies. Le signal recueilli à l'entrée de la carte de commande peut être alors un signal atténué ou amplifié (défaut gain) ou un signal non centré en zéro (défaut offset) ou encore tout simplement un signal nul (défaut total).

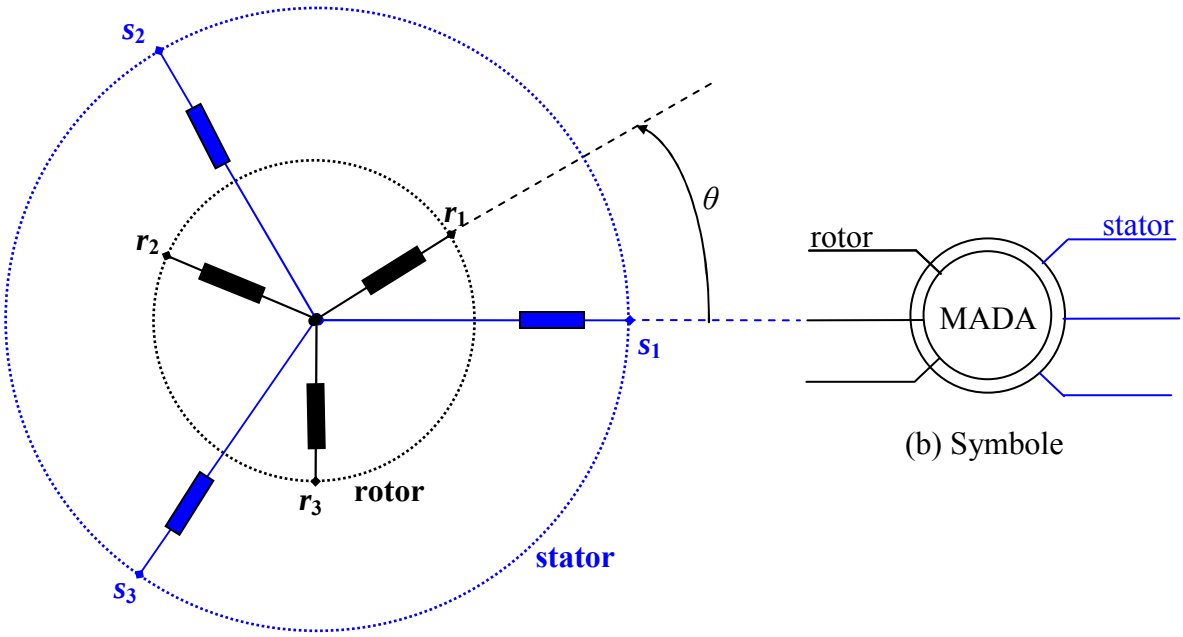
Il est donc indispensable de veiller à avoir une bonne mesure pour assurer un bon fonctionnement de la commande développée.

Dans ce travail, les différents capteurs mentionnés précédemment, ainsi que leurs défauts seront étudiés dans le cadre d'une commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Pour ce faire, le paragraphe qui suit présente cette machine en vue de sa commande.

1.6. LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

1.6.1. Constitution

La Machine Asynchrone à Double Alimentation est une machine alternative admettant une alimentation triphasée au stator et au rotor. Son symbole est représenté par la figure 1.18. Elle a été utilisée pour la première fois vers les années 1899 pour fonctionner au double de sa vitesse de synchronisme, et ce en l'alimentant des deux côtés [20].

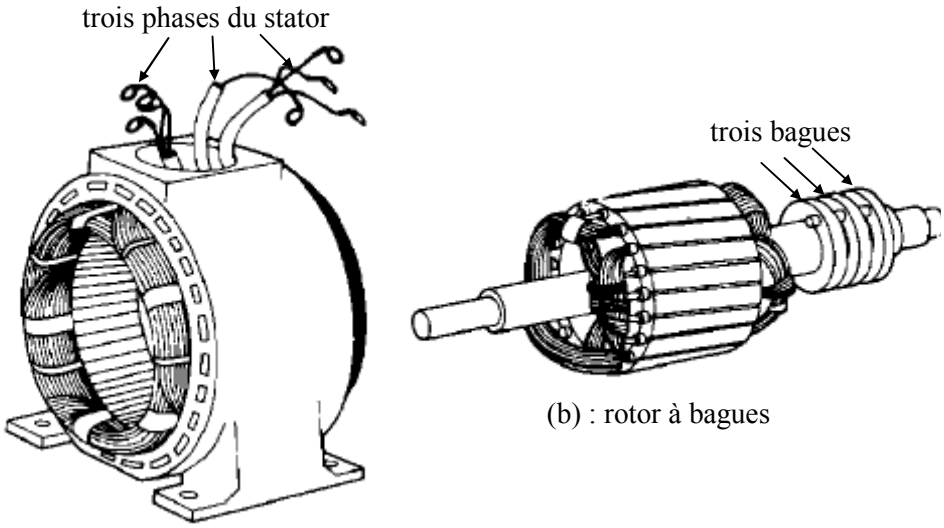


(a) Représentation des enroulements

(b) Symbole

Figure 1. 18. (a) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques et (b) : Symbole de la MADA.

La particularité de la MADA est qu'elle peut être alimentée en triphasé aussi bien par le stator que par le rotor. Afin de pouvoir alimenter le rotor (la partie tournante de la machine), un contact glissant est donc nécessaire. A cet effet, la MADA est munie de système de bagues-balais, et ce comme indiqué par la figure 1.19.



(a) : stator bobiné

(b) : rotor à bagues

Figure 1. 19. Représentation des structures (a) : du stator et (b) : du rotor bobiné de la MADA [21].

La figure 1.20 illustre une MADA de puissance 4kW, utilisée dans le banc expérimental développé. Les sorties des enroulements statoriques et rotoriques se distinguent clairement. Cependant, il est à remarquer que le volume de la MADA est quelque peu encombrant.

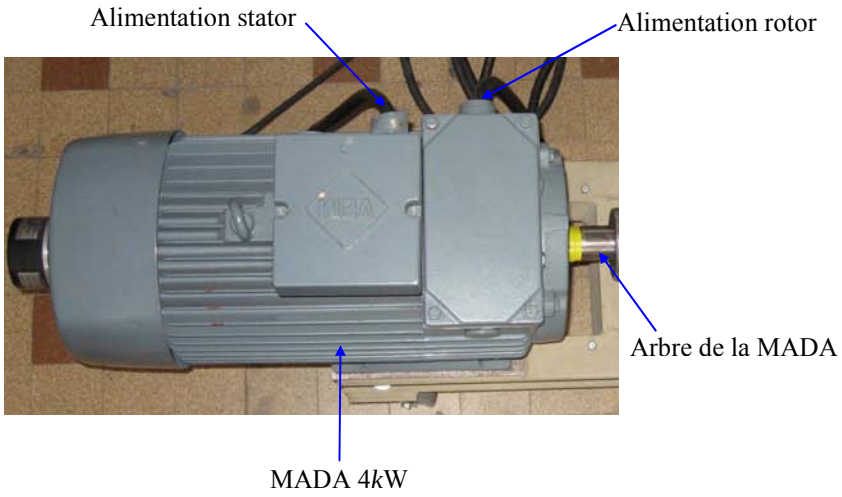


Figure 1. 20. Exemple de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).

Dans ce qui suit, nous allons présenter les différents domaines d'application de cette machine ainsi que les principales structures présentées dans la bibliographie pour son alimentation.

1.6.2. Domaines d'application

Cette machine présente un grand intérêt dans diverses applications industrielles. En effet, nous la retrouvons en tant que génératrice dans les applications concernant les énergies renouvelables, en tant que moteur pour le laminage, la propulsion navale,… ou encore en tant que moteur-génératrice dans les applications réversibles notamment dans le domaine hydraulique à savoir le pompage-turbinage. Elle présente aussi un grand intérêt dans des applications nécessitant une fréquence fixe, mais autre que 50 (ou 60) Hz. Nous la retrouvons alors dans le domaine de l'avionique pour l'alimentation du réseau de bord des avions, mais aussi dans les installations des réseaux allemands de chemin de fer pour générer la fréquence $16^{2}/_{3}$ Hz.

Cet intérêt se manifeste par le grand nombre de travaux de recherche développés. Ces travaux concernent essentiellement le fonctionnement en génératrice de la MADA dans les chaînes éoliennes à vitesse variable. Cette volonté mondiale de développer les énergies propres est suite à plusieurs raisons :

- la prise de conscience du fait que les énergies fossiles vont finir par disparaître un jour ou l'autre
- l'augmentation incontrôlée du prix du baril suite aux événements concernant le proche orient
- la volonté de préserver la planète et de maîtriser l'émission du gaz à effet de sers
- …

Les deux configurations d'alimentation les plus généralement utilisées de la MADA sont celles illustrées dans la figure 1.21 et 1.22. La première (figure 1.21) est la plus répandue, elle consiste à connecter le stator directement au réseau tandis que le rotor lui est raccordé via un convertisseur statique. Ce dernier est dimensionné pour véhiculer uniquement une partie de la puissance totale.

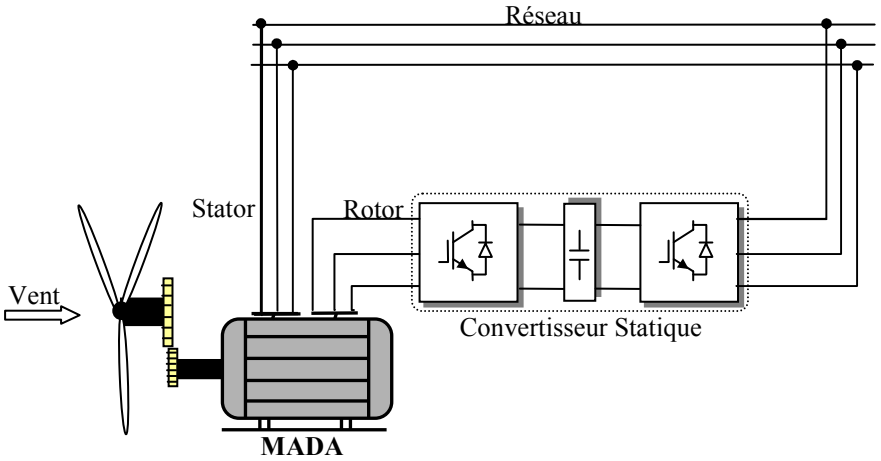


Figure 1. 21. Structure d'alimentation de la MADA avec le stator raccordé au réseau.

Cette structure est surtout utilisée dans le cas où la MADA admet un fonctionnement en génératrice notamment dans les systèmes éoliens à vitesses variables [22] et dans les systèmes de pompage-turbinage.

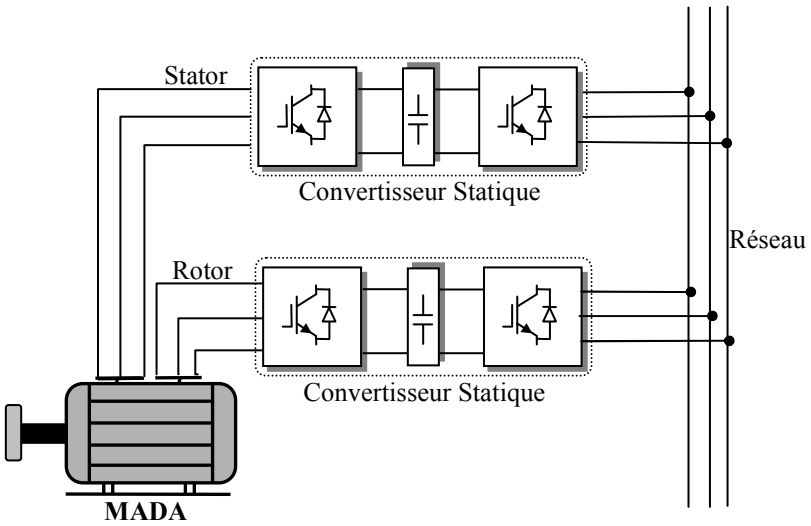


Figure 1. 22. Structure d'alimentation de la MADA avec stator et rotor raccordés au réseau via des convertisseurs statiques.

La deuxième configuration (figure 1.22) est celle que nous considérerons dans le cadre de cette thèse. Chacun du stator et du rotor est alimenté par un convertisseur statique. Cette configuration permet des possibilités de reconfiguration dans le cas d'un défaut d'un convertisseur statique ou d'un capteur installé, assurant ainsi sa continuité de service.

En effet, la structure de la MADA et son alimentation par deux convertisseurs statiques offre une redondance intéressante. Si un onduleur est défectueux, il y a donc possibilité d'isoler ce dernier et de le mettre hors service. Le système continue à fonctionner vu la présence d'un autre onduleur [23]. En plus, cette configuration offre une redondance de mesure. S'il y a défaut de capteur du côté stator, les grandeurs en défaut peuvent être reconstruites à partir des courant rotoriques mesurés et inversement. Enfin, la mesure des quatre courants de lignes statoriques et rotoriques permet la reconstitution de la position du rotor de la MADA ainsi que de sa vitesse. Si un défaut de capteur de vitesse/position survient, une reconfiguration est possible. Ainsi, cette structure

d'alimentation de la MADA constitue un point fort en comparaison avec l'utilisation d'une MAS classique. Ceci présente un avantage important pour les systèmes embarqués vu la possibilité d'assurer la continuité de service du système même en présence de défauts. La limitation de son utilisation reste néanmoins liée principalement au poids volumique de l'ensemble machine–convertisseurs statiques.

Les premiers travaux de recherche considérant la structure de la MADA avec deux convertisseurs, l'un côté stator et l'autre côté rotor, sont apparus vers les années 1990. La MADA a été considérée fonctionnant en mode génératrice pour transformer l'énergie du vent en énergie électrique. *D. LECOQ* dans ses travaux [24] considère que la MADA est connectée au réseau par deux onduleurs industriels à MLI avec IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), connectés à un même bus continu. La commande qui a été développée et validée est une commande linéaire. Les travaux de recherche qui ont suivi ont été développés pour une MADA à grande puissance (20MVA) fonctionnant aussi en mode génératrice. Contrairement au cas précédent, la MADA a été connectée au réseau par le stator et le rotor via un onduleur à MLI avec GTO (Gate Turn-Off thyristor), un bus continu et un redresseur commandé [25]. Les fréquences et les tensions statoriques et rotoriques sont alors contrôlées indépendamment.

Ce n'est qu'au début des années 2000 que l'on a commencé à considérer la configuration à deux convertisseurs avec la MADA fonctionnant en mode moteur. *R. GHOSN* [26] a étudié le comportement de la MADA fonctionnant en mode moteur et connectée au réseau par deux convertisseurs. Il a prouvé qu'avec cette configuration, une répartition de puissance entre le stator et le rotor est possible.

Jusqu'ici toutes les commandes qui ont été développées sont des commandes linéaires. Ultérieurement, des travaux ont succédé et considèrent toujours le système basé sur la MADA fonctionnant en mode moteur et liée au réseau par deux convertisseurs mais développent des commandes non linéaires telles que la commande directe en couple [27]. Comme autre exemple de la commande non linéaire développée pour ce système, nous pouvons citer les commandes par modes de glissement développées par *P. E. VIDAL* dans [28]. Il a aussi comparé les commandes linéaires et les commandes non linéaires.

Dans le paragraphe suivant, nous citons les principaux avantages de cette configuration.

1.6.3. Configuration MADA avec deux convertisseurs

Le fonctionnement en mode moteur a été développé dans la littérature, tant pour analyser le fonctionnement avec ses différentes phases (démarrage, inversion de sens de rotation) [29], que pour le développement de lois de commande. Les premiers travaux de recherche réalisés sur ce type de structure étaient au début des années 90 [30]. Ensuite, d'autres travaux ont été suivis dans [26], [29], [30], [31] et [32]. La plupart de ces travaux se sont focalisés sur le développement de commandes visant l'optimisation du fonctionnement de la MADA. Les auteurs *R. GHOSN* [26], *G. SALLOUM* [33] et *S. KHOJET EL KHIL* [23] ont développé des commandes linéaires en se basant sur un choix bien déterminé de l'orientation du vecteur flux : statorique pour les deux premiers et rotorique pour le dernier. Dans [32] et [34], les auteurs ont réalisé des commandes non linéaires : par mode glissement et Contrôle Direct du Couple (CDC).

La MADA dans le cas de cette configuration est connectée au réseau par un convertisseur placé de chaque côté de la machine, ce qui donne la possibilité de répartir la puissance sur les deux côtés (stator et rotor) au lieu de l'absorber à partir d'un seul. La réponse à cette question se trouve dans l'analyse des équations du couple électromagnétique et de sa puissance mécanique.

Afin d'écrire l'équation du couple électromagnétique en fonction des flux, nous représentons la figure 1.23.

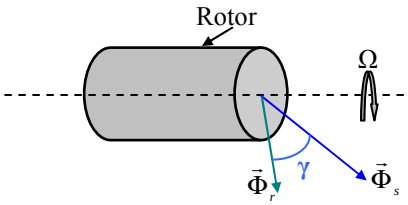


Figure 1. 23. Représentation des vecteurs flux statorique et rotorique.

L'expression générale du couple électromagnétique est un produit vectoriel entre les deux vecteurs des flux statorique $\vec{\Phi}_s$ et rotorique $\vec{\Phi}_r$. Après simplification des calculs, l'équation du couple s'écrit comme suit :

$$C_{em} = K_c.\Phi_s.\Phi_r.\sin\gamma \quad \text{avec} \quad K_c = \frac{p.(1-\sigma)}{\sigma.M_{sr}} \tag{1. 1}$$

Φ_s et Φ_r sont les modules respectifs du flux statorique et du flux rotorique. L'angle γ, appelé angle du couple, est l'angle entre les deux vecteurs des flux (figure 1.20). Le coefficient K_c est une constante qui dépend des paramètres de la machine.

D'autre part, la puissance mécanique disponible sur l'arbre de la machine est le produit du couple utile par la vitesse angulaire de la machine. Dans une première approximation, en négligeant les pertes mécaniques, on remplacera le couple utile par le couple électromagnétique $P_{mec} = C_{em}.\Omega = C_{em}.\frac{\omega}{p}$ donné par (1.1). La puissance est alors donnée par (1.2), où la constante K est la constante résultante égale à $K = K_c.\Phi_s.\Phi_r / p$

$$P_{mec} = K.\omega.\sin\gamma \tag{1. 2}$$

Pour pouvoir trouver une expression permettant de confirmer la possibilité de la répartition de puissance entre le stator et le rotor, nous remplaçons la vitesse électrique ω par son expression donnée par la relation d'autopilotage des pulsations. L'équation résultante de la puissance est donc :

$$P_{mec} = K.(\omega_s - \omega_r).\sin\gamma \tag{1. 3}$$

En supposant que $k = \omega_s / \omega$, ce cœfficient est toujours compris entre 0 et 1. Ainsi, nous pouvons exprimer les expressions des puissances statoriques et rotoriques comme indiqué par le système d'équations (1.4)

$$\begin{cases} P_s = k.P_{mec} \\ P_r = (1-k).P_{mec} \end{cases} \quad (1.4)$$

Si nous imposons une valeur au coefficient *k* qu'on appellera coefficient de répartition de puissance, nous pouvons décider du pourcentage de puissance qui sera absorbé par le rotor et le pourcentage de la puissance qui sera absorbé par le stator. La figure 1.24 illustre cette répartition de puissance.

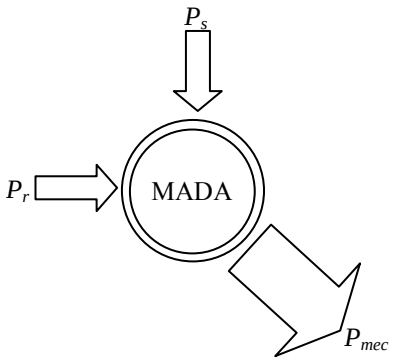


Figure 1. 24. Répartition de puissance entre stator et rotor.

A partir des expressions illustrées dans le système (1.4), nous pouvons analyser la variation de chacune des puissances étant donné que la somme doit toujours rester égale à la puissance mécanique. Ces variations sont résumées dans le tableau 1.5.

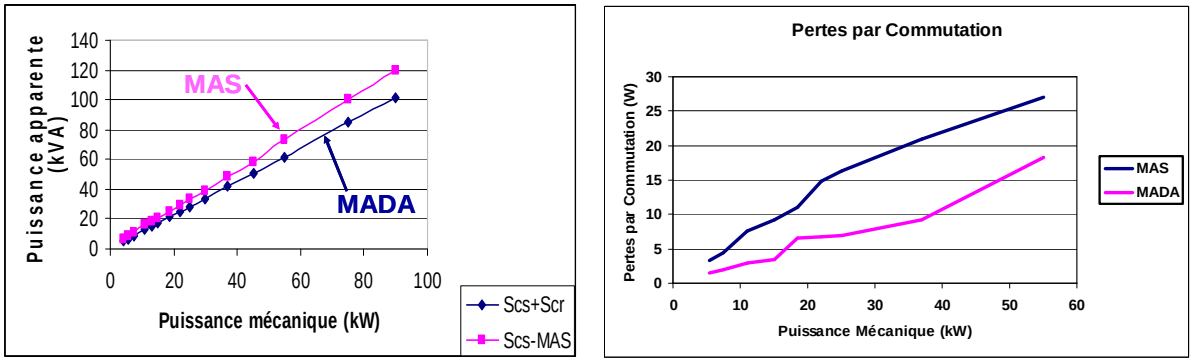
Tableau 1. 5. Résumé des variations des puissances stator et rotor en fonction du coefficient *k*.

$k \uparrow$	$P_s \uparrow$	$P_r \downarrow$
$k \downarrow$	$P_s \downarrow$	$P_r \uparrow$

On peut noter que le fonctionnement de la MADA peut s'apparenter à un mode de fonctionnement soit d'une MCC si le coefficient *k* est nul soit à une MS s'il est unitaire [34].

Cette démarche de répartition de puissance est très intéressante vu qu'elle permet un sous dimensionnement optimisé des convertisseurs, et ce selon la valeur à laquelle le coefficient de répartition de puissance est fixé.

S. KHOJET EL KHIL dans ses travaux de thèse [23] a mené une étude sur le dimensionnement des convertisseurs tout en faisant une comparaison avec une MAS classique. Les résultats de cette comparaison montrent que le gain en dimensionnement devient plus significatif quand la puissance des machines électriques augmente. Ceci est illustré par la figure 1.25.



(a) (b)

Figure 1. 25. Comparaison (a) : entre les puissances apparentes des convertisseurs et (b) : des pertes de commutation en considérant deux systèmes l'un basé sur la MADA et l'autre sur la MAS [23].

En effet, ses conclusions sont les suivantes :

- en utilisant un système avec MADA alimentée par deux convertisseurs l'un côté stator et l'autre côté rotor, la puissance apparente (S_{cs}+ S_{cr}) de ces deux convertisseurs est à peu près égale à 80% la puissance apparente $S_{cs\text{-}MAS}$ du convertisseur dimensionné pour une MAS. Un gain de 20% est alors réalisé (figure 1.25a)
- pour le système avec MADA, la surface en silicium nécessaire est certes supérieure à celle nécessaire pour le système à MAS. Cependant, les pertes par commutation dans le cas de la MADA sont nettement inférieures que les pertes par commutation dans le cas de la MAS. D'après la figure 1.25b le gain est estimé à 45%

Un autre avantage relatif à cette configuration de la MADA est relatif à la vitesse qu'elle peut atteindre. En effet, *G. PODDAR* a démontré, dans [30], que la MADA alimentée par deux convertisseurs peut tourner jusqu'à une vitesse égale au double de sa vitesse de synchronisme tout en maintenant le couple électromagnétique constant. Dans ce cas, la puissance est elle aussi doublée. La figure 1.26 illustre ce fonctionnement en montrant la courbe du couple électromagnétique en fonction de la vitesse mécanique de la machine.

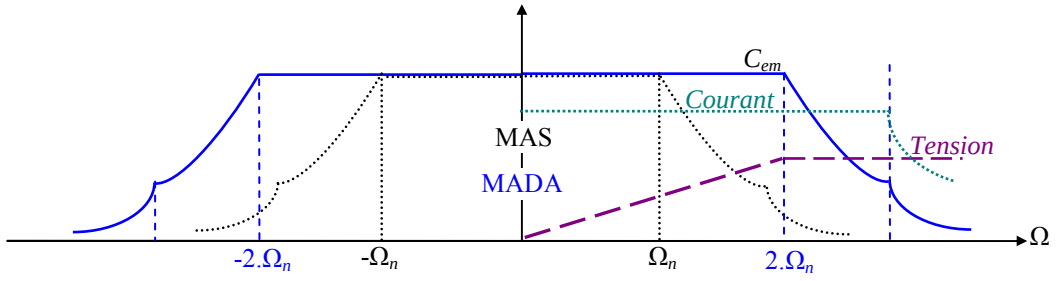


Figure 1. 26. Plage de fonctionnement de la MADA quand elle est en configuration avec deux convertisseurs.

Malgré ces avantages, un système basé sur une MADA présente l'inconvénient d'un nombre de capteurs élevé à installer afin de pouvoir développer une commande en boucle fermée adéquate.

Or, comme il a été souligné auparavant, un capteur peut être source de problème et peut engendrer un disfonctionnement du système. Il est impératif alors de trouver des solutions afin d'éviter ces problèmes.

1.7. CONCLUSION

Dans tout entraînement électrique à vitesse variable, il y a nécessité d'installer différents capteurs afin d'assurer le retour de l'information pour le calcul de la commande. Ces capteurs sont de types différents et de technologies différentes selon les grandeurs à capter.

Cependant, les sorties de ces capteurs ne sont pas adaptées aux entrées des cartes de commande où les calculs de régulation relatifs à la commande sont réalisés. Un étage d'adaptation et de conversion analogique numérique accompagnent donc nécessairement le capteur. Cet étage est communément connu sous le nom de chaîne d'acquisition. Outre les défaillances propres aux capteurs, ces chaînes d'acquisition peuvent elles aussi être source de déformation de la grandeur captée. Ces défauts risquent d'engendrer un disfonctionnement de la commande et donc une mise hors service du système en entier d'où l'importance de trouver des solutions.

Le système sur lequel notre étude a été basée est un système avec une MADA connectée au réseau par deux convertisseurs statiques. Cette structure admet plusieurs avantages mais présente un inconvénient qui réside dans le nombre de capteurs déployé pour pouvoir faire fonctionner le système.

Chapitre 2.

Présentation du système étudié

Sommaire

2.1. Introduction 69

2.2. Présentation du Système Etudié et de sa Commande 69

2.2.1. Présentation du système étudié 69

2.2.2. Présentation de la Commande Directe du Couple utilisée 70

2.2.2.1. Généralités 70
2.2.2.2. Stratégie de commande 72

2.2.3. Validation par simulation de la commande non linéaire 76

2.2.4. Validation expérimentale de la commande non linéaire 81

2.2.4.1. Partie puissance 81
2.2.4.2. Partie commande 83
2.2.4.3. Photos de la maquette 84
2.2.4.4. Résultats expérimentaux 85

2.3. Effet d'un défaut capteur sur la commande 88

2.3.1. Effet d'un défaut capteur de vitesse/position sur la commande 89

2.3.2. Effet d'un défaut capteur de courant sur la commande 90

2.3.3. Sensibilité de la commande vis-à-vis des différents courants 94

2.4. Conclusion 99

2.1. INTRODUCTION

Parmi les commandes développées pour l'entraînement électrique considéré dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons, comme il a déjà été mentionné dans le chapitre 1, à la Commande non linéaire du type Commande Directe du Couple et du Flux (CDCF). Cette commande a été présentée pour la première fois pour les machines à induction en 1985-1986. Elle s'est généralisée par la suite pour les entraînements électriques en 1988. En 1995, cette commande a été commercialisée sous le nom de Commande Directe du Couple (CDC) [31].

Ce chapitre porte sur la mise en œuvre de la Double Commande Directe du Couple (DCDC) pour l'entraînement électrique avec MADA étudié. Il détaille son principe théorique, l'environnement numérique utilisé pour le programme de simulation et l'environnement expérimental utilisés pour valider nos travaux de recherche. La méthodologie suivie pour cette validation est présentée. Les résultats de l'outil de simulation sont comparés à ceux fournis par la maquette expérimentale, dans le cas d'absence de tout défaut au niveau des capteurs. Enfin, en dernière partie de ce chapitre, nous étudions par simulation les effets de différents défauts des capteurs du système d'études.

2.2. PRESENTATION DU SYSTEME ETUDIE ET DE SA COMMANDE

2.2.1. Présentation du système étudié

Nous reprenons dans la figure 2.1 le schéma du système étudié en y indiquant la nature et l'emplacement des différents capteurs utilisés pour la commande développée.

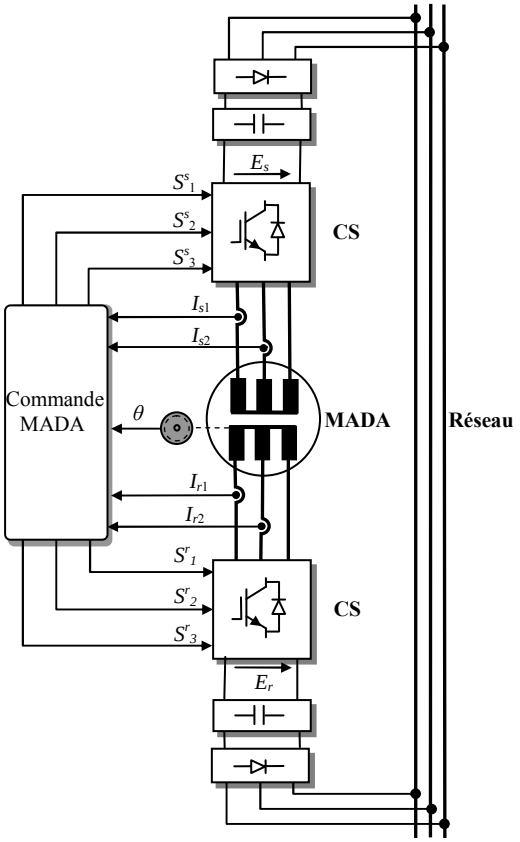


Figure 2. 1.Structure du système étudié.

Dans notre cas, aussi bien du côté du stator que du côté du rotor, les tensions du réseau sont redressées à l'aide d'un pont de diode. Ainsi donc, les tensions au niveau des bus continus sont fixes et imposées par le réseau à travers ces redresseurs et des filtres *LC*. Les grandeurs mesurées pour la commande sont les deux courants statoriques, les deux courants rotoriques et la vitesse ou la position. Ces grandeurs sont traitées dans la partie commande qui génère les signaux de commande de chacun des deux onduleurs à deux niveaux de tension triphasés qui alimentent le rotor et le stator de la MADA.

2.2.2. Présentation de la Double Commande Directe du Couple de la MADA

2.2.2.1. Généralités

Les deux types de variables régulées par cette commande sont d'un côté la variable lente (la vitesse de rotation de la machine Ω) et d'un autre côté les variables moyennes ou rapides (flux ou courants).

La Commande Directe du Couple (CDC, en anglais DTC pour Direct Torque Control) est une commande non linéaire dans laquelle les modes rapides sont contrôlés par des régulateurs à hystérésis. L'avantage principal de ce type de commande est sa robustesse via à vis des variations paramétriques de la machine (erreur d'indentification, réchauffement résistif, saturation magnétique). Par contre, avec ce type de commande la fréquence de découpage n'est pas fixe, elle varie en fonction du point de fonctionnement du système en question. Afin de détourner ce problème, des études ont été menées. Il s'agit d'ajouter un modulateur qui générera les signaux de commande, la commande s'appelle alors CDC-MV en français et DTC-SVM en anglais [34], [35]. Ainsi, la modulation obtenue est synchrone c'est-à-dire que la fréquence de découpage est fixe.

Dans le cas de notre étude, nous nous intéresserons au contrôle des flux.

La stratégie de commande développée suppose négligeables les chutes résistives statoriques et rotoriques. Ainsi, les flux statoriques et rotoriques seront obtenus en appliquant une simple intégration des tensions respectives.

Les angles contrôlés dans cette commande sont illustrés par la figure 2.2. En régime permanent et en considérant nulle la dérivée de l'angle γ, la relation d'autopilotage des angles (2.1) et celle des pulsations (2.2) sont comme suit

$$\theta_s = \theta + \theta_r + \gamma \tag{2. 1}$$

$$\omega_s = \omega + \omega_r \tag{2. 2}$$

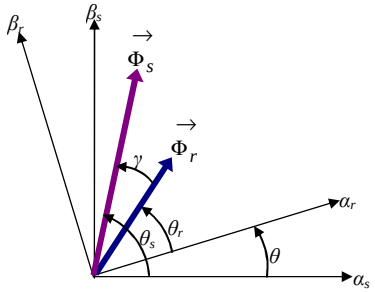


Figure 2. 2. Angles contrôlés dans la commande Directe en Couple considérée.

L'expression du couple électromagnétique rappelée en (2.3) montre que la commande du couple peut se faire en faisant varier les valeurs du module du flux statorique Φ_s, le module du flux rotorique Φ_r ou encore l'angle γ appelé encore angle du couple.

$$C_{em} = K_c.\Phi_s.\Phi_r.\sin\gamma \text{ avec } K_c = \frac{p.(1-\sigma)}{\sigma.M_{sr}} \quad (2.3)$$

Cette expression du couple (2.3) fait apparaitre deux stratégies de commande possibles pour le contrôle du couple électromagnétique de la machine :

- En fixant l'angle du couple γ et en ajustant les modules des flux statorique et rotorique
- En ajustant l'angle du couple γ et en fixant les modules des flux statorique et rotorique

F. BONNET dans [36] et [37] a proposé un contrôle CDC conformément à la première stratégie. Il a aussi développé un algorithme permettant le calcul d'une valeur optimale de l'angle γ assurant un fonctionnement optimisé du système.

Dans cette étude, il s'agit de réaliser une commande CDC selon la deuxième stratégie citée, celle assurant le contrôle du couple en ajustant l'angle γ tout en fixant les modules des flux.

Etant donné que la MADA est alimentée des deux côtés : stator et rotor, il est possible de définir, un coefficient *k* afin de répartir la puissance. Dans sa thèse [34], *F. BONNET* a démontré que si le coefficient *k* est fixé à *0.5,* et dans le cas où la puissance est répartie avec un transfert de puissance de *50%* dans chacun des côtés stator et rotor, le rapport entre le module du flux rotorique et du flux statorique admet une valeur fixe. Nous noterons K_Φ ce rapport. Il est défini par l'expression (2.4). Il dépend des valeurs des inductances de la machine.

$$K_\Phi = \frac{\Phi_r}{\Phi_s} = \sqrt{\frac{L_r}{L_s}} \quad (2.4)$$

L'expression (2.3) du couple électromagnétique s'exprime alors selon (2.5).

$$C_{em} = K_c.K_\Phi.{\Phi_s}^2.\sin\gamma \quad (2.5)$$

La variable lente est déterminée à partir de l'équation mécanique de la MADA (2.6).

$$J.\frac{d\Omega}{dt} + f.\Omega = C_{em} - C_r \quad (2.6)$$

En contrôlant la vitesse de rotation de la MADA, l'angle du couple γ est calculé à partir du couple électromagnétique de référence obtenu. Le module du vecteur flux statorique de référence $\Phi_{sréf}$ est fixé à la valeur du flux statorique nominal Φ_{sn} (2.7) et le module $\Phi_{rréf}$ est, par la suite, déduit en considérant la valeur du rapport K_Φ exprimé dans (2.4).

$$\Phi_{sn} = \frac{V_{sn}.\sqrt{2}}{\omega_{sn}} \quad \rightarrow \quad \begin{cases} \Phi_{sréf} = \dfrac{V_{sn}.\sqrt{2}}{\omega_{sn}} \\ \Phi_{rréf} = K_{\Phi}.\Phi_{sréf} \end{cases} \tag{2. 7}$$

2.2.2.2. Stratégie de commande

La stratégie de commande est constituée par une boucle fermée interne et une autre externe. La boucle fermée interne permet de commander le couple électromagnétique à partir du contrôle de l'angle du couple γ alors que la boucle fermée externe impose l'allure et le temps de réponse de la vitesse de rotation de la machine.

Généralement, dans un système triphasé, un vecteur quelconque peut être défini : soit par ses coordonnées polaires (module, phase), soit par ses coordonnées cartésiennes (parties réelle et imaginaire) ou soit par ses composantes triphasées. Nous choisissons, dans ce travail, de représenter les vecteurs flux à réguler, par leurs composantes triphasées. Ce choix conduit à développer une commande dans laquelle il n'y a pas appel aux transformations de coordonnées, mais trois régulateurs non linéaires.

La stratégie de commande proposée est développée selon les étapes suivantes :

- Régulation de la vitesse de rotation de la MADA assurée par un régulateur Proportionnel Intégral (PI) avec filtrage de la référence (figure 2.4.a) appelé encore régulateur PI sans zéro ou encore IP
- Estimation des flux triphasés statoriques et rotoriques à partir des courants mesurés selon respectivement les équations (2.8) et (2.9) (figure 2.4.b)

$$\overline{\Phi}_s \begin{cases} \Phi_{s1} = L_s.I_{s1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos(\theta).I_{r1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right).I_{r2} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right).I_{r3} \\ \Phi_{s2} = L_s.I_{s2} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos(\theta).I_{r2} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right).I_{r3} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right).I_{r1} \\ \Phi_{s3} = L_s.I_{s3} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos(\theta).I_{r3} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right).I_{r1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right).I_{r2} \end{cases} \tag{2. 8}$$

$$\overline{\Phi}_r \begin{cases} \Phi_{r1} = L_r.I_{r1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos(\theta).I_{s1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right).I_{s2} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right).I_{s3} \\ \Phi_{r2} = L_r.I_{r2} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos(\theta).I_{s2} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right).I_{s3} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right).I_{s1} \\ \Phi_{r3} = L_r.I_{r3} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos(\theta).I_{s3} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right).I_{s1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right).I_{s2} \end{cases} \tag{2. 9}$$

- Régulation des vecteurs flux statorique et rotorique à travers la stratégie de la Double Commande Directe en Couple (figure 2.4.c) et ce en générant les références selon (2.10) et (2.11)

$$\overline{\Phi}_{sréf}\begin{vmatrix}\Phi_{s1réf} = \Phi_{sréf}.\cos(\theta_s)\\ \Phi_{s2réf} = \Phi_{sréf}.\cos\left(\theta_s - \frac{2.\pi}{3}\right)\\ \Phi_{s3réf} = \Phi_{sréf}.\cos\left(\theta_s + \frac{2.\pi}{3}\right)\end{vmatrix} \quad (2.\ 10)$$

$$\overline{\Phi}_{rréf}\begin{vmatrix}\Phi_{r1réf} = \Phi_{rréf}.\cos(\theta_r)\\ \Phi_{r2réf} = \Phi_{rréf}.\cos\left(\theta_r - \frac{2.\pi}{3}\right)\\ \Phi_{r3réf} = \Phi_{rréf}.\cos\left(\theta_r + \frac{2.\pi}{3}\right)\end{vmatrix} \quad (2.\ 11)$$

- Génération des vecteurs de tension statorique et rotorique en utilisant une table de commutation dans le côté statorique (TC^s) et aussi rotorique (TC^r) (figure 2.4.d).

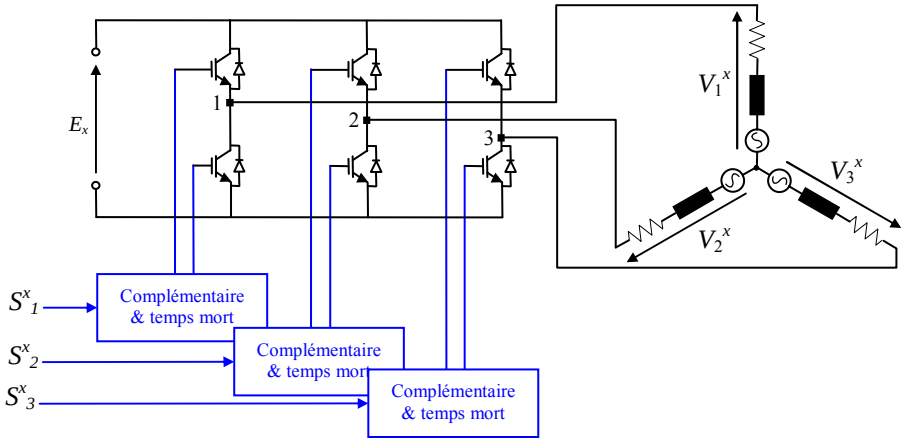


Figure2. 3. Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux.

Notons par S^x_i les ordres de commande des IGBT supérieurs constituant un onduleur deux niveaux de tension (figure 2.3). Ces ordres de commande sont définis comme suit

$S_i^x = 1$: L'interrupteur est passant

$S_i^x = 0$: L'interrupteur est bloqué

Avec x ='s' pour l'onduleur du stator, 'r' pour l'onduleur du rotor et i =1..3.

Les expressions reliant les tensions à la sortie de l'onduleur aux ordres de commande peuvent s'écrire sous la forme matricielle (2.12), si nous négligeons les temps morts

$$\begin{bmatrix} V_{x1} \\ V_{x2} \\ V_{x3} \end{bmatrix} = \frac{E_x}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1^x \\ S_2^x \\ S_3^x \end{bmatrix} \quad (2.\ 12)$$

Le tableau 2.1 illustre les différentes valeurs instantanées des tensions en fonction des états des semi conducteurs des convertisseurs statiques.

Tableau 2. 1. Les signaux de commande des convertisseurs statiques S_i^x et les valeurs des tensions instantanées correspondantes $V_{xj}(j=0..7)$

S^x_1	S^x_2	S^x_3	V_{x1}	V_{x2}	V_{x3}	$v^x_{x\alpha}$	$v^x_{x\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2E_x/3$	$-E_x/3$	$-E_x/3$	$2E_x/3$	0
1	1	0	$E_x/3$	$E_x/3$	$-2E_x/3$	$E_x/3$	$E_x/\sqrt{3}$
0	1	0	$-E_x/3$	$2E_x/3$	$-E_x/3$	$-E_x/3$	$E_x/\sqrt{3}$
0	1	1	$-2E_x/3$	$E_x/3$	$E_x/3$	$-2E_x/3$	0
0	0	1	$-E_x/3$	$-E_x/3$	$2E_x/3$	$-E_x/3$	$-E_x/\sqrt{3}$
1	0	1	$E_x/3$	$-2E_x/3$	$E_x/3$	$E_x/3$	$-E_x/\sqrt{3}$
1	1	1	0	0	0	0	0

La Commande de la MADA ainsi développée est illustrée par la figure 2.4.

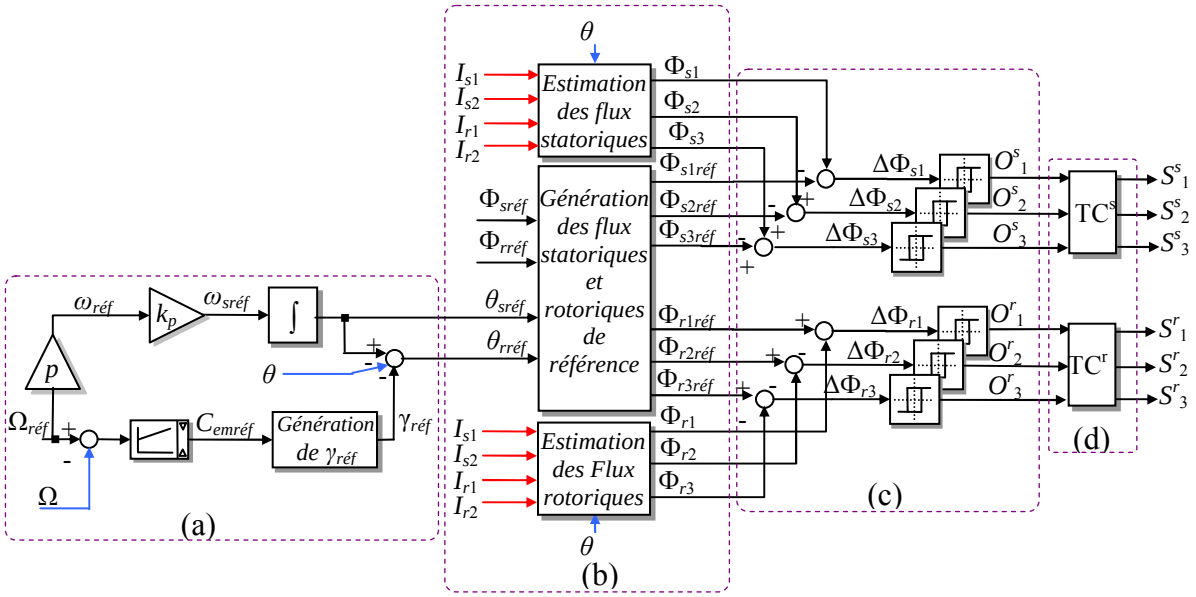


Figure2. 4. Commande optimisée de la vitesse mécanique et du vecteur flux pour une MADA.

Il est à noter que les signaux recueillis en sortie des capteurs de courants ainsi que la sortie du capteur vitesse/position sont sollicités pour l'estimation des flux statoriques et rotoriques triphasés à réguler. Par conséquent, un éventuel défaut capteur, quel qu'il soit, pourrait avoir des répercussions sur le bon fonctionnement du système étudié et pourrait, dans certains cas, amener à sa mise hors service.

La structure du régulateur de vitesse est montrée sur la figure 2.5. La partie mécanique du système est représentée par l'équation de transfert établie à partir de l'équation mécanique de la machine (2.6).

Le calcul des paramètres du régulateur (gain K_p et la constante du temps d'intégration T_i) est réalisé en spécifiant une réponse en boucle fermée du type de second ordre (dénominateur du second ordre et numérateur unitaire). Les paramètres sont déterminés en identifiant le dénominateur de la fonction de transfert de notre système en boucle fermée à l'équation détaillée par l'équation (2.13)

$$D(s) = \frac{1}{\omega_n^2}.s^2 + \frac{2.\varsigma}{\omega_n}.s + 1 \qquad (2.13)$$

Avec ω_n : la pulsation propre du système en Boucle Fermée

ς : le coefficient d'amortissement du système en Boucle Fermée

Cette identification suppose que le numérateur de la fonction de transfert en boucle fermée du système soit unitaire. Cette hypothèse n'est pas vraie vu que le régulateur PI introduit un zéro au système en boucle fermée. Ce zéro modifie la réponse du système. Il est donc compensé en filtrant la référence, ce qui conduit à une structure connue sous le nom de régulateur IP. Ainsi, le système à réguler peut être identifié à un système du second ordre dont la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit selon (2.14).

$$T_{BF}(s) = \frac{1}{\frac{T_i.J}{K_p}.s^2 + T_i.\left(1 + \frac{f}{K_p}\right).s + 1} \qquad (2.14)$$

Les expressions des paramètres du régulateur sont alors calculées selon (2.15)

$$\begin{cases} T_i = \dfrac{2.\varsigma.\omega_n.J - f}{J.\omega_n^2} \\ K_p = J.\omega_n^2.T_i \end{cases} \qquad (2.15)$$

D'après les abaques des systèmes de second ordre représentés dans l'annexe A, pour une valeur d'amortissement de $\varsigma = 0.7$, le dépassement obtenu est proche de $D_{\%} = 5\%$. Quant à la pulsation propre obtenue, elle est égale à $\omega_n = 3/t_r$, où t_r est le temps de réponse que l'on souhaite imposer au système.

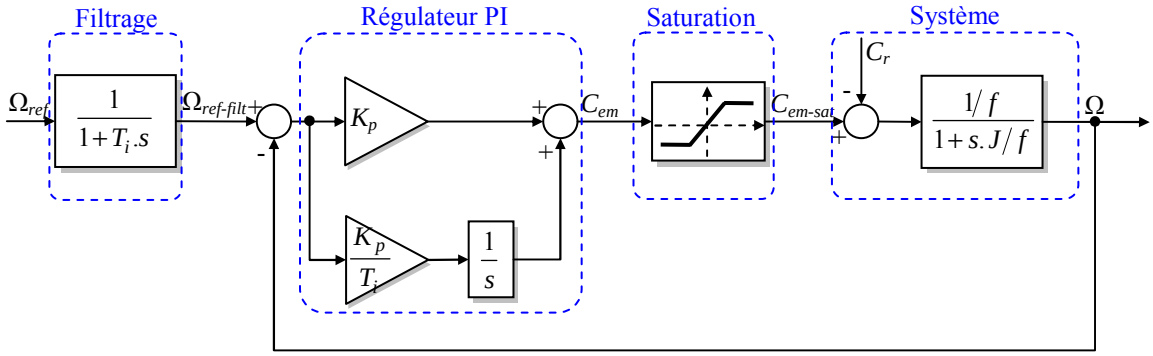


Figure2. 5. Structure de régulation de la vitesse mécanique.

La saturation représentée sur la figure 2.5, joue le rôle d'une protection pour la machine. La valeur maximale et la valeur minimale de cette saturation sont fixées égales à la valeur maximale du couple que la machine peut supporter. Cette valeur est indiquée par le constructeur dans la documentation technique de la machine. Dans notre cas, cette valeur du couple ne doit pas dépasser $2.8C_n$. Cependant, cette saturation est passive vu qu'en cas de dépassement des valeurs limites, aucune réaction n'est entreprise sur le système. Nous choisissons alors d'introduire une saturation active représentée dans la figure 2.6. Cette saturation est connue sous le nom de '*anti-windup*'.

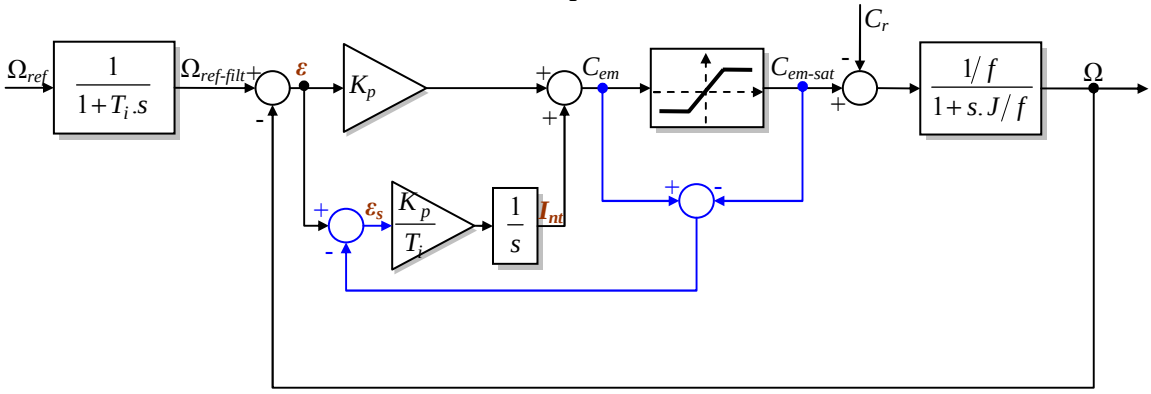


Figure2. 6. Structure du régulateur IP avec un anti-windup de la régulation de la vitesse mécanique.

En conclusion, la régulation de la vitesse se fait en utilisant un régulateur IP avec un '*anti-windup*'.

2.2.3. Validation par simulation de la commande non linéaire

Dans ce mémoire, les résultats de simulation présentés ont été réalisés dans l'environnement du logiciel *SABER*. Ce dernier est utilisé surtout dans l'industrie automobile et aéronautique et ce vu qu'il offre la possibilité de simuler d'une façon très fine les systèmes complexes à étudier et donc d'analyser leurs comportements sous différentes conditions et divers points de fonctionnement. Cette simulation est dite *quasi-expérimentation*.

La simulation de notre système d'étude est réalisée selon la figure 2.7. Ce schéma est réalisé dans un fichier '*.sch*', qui correspond à une saisie schématique de la structure d'étude.

Il est à noter que nous avons essayé de reproduire notre système réel le plus fidèlement possible :

- Les IGBT ont été modélisés par des interrupteurs *ON/OFF* idéaux, cependant, des blocs modélisant le temps mort ont été ajoutés. Dans notre cas, la valeur du temps mort est égale à $2\mu s$
- Dans la maquette expérimentale, une présence de bruit a été constatée. Ces bruits on été pris en compte et ce en ajoutant des blocs de bruit blanc généré de façon aléatoire en simulation. L'utilité de l'ajout de ce bloc sera démontrée ultérieurement
- Des échantillonneurs bloqueurs ont été ajoutés du côté du stator et du rotor afin de modéliser la conversion Analogique/Numérique des variables mesurées réellement
- Dans la réalisation expérimentale, la commande est implantée dans un DSP à virgule flottante. Il a été modélisé dans l'environnement *SABER* par un bloc qui appelle, lors de la simulation, un fichier codé en langage C '*.c*' dans lequel nous avons codé notre commande. La liaison entre ce bloc ('*.sch*') et la commande ('*.c*') est réalisée par l'intermédiaire d'un fichier '*.sin*' codé en *MAST* qui est le langage de base du logiciel *SABER*. Le rafraichissement du calcul se fait à chaque changement d'état de l'une des entrées du bloc DSP.

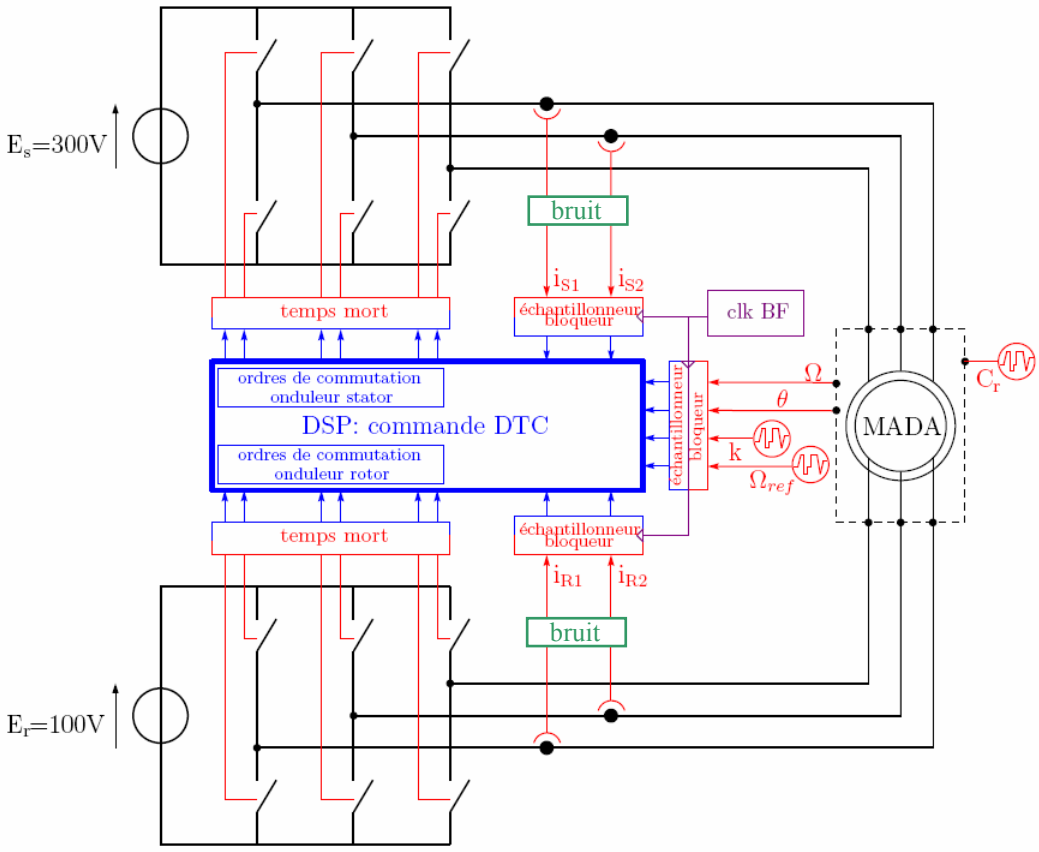


Figure2. 7. Schéma de simulation du système.

La procédure de simulation se fait comme indiqué par le Figure 2.8. La compilation du fichier '*.c*' permet de générer deux fichiers '*.o*' et '*.so*'. Ces derniers seront appelés lors de l'exécution de la simulation.

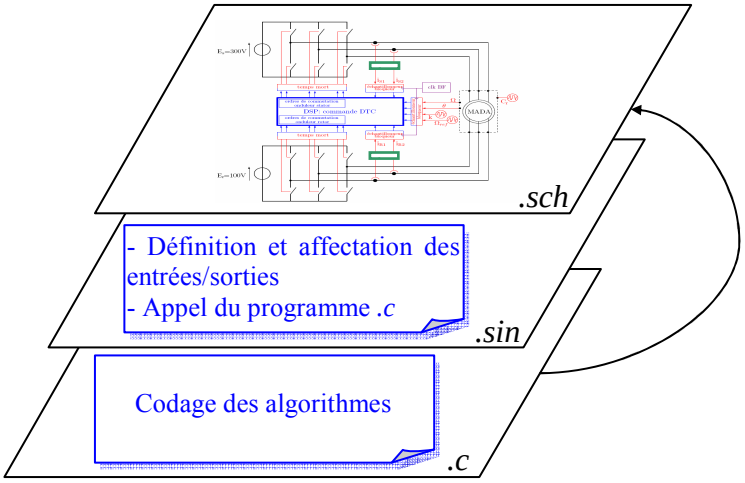


Figure2. 8. Schéma de simulation du système.

Afin d'implanter la commande, une discrétisation des différentes équations de la commande s'impose. Cette discrétisation se fait en utilisant l'approximation d'Euler représentée par l'équation (2.16)

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x[k+1] - x[k]}{T_e} \tag{2. 16}$$

Il est à noter que les équations (2.8), (2.9), (2.10) et (2.11) seront réécrites telles quelles sachant que le calcul des flux à l'instant t ne nécessite pas la connaissance de valeurs calculées antérieurement.

Par contre, afin de réguler la vitesse et de générer l'angle statorique de référence θ_{sref} une réécriture récurrente des équations s'impose.

Tableau 2. 2. Les expressions récurrentes à implanter de calcul de l'angle θ_{sref} et du régulateur de vitesse

Expression pour le calcul de θ_{sref}	$\theta_{sref}[k] = \theta_{sref}[k-1] + \omega_{sref}[k]T_e$
Algorithme de la régulation	$\Omega_{ref-filt}[k] = \frac{1}{T_e - T_i}.(T_i.\Omega_{ref-filt}[k-1] + T_e.\Omega_{ref}[k])$ $\varepsilon[k] = \Omega_{ref-filt}[k] - \Omega[k]$ $I_{nt}[k] = I_{nt}[k-1] + \varepsilon_s[k].\frac{T_e.K_p}{T_i}$ $C_{em}[k] = K_p.\varepsilon[k] + I_{nt}[k]$ $C_{em-sat}[k] = C_{em}[k]$ if $(C_{em}[k] > C_{\max})$ then $(C_{em}[k] = C_{\max})$ if $(C_{em}[k] < -C_{\max})$ then $(C_{em}[k] = -C_{\max})$ $\varepsilon_s[k] = \varepsilon[k] - (C_{em}[k] - C_{em-sat}[k])$

L'expression récurrente de calcul de l'angle et les équations du régulateur à implanter sont détaillées dans le tableau 2.2.

La période d'échantillonnage T_e est choisie, comme dans l'expérimentation, égale à $100\mu s$ et les bus continus sont fixés à $300V$ côté stator (E_s) et à $100V$ côté rotor (E_r). Les essais sont effectués à vitesse réduite, en appliquant une vitesse maximale égale à $80rad/s$ (Ω_n=150r*ad/s*) et un couple de charge maximal considéré égal à $15N.m$ (C_n=25$N.m$).

Le test du bon fonctionnement de la commande se fait en imposant le cycle de fonctionnement détaillé ci-dessous :

- Tout d'abord, nous réalisons un test de la réponse indicielle du système pendant un démarrage à vide en appliquant un échelon de vitesse de référence de $80rad/s$ à l'instant t=1s
- Un couple résistant de $15N.m$ est introduit afin de vérifier le comportement du variateur avec la vitesse régulée face à cette perturbation (entre t=2s et 3s, entre t=5.5s et 6.5s et entre t=8 et 9s)
- L'inversion du sens de rotation de la vitesse de la MADA est faite en appliquant une rampe entre les instants t=3.5s et 4.5s
- Enfin, une vitesse de référence nulle est imposée entre les instants t=7.5s et 10s.

La procédure de simulation suivie est très utile et permet un passage direct à l'expérimentation. En effet, une fois notre programme écrit en langage *C* validé par simulation, il ne reste qu'à le transférer dans l'environnement du DSP et commencer le test expérimental et ce tout en adaptant les entrées/sorties requises.

Les résultats de simulations sont présentés dans la figure 2.9. Leur analyse montre que :

- le couple électromagnétique admet des valeurs importantes lors des transitoires de la vitesse (figure 2.9a) et surtout lors de l'application de l'échelon de vitesse. Cette figure montre aussi que l'asservissement de la vitesse présente des résultats tout à fait satisfaisants et ce en dépit de l'application du couple de charge.
- La régulation des modules des flux statoriques et rotoriques (figure 2.9b) donne de bonnes performances vu que leurs représentations dans le repère biphasé $\alpha\beta$ forment bien deux cercles admettant des rayons de valeur des modules imposés.
- Les figures 2.9c et 2.9d illustrent la bonne régulation en module et en phase des composantes triphasées des flux statoriques et rotoriques. Chacune de ces composantes admet une période proche de 80ms. Ceci s'explique par le fait que nous avons imposé un facteur k_p à 0.5 et que nous fonctionnons à une vitesse mécanique égale à $80rad/s$ ce qui correspond à une fréquence statorique et rotorique de valeur $\pm 12.75Hz$.

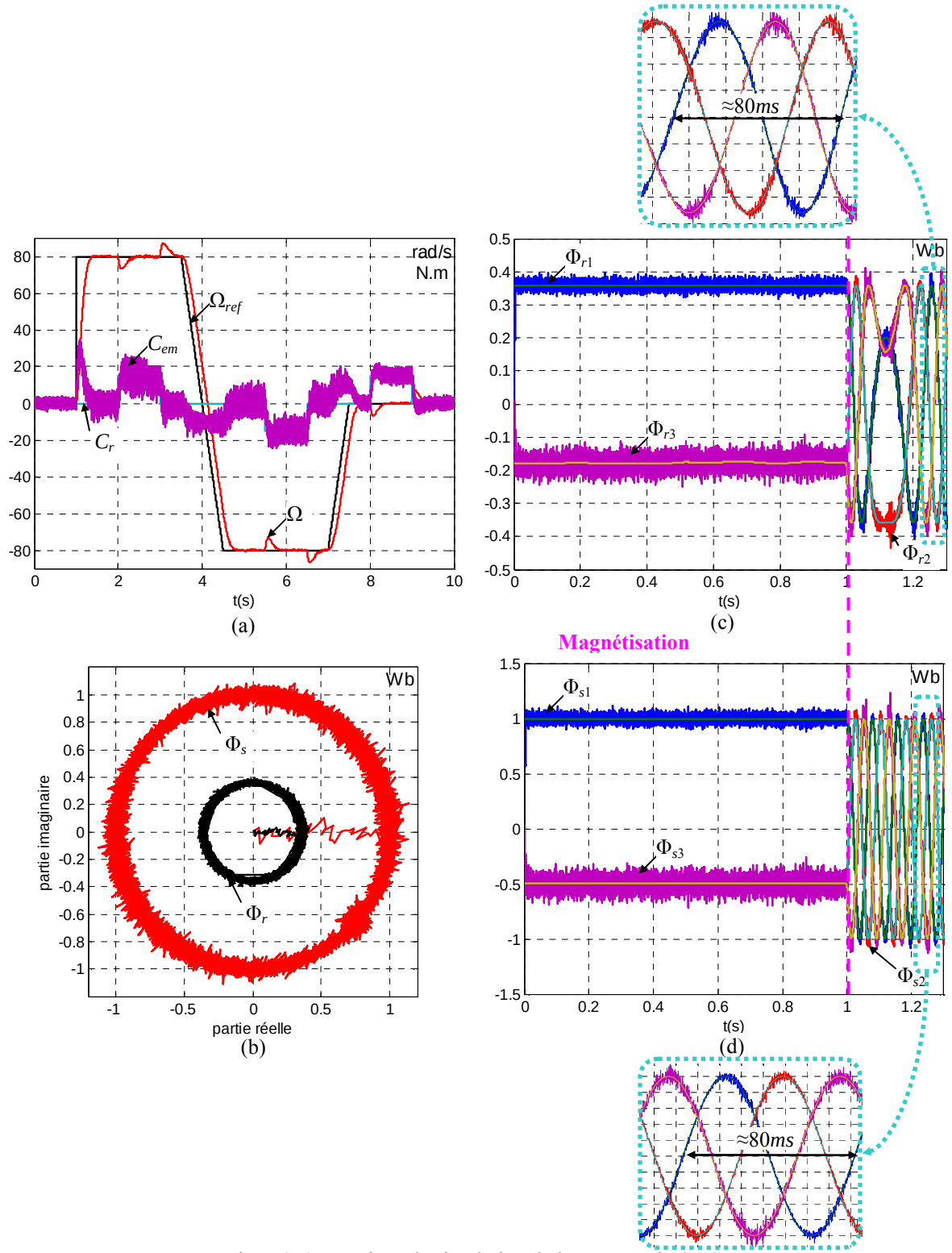


Figure2. 9. Résultats de simulation de la commande CDC
(a): Allure de la vitesse et du couple; (b): Trajectoire des deux vecteurs du flux statorique et rotorique; (c): Allures des flux rotoriques triphasés et de leurs références; (d): Allures des flux statoriques triphasés et de leurs références.

2.2.4. Validation expérimentale de la commande non linéaire

Le dispositif expérimental, à savoir le variateur de vitesse contrôlé en vitesse, sur lequel nos travaux de recherche ont été validés est présent au sein du laboratoire d'accueil LAPLACE. Il a été développé par *P-E. VIDAL* au cours de sa thèse et a été amélioré, par la suite, par *F. Bonnet*. Des détails concernant le dimensionnement de ce banc expérimental sont présentés dans le manuscrit de thèse de *P-E. VIDAL* [32].

Toutefois, nous proposons de présenter les différents composants de cette maquette expérimentale. Pour ce faire, nous détaillerons, en premier lieu, ses constituants de puissance. Nous aborderons, en second lieu, la partie commande concernant l'informatique industrielle ainsi que les cartes de commande installées.

2.2.4.1. Partie puissance

La partie puissance constituant le dispositif expérimental est représentée par la Figure 2.10.

En effet, la machine sur laquelle est basée la maquette est une machine asynchrone à rotor bobiné de puissance 4*kW* de la société *ELECTRONAVALE*. Le tableau 2.3 résume les caractéristiques et les valeurs des paramètres de la MADA en question. Les paramètres électriques sont données dans l'annexe B

Tableau 2. 3. Les caractéristiques de la MADA

Puissance	4	kW
Vitesse de rotation	1435	$tr.min^{-1}$
Facteur de puissance	0.83	-
Fréquence	50	Hz
Tension stator	230/400	V
Courant stator	14.5/8.5	A
Tension rotor (Y)	130	V
Courant rotor	19	A
Masse	85	Kg
Vitesse maximale	1800	$tr.min^{-1}$
Couple maximal	2.8	N.m

La MADA est alimentée par deux convertisseurs statiques l'un du côté rotor et l'autre du côté stator. Sur la maquette les onduleurs utilisés sont à deux niveaux de tension de 11*k*W commercialisés par la société *Schneider Electrique* et destinés pour des machines asynchrones. Ces variateurs sont constitués d'un étage de redressement, d'un étage de bus continu, constitué par des condensateurs de filtrage de valeur 3300μF et de tension 400V_{DC}, et d'un onduleur de tension à deux niveaux. Les interrupteurs de cet onduleur sont des IGBT produits par la marque *MITSUBISHI ELECTRIC*.

Tableau 2. 4. Les caractéristiques du variateur lié à la MADA

Tension d'alimentation	380 .. 460	V
Fréquence	50/60	Hz
Courant de ligne	31.8 .. 28.7	A
Puissance	11	kW
Courant de sortie en régime permanent	22	A
Courant de sortie en régime transitoire	33	A
Fréquence des courants en sorite	0.5 ..320	Hz
Fréquence de découpage	2.2 .. 12	Hz
Masse	12	Kg

Tableau 2. 5. Les caractéristiques d'un IGBT

Tension nominale	900	V
Tension maximale	1200	V
Calibre en courant	75	A
Puissance maximale dissipée	400	W

Pour plus de détails, les données techniques de ce dernier est inclus dans l'annexe C. Un module de freinage est prévu dans la structure afin de dissiper le retour d'énergie de la machine vers le réseau, vu que les ponts redresseurs sont unidirectionnels. Les différentes caractéristiques de ce variateur sont résumées dans les tableaux 2.4 et 2.5.

Etant donné que les niveaux des tensions des deux côtés stator et rotor ne sont pas les mêmes, un transformateur abaisseur 400V/130V est alors installé du côté rotor. La liaison au réseau triphasé est réalisée par le biais d'un autotransformateur permettant de fixer les valeurs des bus continus aux valeurs désirées. Le couple résistant est fourni par une Machine à Courant Continu (MCC) de puissance $4.5kW$ commandée en couple par un variateur industriel qui permet de réguler le courant induit de la MCC et d'imposer ainsi le couple de charge voulu. La valeur de son courant continu nominal égal à $25A$. Les caractéristiques de la MCC sont détaillées dans le tableau 2.6.

Tableau 2. 6. Les caractéristiques de la MCC

Excitation	Séparée	
Vitesse de rotation	1500	$tr.min^{-1}$
Puissance	4.5	kW
Tension inducteur	230/400	V
Courant inducteur	1.45	A
Tension induit	220	V
Courant induit	20.5	A

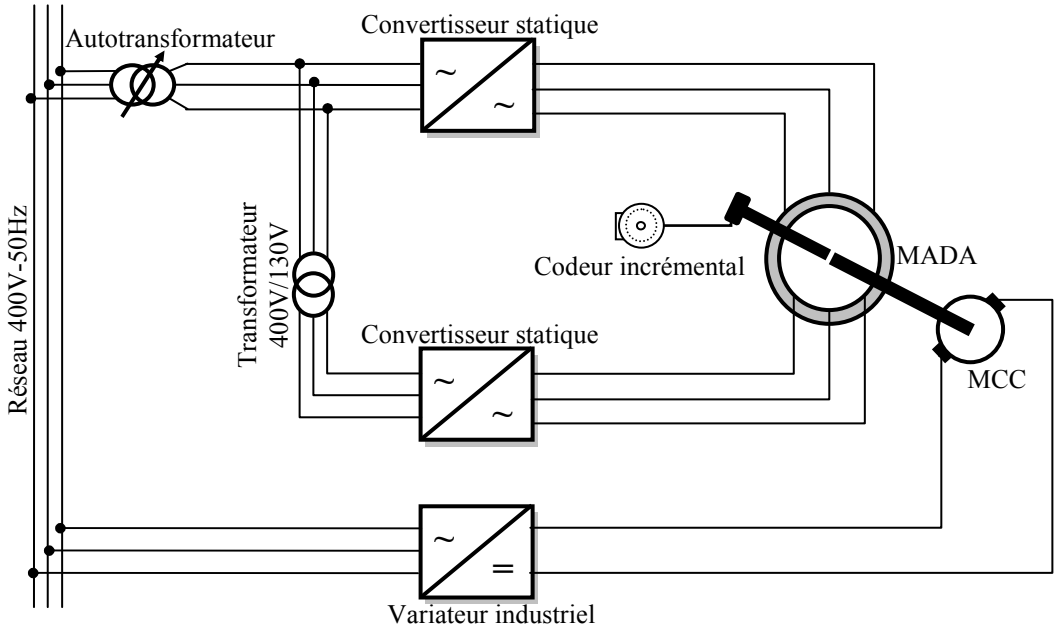


Figure2. 10. Schéma général pour la mise en œuvre expérimentale de la partie puissance.

Un codeur incrémental ayant 1024 impulsions/tour est installé afin de mesurer la vitesse/position de la MADA. Le constructeur du codeur installé est *Baumer Thalhein* et il est du type *ITD40A4-Y22-1024-TNI*. Afin de pouvoir l'installer, un rallongement de l'arbre du moteur a été nécessaire. Les caractéristiques générales de ce capteur sont résumées dans le tableau 2.7.

Tableau 2. 7. Les caractéristiques du codeur incrémental

Vitesse de rotation maximale	8000	$tr.min^{-1}$
Indice de Portection	IP65	-
Nombre d'impulsions	1400	impulsion/tour
Signaux de sortie	A , $\overline{A}$, B , $\overline{B}$, Z , $\overline{Z}$	

Outre la vitesse/position, nous sommes amenés à capter les courants triphasés statoriques et rotoriques afin de pouvoir développer les commandes. Quatre capteurs de courants à effet Hall de marque *LEM* sont alors prévus à cet effet, deux de chaque côté. Ces capteurs sont des capteurs de courant alternatif. Les capteurs installés sont calibrés à 25A.

2.2.4.2. Partie commande

C'est la partie assurant l'acquisition des données et le traitement et l'exécution des algorithmes de contrôle développés. Elle repose essentiellement sur une association de cartes contenant des composants programmables du type DSP (Digital Signal Processor) et FPGA (Field Programmable Gate Array).

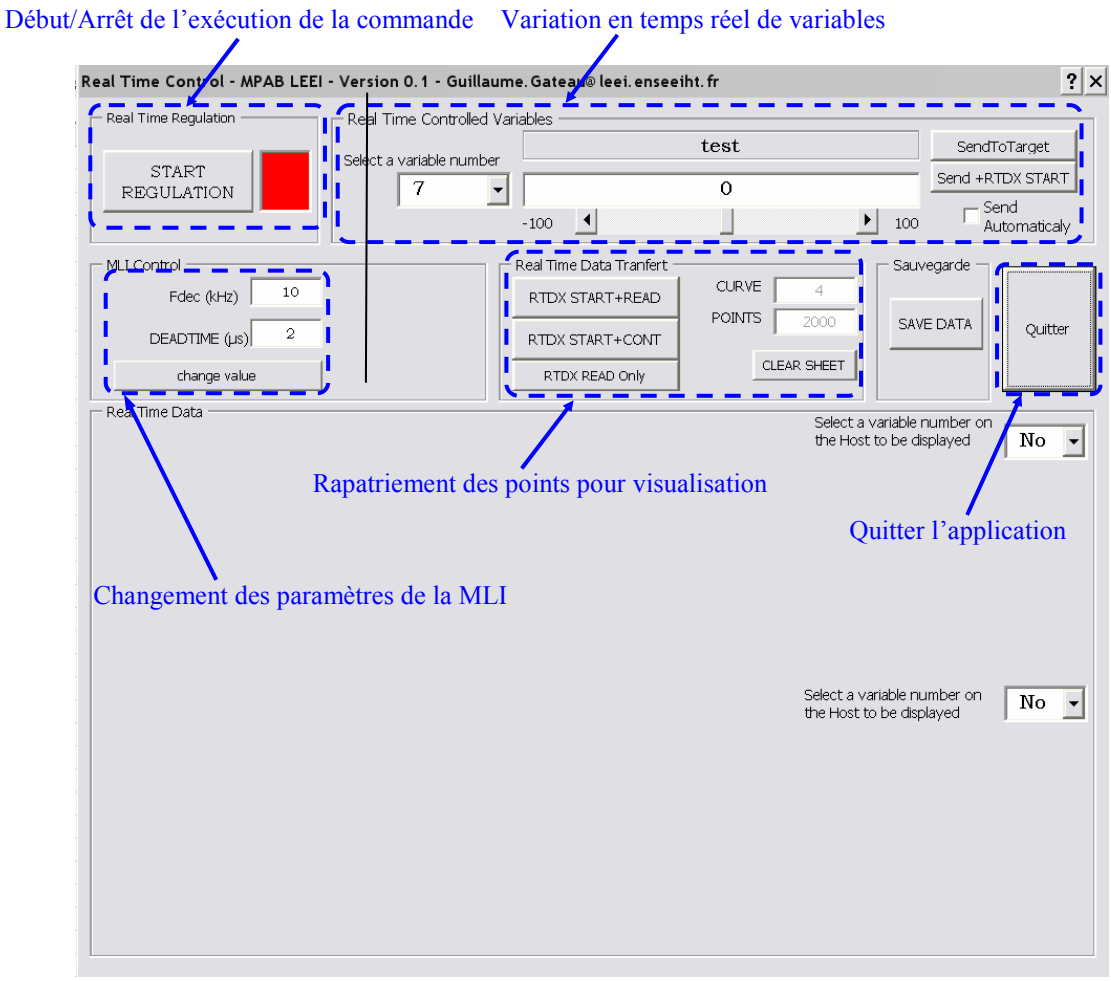


Figure2. 11. Interface graphique utilisée.

Nous pouvons scinder la partie commande en deux :

- la partie assurant la supervision : elle est composée de l'utilisation d'un ordinateur PC. En effet, l'utilisateur code son algorithme en langage *C* à l'aide du logiciel *Code Composer Studio* et programme ainsi le DSP. Une fois le programme téléchargé, l'utilisateur utilise une interface développée avec le logiciel *EXCEL* représentée par la Figure 2.11. Cette dernière lui permet de démarrer ou d'arrêter l'exécution de l'algorithme téléchargé, de faire varier manuellement et en temps réel des variables préalablement sélectionnées mais aussi de rapatrier des points et visualiser l'allure de différentes grandeurs.
- Les cartes commande [38]: c'est l'association de trois cartes l'une contenant le composant DSP de chez *TEXAS INSTRUMENT*, l'autre le FPGA de chez *ALTERA* et la troisième dispose de composants assurant la Conversion Analogique/numérique (CAN) et la Conversion Numérique/Analogique (CNA).Les entrées de la CNA et les sorties de la CAN sont des signaux numériques codés sur 8bits.

La Figure 2.12 illustre l'architecture générale de la partie commande.

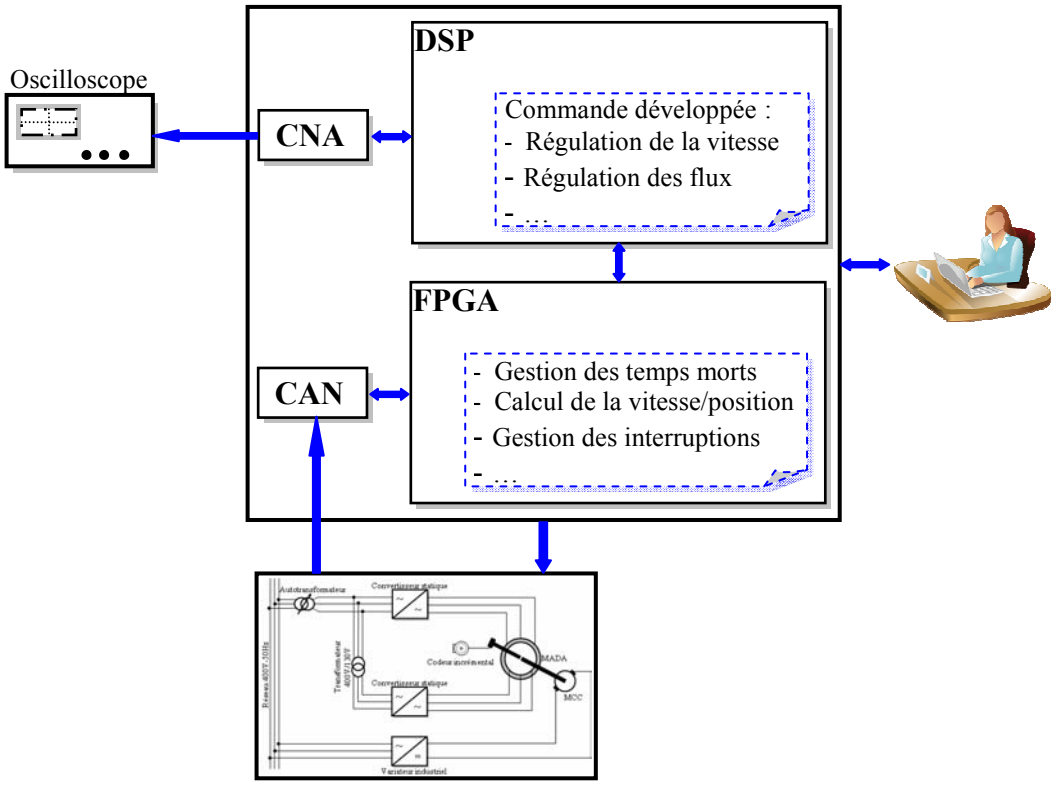


Figure2. 12. Schéma général pour la partie commande.

L'algorithme de la commande est téléchargé de l'ordinateur vers les cartes de commande. Une liaison entre ces entités est alors nécessaire. Elle se fait par le biais d'un câble JTAG.

2.2.4.3. Photos de la maquette

La figure 2.13 illustre le banc expérimental détaillé auparavant.

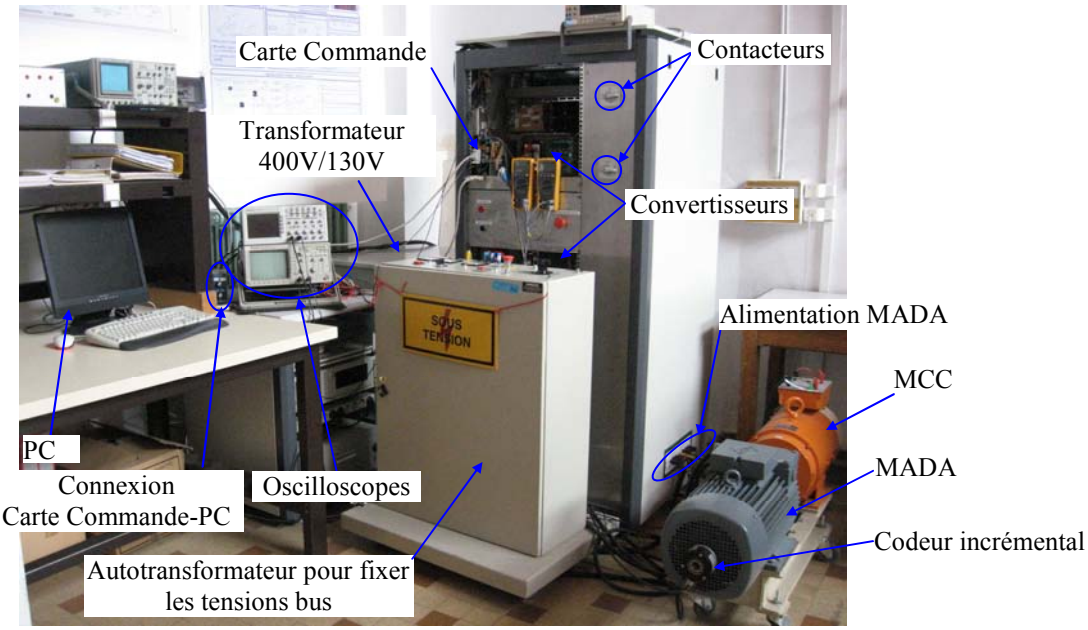


Figure2. 13. Photo du banc expérimental présent dans le laboratoire.

Les onduleurs à deux niveaux de tension et à MLI, le redresseur-hacheur, les cartes commande, les cartes d'acquisition et de conversion analogique/numérique et numérique/analogique et les capteurs de tension des bus continus et des courants sont regroupés dans une armoire.

Le transformateur installé est un transformateur 400V/130V qui permet d'abaisser la tension du réseau à la tension du rotor.

L'autotransformateur permet d'augmenter progressivement les tensions bus continu et ainsi de les fixer aux valeurs désirées.

Avec cette maquette, plusieurs types de raccordement de la machine au réseau peuvent être réalisés et ce grâce aux deux contacteurs montrés sur la figure 2.13. En effet, selon la position de ces contacteurs, nous pouvons obtenir différentes configurations: le rotor ou le stator de la MADA court-circuités (MADA assimilable à une MAS), le stator connecté au réseau et le rotor à un convertisseur (configuration éolienne), le stator et le rotor connectés aux convertisseurs (configuration étudiée).

2.2.4.4. Résultats expérimentaux

Comme il a été indiqué précédemment, nous avons dû rajouter un bloc simulant un bruit blanc de mesure à la sortie des capteurs de courant des deux côtés statorique et rotorique. Ceci pour que les résultats trouvés expérimentalement présentent des allures entachées d'ondulations indépendantes au fonctionnement du système. Afin d'identifier la raison de ces ondulations, nous avons recueilli les courants statoriques et rotoriques captés. La figure 2. 14 présente les allures de ces courants captés.

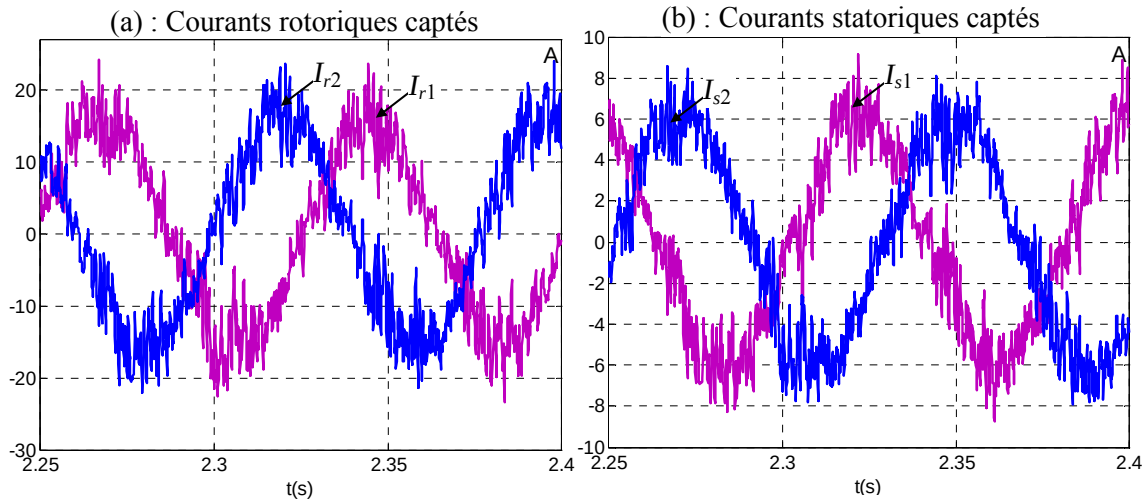


Figure2. 14. Les courants statoriques et rotoriques captés sur la maquette.

Nous remarquons bien, à travers la figure 2.14, que les courants statoriques et rotoriques captés sur la maquette sont fortement bruités. Ce bruit blanc aura une incidence sur l'allure du couple électromagnétique de la MADA.

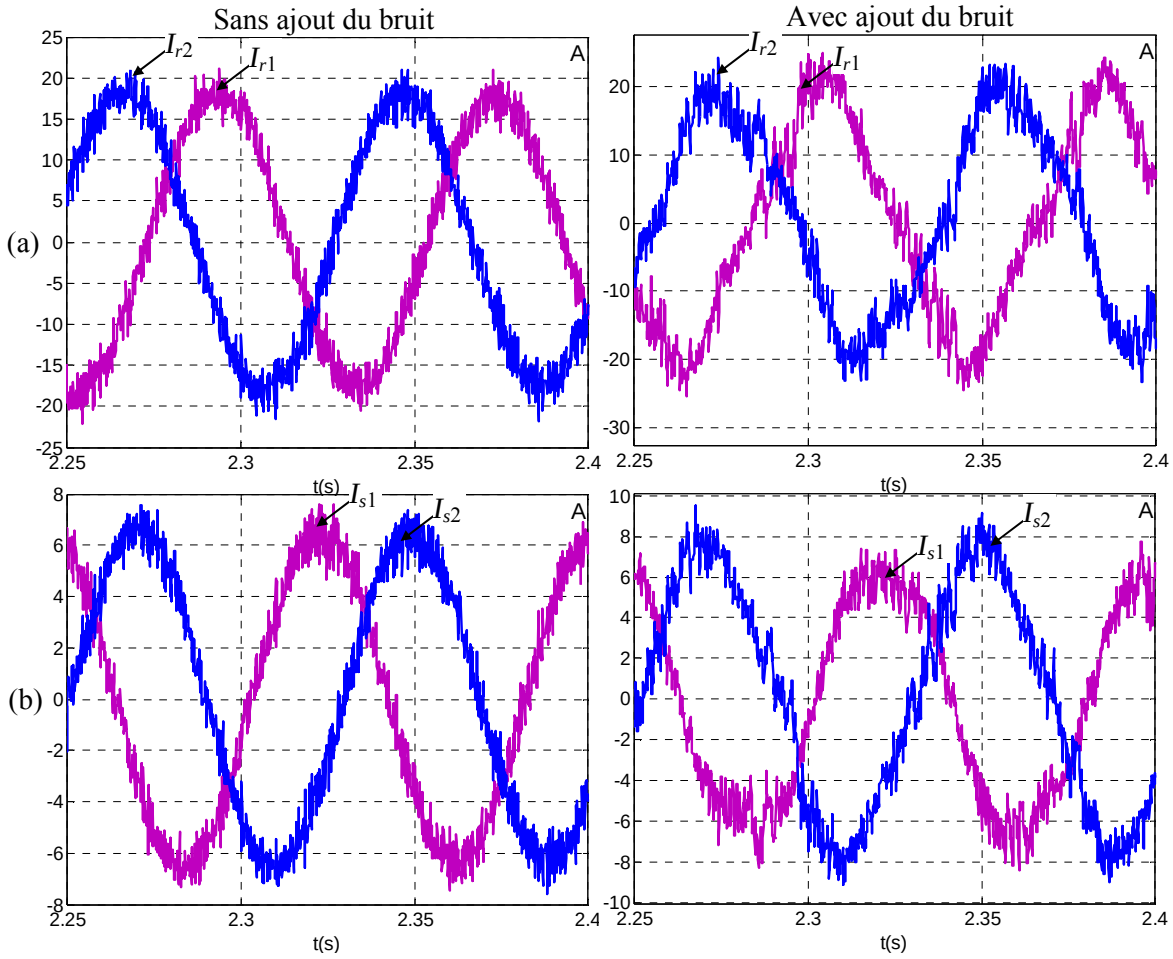


Figure2. 15. Allure des courants (a) : rotoriques et (b) : statoriques simulés avant et après ajout du bruit.

Nous avons cherché alors à réaliser un rapprochement le plus possible de la simulation à l'expérimentation afin de prévoir les résultats que l'on devrait trouver lors de la validation de notre travail sur la maquette. Ainsi, nous avons sommé un bruit blanc gaussien aux courants qui se trouvent à l'entrée de notre commande. Ce bruit vient de la chaîne d'acquisition des courants statoriques et rotoriques. Les caractéristiques du bruit sont résumées dans le tableau 2.8.

Tableau 2. 8. Les caractéristiques du bruit ajouté côté chaîne d'acquisition des courants statoriques et rotoriques [34]

	Bruit ajouté côté stator	Bruit ajouté côté rotor
Ecart type du bruit blanc gaussien σ	83 mA	260 mA
Rapport Signal/bruit pour le courant nominal	39 dB	37 dB

La figure 2.15 montre l'allure des courants trouvés en simulation avant et après ajout du bruit.

La comparaison les résultats trouvés en expérimental illustrés dans la figure 2.14 et ceux trouvés en simulation après ajout du bruit présentés dans la figure 2.15, montre que les courants présentent sensiblement les mêmes allures. Nous avons alors quantifié, à peu près, le bruit qui existe dans la maquette au niveau de la captation des courants.

Ceci nous laisse croire que les résultats obtenus en simulation nous permettraient, à priori, de prévoir les résultats expérimentaux.

Une fois la commande codée, implantée et téléchargée, une validation expérimentale est réalisable.

Une interface Homme-Machine est alors disponible pour assurer la supervision et l'exécution des ordres de l'utilisateur. Cette interface est représentée par la figure 2.11. Elle est réalisée afin de satisfaire le fonctionnement RTDX (Real Time Data Exchange) c'est-à-dire assurer et coordonner l'échange d'informations entre la partie commande et le calculateur.

Comme représenté sur la figure 2.11., l'interface graphique est constituée par différents boutons assurant chacun, en temps réel, une fonctionnalité différente. Les fonctionnalités de l'interface graphique sont réalisées grâce à une déclaration appropriée et adéquate dans le programme principal téléchargé.

Outre l'autorisation ou l'inhibition de l'exécution de la commande, l'interface graphique permet de modifier en temps réel des variables sélectionnées au préalable telles que les valeurs de consigne pour les variables de contrôle, de modifier les paramètres de la Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) en cas d'usage et aussi de rapatrier les points des signaux que nous voulons visualiser.

Les résultats expérimentaux sont illustrés dans la figure 2.16. Nous avons veillé à appliquer le même cycle de fonctionnement que celui utilisé en simulation. Ceci permettra d'établir une comparaison entre les résultats trouvés en simulation et ceux trouvés en expérimentation. Les courbes de la figure 2.16 montrent l'allure de la vitesse mécanique, du couple électromagnétique et des flux statoriques et rotoriques.

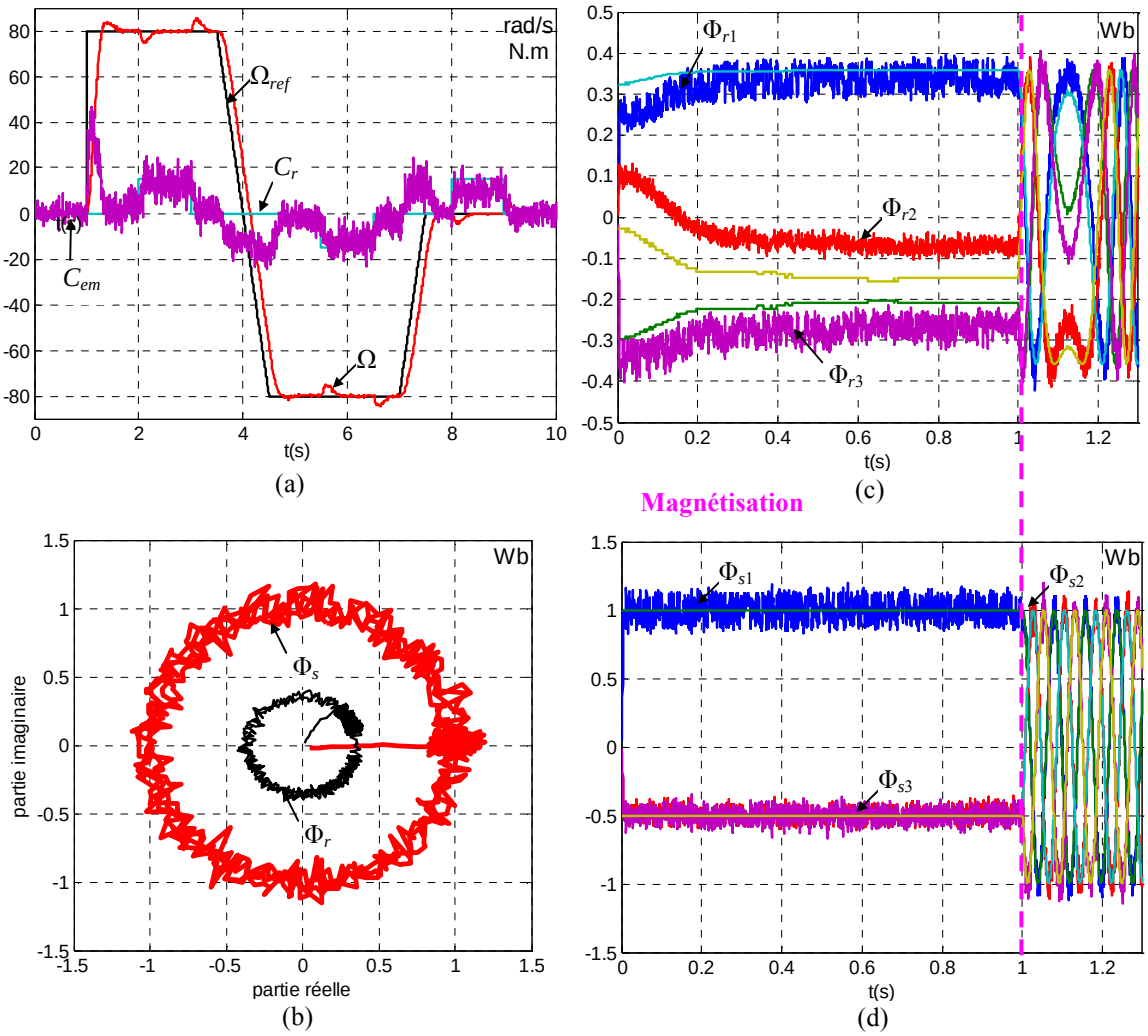


Figure2. 16. Résultats expérimentaux de la commande CDC
(a): Allure de la vitesse et du couple; (b): Trajectoire des deux vecteurs du flux statorique et rotorique; (c): Allures des flux rotoriques triphasés et de leurs références; (d): Allures des flux statoriques triphasés et de leurs références.

Les courbes de la figure 2.16 et celles de la figure 2.9, montrent un même comportement du système que ce soit en simulation qu'en expérimentation. Le temps de réponse de la vitesse mécanique est sensiblement le même que celui trouvé en simulation. Le comportement des flux statoriques et rotoriques est aussi semblable. Ceci renforce encore plus la qualification par 'quasi-expérimentation' les résultats trouvés par le logiciel de simulation *SABER*.

2.3. EFFET D'UN DEFAUT CAPTEUR SUR LA COMMANDE

La Commande Directe en Couple développée est une commande fonctionnant en boucle fermée. L'action de rétroaction est réalisée en installant différents capteurs tels que les capteurs de courant, de position/vitesse et de tension. Comme le montre la figure 2.4, les courants et la position captés servent à calculer les composantes instantanées triphasées des flux statoriques et rotoriques. D'autre part, la position captée sert aussi à imposer les phases des composantes triphasées de référence des flux statoriques et rotoriques. Ainsi donc, une apparition d'un défaut quelconque au niveau d'un capteur de courant ou d'un capteur de position/vitesse induirait une détérioration des performances et éventuellement une mise hors de service du système ce qui est contraire aux exigences des industriels.

Dans le cadre de notre travail, nous allons nous intéresser aux défauts liés aux capteurs de courant (deux placés côté stator et deux installés côté rotor) et ceux liés au capteur de position/vitesse.

2.3.1. Effet d'un défaut capteur de vitesse/position sur la commande

Dans ce qui suit, nous supposons la perte d'information à la sortie du capteur de position/vitesse, à un instant donné. Les effets de cette perte sur les performances de la commande est illustré dans la figure 2.17.

Afin de bien mettre en évidence l'effet d'un éventuel défaut capteur mécanique, nous l'appliquons pour différents points de fonctionnement de la machine, notamment quand la machine fonctionne à vide mais aussi quand la machine est en charge. L'application du défaut se fait en imposant une valeur nulle à la sortie du capteur de vitesse et de position à un instant donné : l'instant d'apparition du défaut et ceci quand le variateur est en régime permanent.

La figure 2.17 illustre les résultats ainsi obtenus. Dès l'application du défaut, le couple électromagnétique atteint des valeurs supérieures à deux fois la valeur maximale que la machine puisse supporter. Les modules des flux statoriques et rotoriques divergent et la vitesse de la machine est inconnue. Nous n'avons plus de rétroaction sur la vitesse, elle n'est donc plus contrôlée. Le système ne fonctionne plus correctement et tend à diverger. Une mise hors service est alors impérative afin de conserver l'état de notre système.

Comme nous pouvons voir, ces constatations sont valables quelque soit l'instant d'apparition du défaut : lors du fonctionnement à vide ou en charge de la MADA. Une apparition d'un tel défaut capteur de vitesse/position conduit alors à la mise hors service du système et ce quelque soit le point de fonctionnement de la machine.

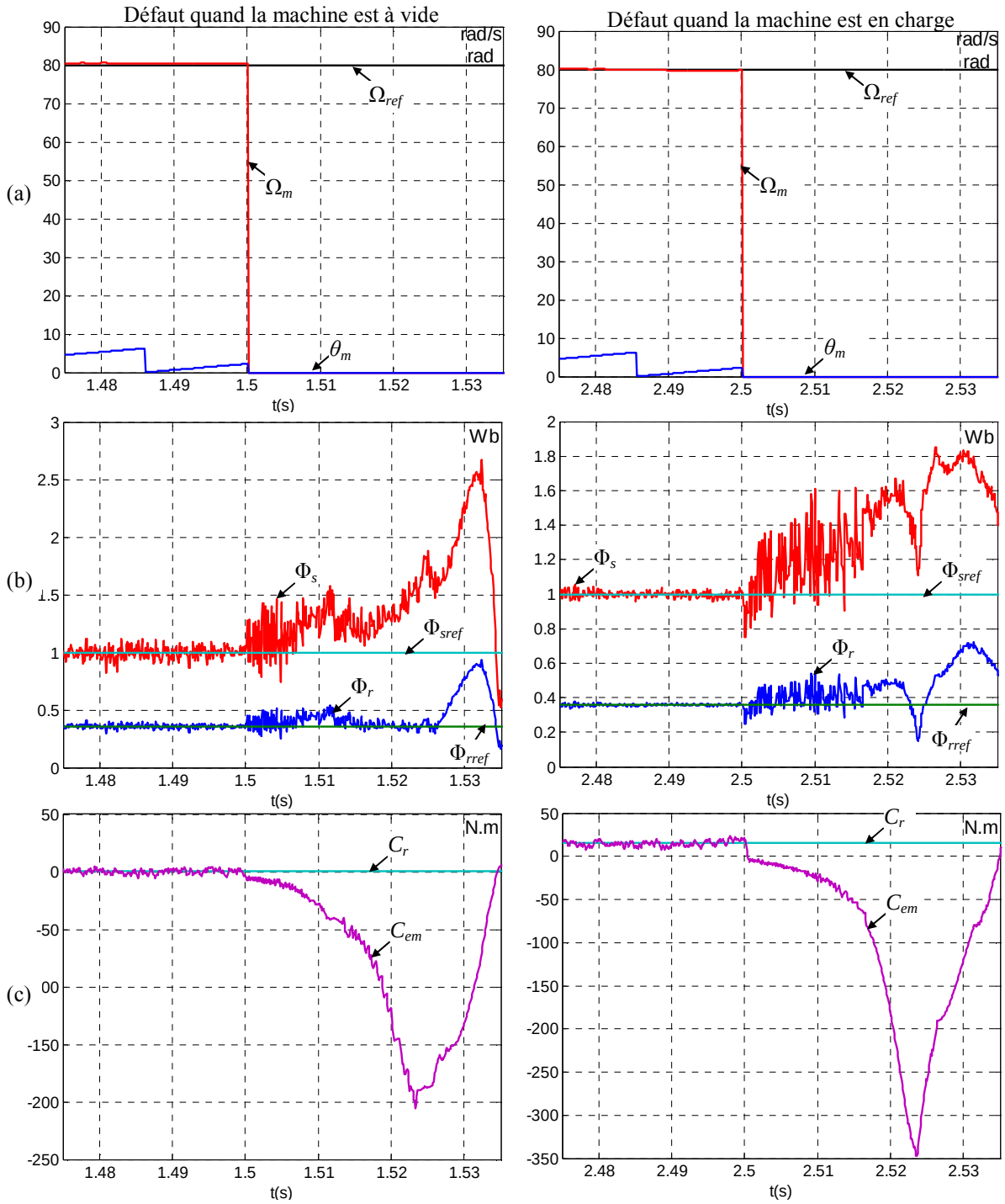


Figure2. 17. Effet d'un défaut front du capteur de vitesse/position
(a): Allures de la vitesse et de la position avant et après défaut; (b):Allures des modules des flux avant et après défaut ; (c): Allure du couple électromagnétique avant et après défaut.

2.3.2. Effet d'un défaut capteur de courant sur la commande

A part la perte totale de l'information à la sortie du capteur (défaut front), il existe deux autres types de défauts illustrés sur la figure 2.18.

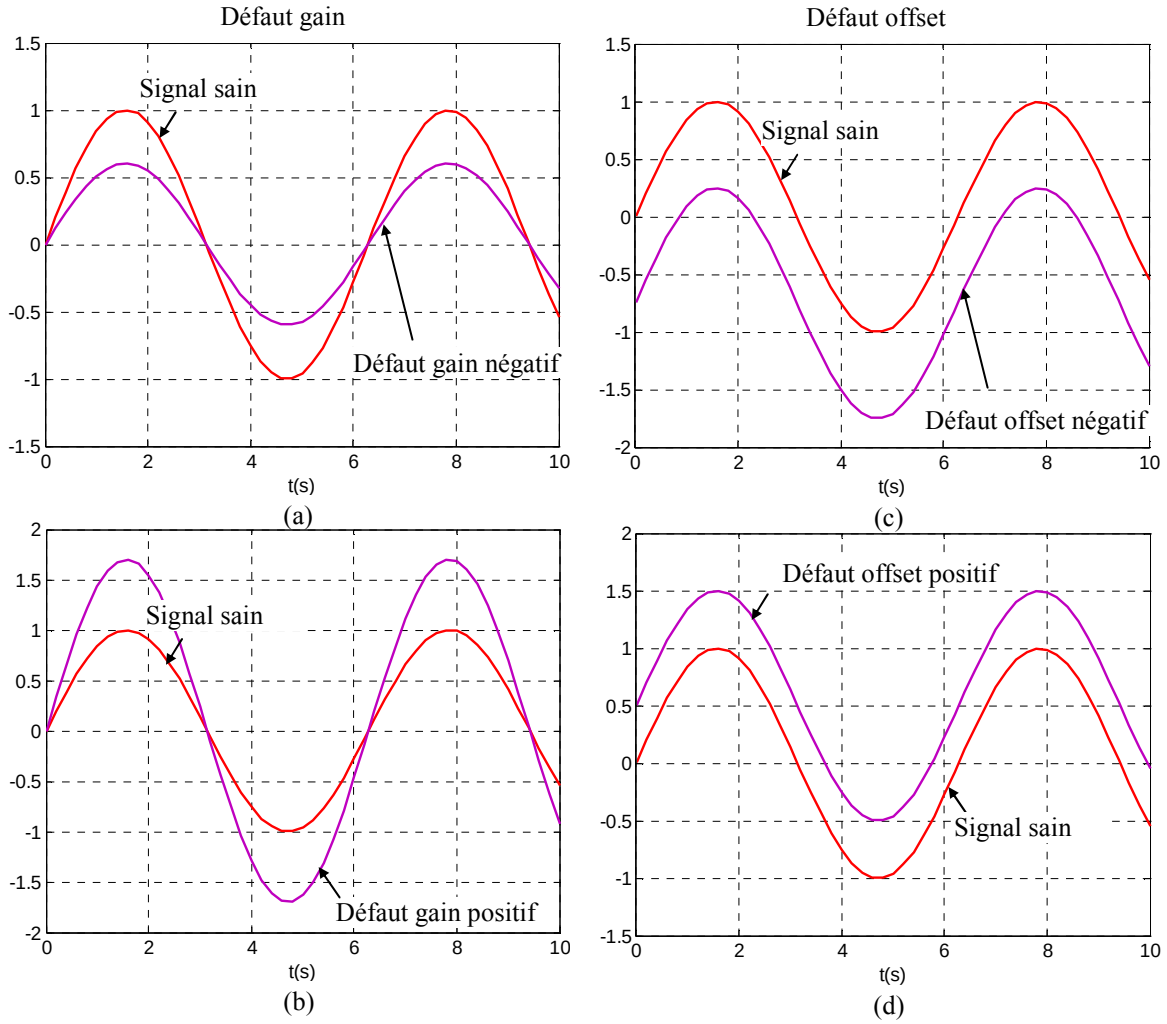


Figure2. 18. Allures de la sortie d'un capteur de courant dans le cas
(a): d'un défaut de gain négatif; (b): d'un défaut de gain positif; (c): d'un défaut d'offset négatif ; (b): d'un défaut d'offset positif.

- défaut gain : c'est un défaut où le signal capté reste centré en zéro sauf que son amplitude est fausse. Cette amplitude peut être inférieure à la valeur saine (figure 2.18a) ou encore supérieur (figure 2.18b)
- défaut offset : c'est un défaut où le signal capté n'est pas centré en zéro mais plutôt en une valeur quelconque. Cette valeur correspond à la valeur moyenne du signal. On l'appelle par le nom anglo-saxon '*offset*' quand il s'agit de capteurs. Selon le signe de l'offset, deux cas peuvent alors être envisagés. Le premier est quand cette valeur moyenne du signal à la sortie du capteur est négative (figure 2.18c). Le deuxième est quand la valeur moyenne est positive (figure 2.18d)

Afin de bien illustrer l'effet d'un défaut capteur de courant sur le fonctionnement du système, nous simulons des défauts capteurs de courant du côté stator et du côté rotor. Les différents types de défauts détaillés précédemment (gain et offset) sont appliqués à chacun des capteurs de courant du système. Nous donnons dans les figures 2.19 et 2.20 les résultats trouvés dans les cas suivants : effets d'un défaut gain négatif de 50% sur le capteur côté stator de la première phase, effets défaut offset positif de 50% sur le capteur côté stator de la deuxième phase, effets d'un défaut gain négatif de 50% sur le capteur côté rotor de la première phase et effets défaut offset positif de 50% sur le capteur côté rotor de la deuxième phase.

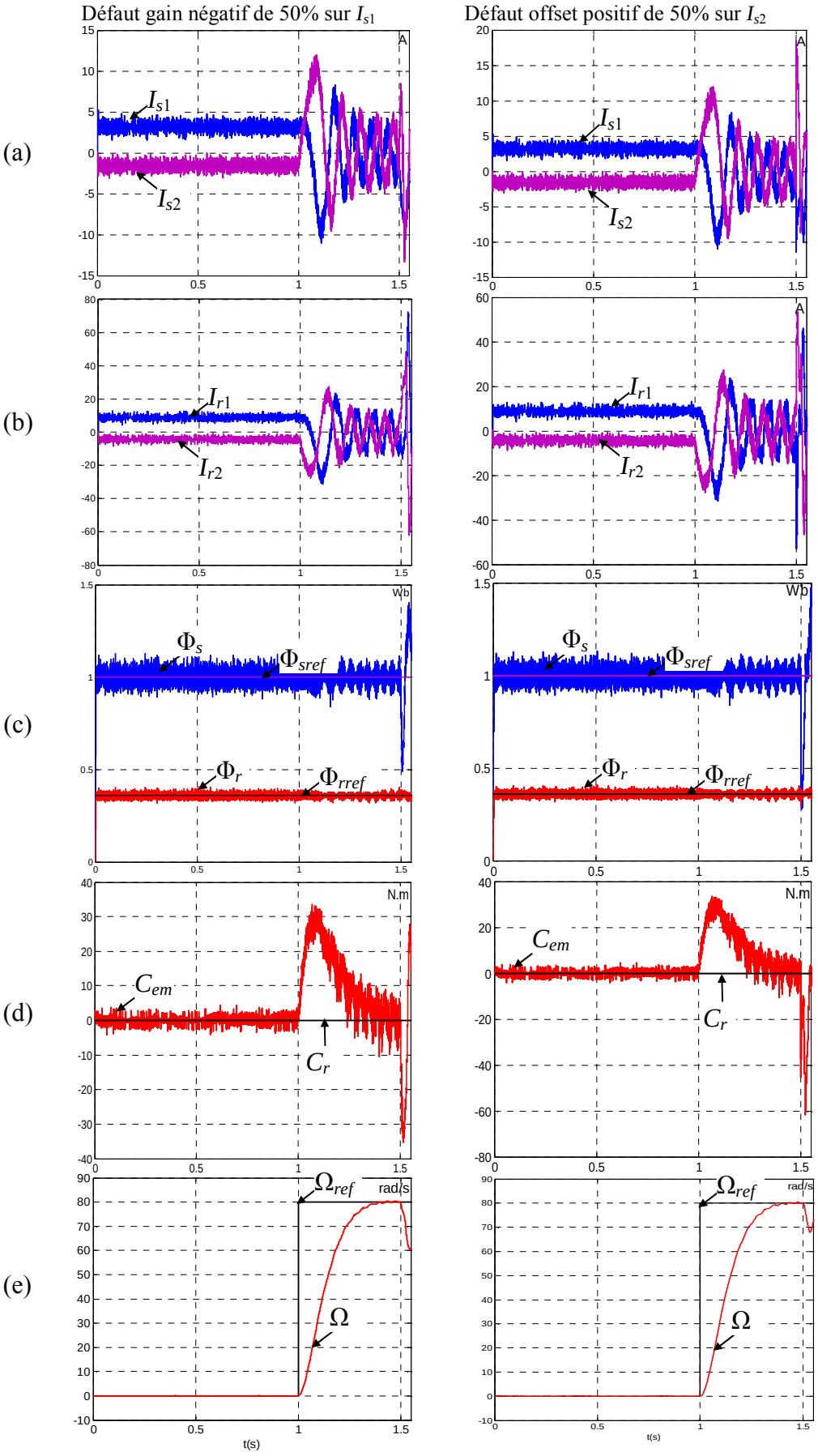


Figure2. 19. Effets de défaut capteurs courants statoriques (phase 1 et phase2) gain et offset.

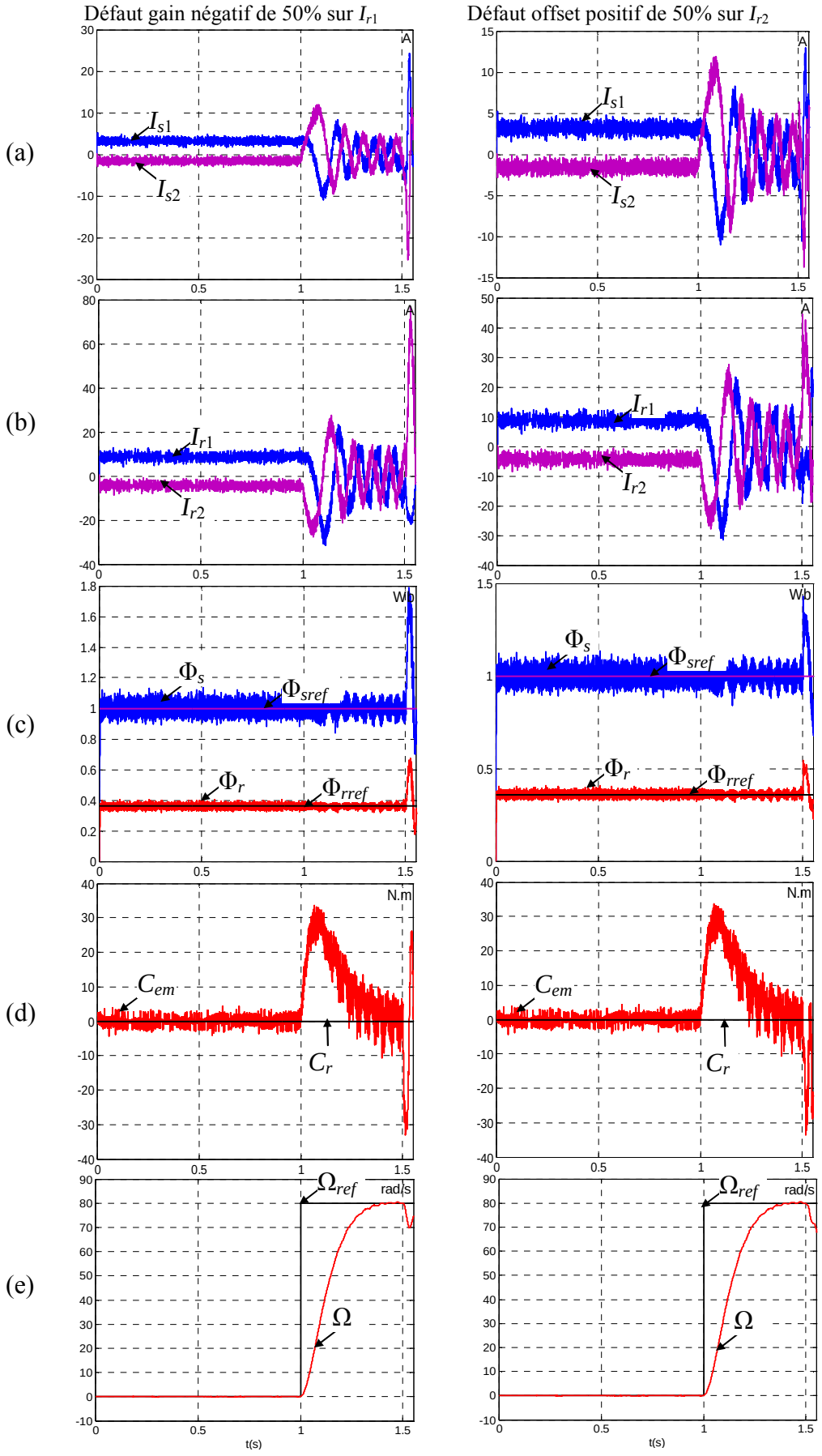


Figure2. 20. Effets de défaut capteurs courants rotoriques (phase1 et phase 2) gain et offset.

La figure 2.19 et la figure 2.20 illustrent les différents types de défauts capteurs de courants ainsi simulés. Il est à noter que les résultats trouvés indiquent que le système tend à diverger après application de n'importe quel de ces types de défauts. Le couple devient oscillant et atteint des valeurs importantes. Quant à la vitesse, elle se décroche de sa valeur de référence. Nous sommes alors contraints d'arrêter le système afin de le préserver. Un défaut de capteur de courant est alors source de sa mise hors service.

Vu les exigences croissantes des industriels quant à la fiabilité des systèmes électriques, nous avons orienté les travaux de recherche développés dans cette thèse vers la recherche de solutions pour palier aux conséquences dues aux différents défauts de capteurs (courants ou vitesse/position) que l'on vient de constater.

Un développement d'algorithmes présentant une solution simple et efficace s'impose. L'idée est donc d'arriver à avoir une commande tolérante aux défauts. Il est donc nécessaire de pouvoir détecter la défaillance, isoler le capteur en défaut et reconfigurer, par la suite, la commande.

Les résultats trouvés indiquent que n'importe quel type de ces défauts entraîne une divergence du système. Le couple devient oscillant et atteint des valeurs importantes. Quant à la vitesse, elle s'éloigne de sa valeur de référence. Le système doit alors être arrêté.

Dans ce qui suit, nous présentons une étude de sensibilité qui permettra de quantifier les effets de défaut capteurs de courant que nous venons de mettre en évidence.

2.3.3. Sensibilité de la commande vis-à-vis des différents courants

Ce paragraphe présente l'étude de la sensibilité de la commande vis-à-vis des courants statoriques et rotoriques et ce en prenant en considération les composantes du vecteur flux rotorique et statorique. En effet, ces composantes de flux sont calculées à partir des différents courants mesurés. Et, de ce fait, le bon fonctionnement de la commande dépendra fortement de la qualité d'estimation des flux.

La définition du coefficient de sensibilité S_x^y est rappelée en (2.17). Ce coefficient représente la sensibilité de la grandeur 'x' vis-à-vis à 'y'.

$$S_x^y = \frac{\partial x}{\partial y}.\frac{y}{x} \tag{2. 17}$$

Dans ce qui suit une étude des sensibilités des composantes triphasées des vecteurs flux statorique et rotorique vis-à-vis des courants statoriques et rotoriques est présentée. Pour pouvoir déterminer ces différentes sensibilités, les équations des flux sont alors ré-exprimées uniquement en fonction des différents courants de phase captés.

Ces sensibilités sont déterminées à partir des systèmes d'équations présentés en (2.18) et (2.19).

$$\overline{\Phi}_s \begin{cases} \Phi_{s1} = L_s.I_{s1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos(\theta) - \cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right)\right].I_{r1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right)\right].I_{r2} \\ \Phi_{s2} = L_s.I_{s2} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right)\right].I_{r1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos(\theta) - \cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right)\right].I_{r2} \\ \Phi_{s3} = -L_s.I_{s1} - L_s.I_{s2} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos(\theta)\right].I_{r1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos(\theta)\right].I_{r2} \end{cases} \quad (2.\ 18)$$

$$\overline{\Phi}_r \begin{cases} \Phi_{r1} = L_r.I_{r1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos(\theta) - \cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right)\right].I_{s1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right)\right].I_{s2} \\ \Phi_{r2} = L_r.I_{r2} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right)\right].I_{s1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos(\theta) - \cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right)\right].I_{s2} \\ \Phi_{r3} = -L_r.I_{r1} - L_r.I_{r2} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos(\theta)\right].I_{s1} + \frac{2}{3}.M_{sr}.\left[\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos(\theta)\right].I_{s2} \end{cases} \quad (2.\ 19)$$

Il est alors possible de déduire les sensibilités des vecteur flux vis-à-vis des courants de ligne captés. Les différents coefficients relatifs aux flux statoriques et aux flux rotoriques ainsi déterminés sont résumés respectivement dans le tableau 2.9 et dans le tableau 2.10.

Tableau 2. 9.Les expressions des sensibilités des composantes du flux statorique vis-à-vis des courants de ligne statoriques et rotoriques

	I_{s1}	I_{s2}	I_{r1}	I_{r2}
$S^{I_x}_{\Phi s1}$	$L_s.\frac{I_{s1}}{\Phi_{s1}}$	0	$m.\left[\cos(\theta) - \cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right)\right].\frac{I_{r1}}{\Phi_{s1}}$	$m.\left[\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right)\right].\frac{I_{r2}}{\Phi_{s1}}$
$S^{I_x}_{\Phi s2}$	0	$L_s.\frac{I_{s2}}{\Phi_{s2}}$	$m.\left[\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right)\right].\frac{I_{r1}}{\Phi_{s2}}$	$m.\left[\cos(\theta) - \cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right)\right].\frac{I_{r2}}{\Phi_{s2}}$
$S^{I_x}_{\Phi s3}$	$-L_s.\frac{I_{s1}}{\Phi_{s3}}$	$-L_s.\frac{I_{s2}}{\Phi_{s3}}$	$m.\left[\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos(\theta)\right].\frac{I_{r1}}{\Phi_{s3}}$	$m.\left[\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos(\theta)\right].\frac{I_{r2}}{\Phi_{s3}}$

En appliquant l'expression de la sensibilité (2.17) les équations (2.19), on obtient les expressions du tableau 2.10.

Tableau 2. 10.Les expressions des sensibilités des composantes du flux rotorique vis-à-vis des courants de ligne statoriques et rotoriques

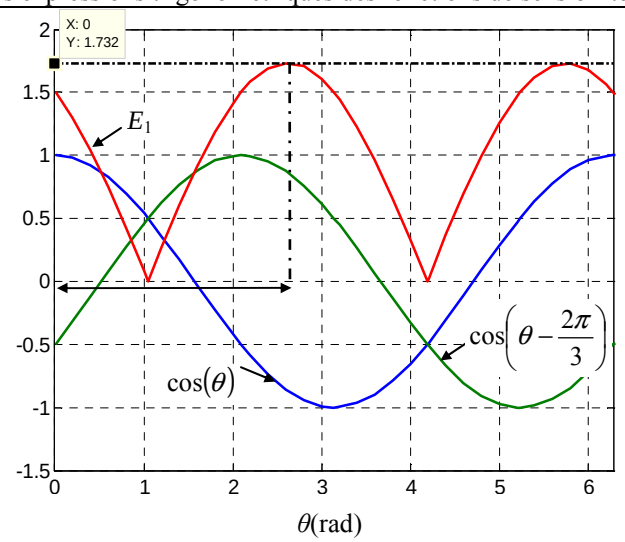
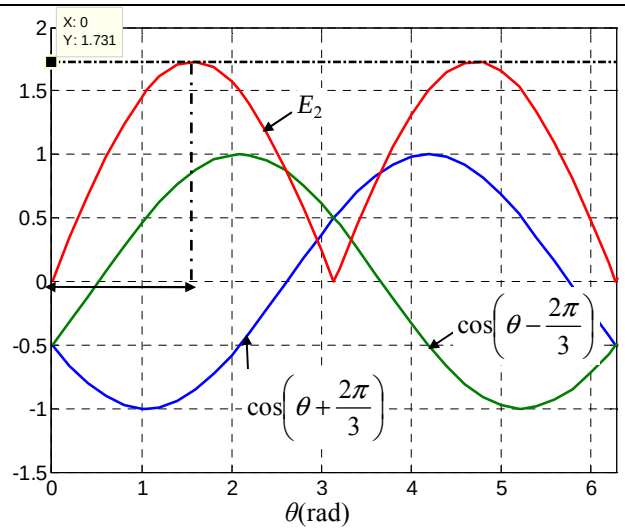
	I_{s1}	I_{s2}	I_{r1}	I_{r2}
$S^{I_x}_{\Phi r1}$	$m.\left[\cos(\theta) - \cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right)\right].\frac{I_{s1}}{\Phi_{r1}}$	$m.\left[\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right)\right].\frac{I_{s2}}{\Phi_{r1}}$	$L_r.\frac{I_{r1}}{\Phi_{r1}}$	0
$S^{I_x}_{\Phi r2}$	$m.\left[\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right)\right].\frac{I_{s1}}{\Phi_{r2}}$	$m.\left[\cos(\theta) - \cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right)\right].\frac{I_{s2}}{\Phi_{r2}}$	0	$L_r.\frac{I_{r2}}{\Phi_{r2}}$
$S^{I_x}_{\Phi r3}$	$m.\left[\cos\left(\theta - \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos(\theta)\right].\frac{I_{s1}}{\Phi_{r3}}$	$m.\left[\cos\left(\theta + \frac{2.\pi}{3}\right) - \cos(\theta)\right].\frac{I_{s2}}{\Phi_{r3}}$	$-L_r.\frac{I_{r1}}{\Phi_{r3}}$	$-L_r.\frac{I_{r2}}{\Phi_{r3}}$

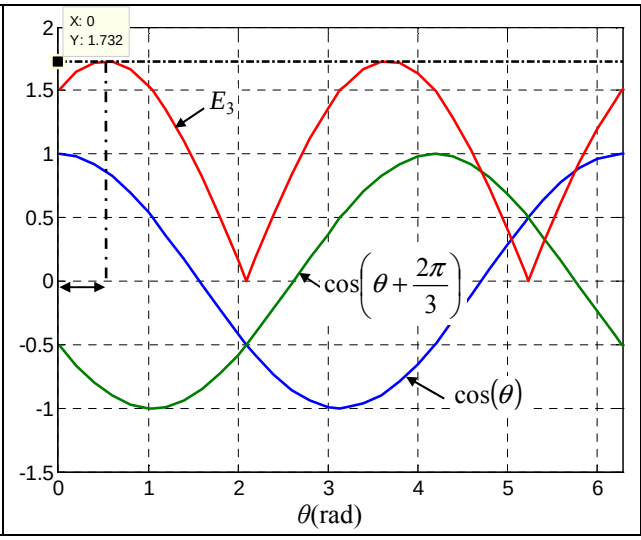
Avec $m = \frac{3}{2}.M_{sr}$ et x=s1 ou s2 ou r1 ou r2

Il est à noter que certaines sensibilités de certaines composantes des flux sont nulles, elles sont donc insensibles au courant vis-à-vis duquel cette sensibilité a été calculée et ce quelque soit le point de fonctionnement de la machine.

Les expressions des coefficients de sensibilités données dans les tableaux 2.9 et 2.10 sont relativement complexes et ne permettent donc pas une interprétation aisée quant à la sensibilité de la commande par rapport aux courants de lignes. Il est à noter aussi que certaines de ces sensibilités dépendent de la position du rotor de la machine. Des approximations sont alors utilisées pour aboutir à des résultats plus simples et plus facilement exploitables. Ces approximations sont basées sur l'utilisation des valeurs maximales des expressions trigonométriques.

Tableau 2. 11. Les approximations des expressions trigonométriques des fonctions de sensibilité.

$E_1 = m.\left\|\cos(\theta) - \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right\|$		$E_{1app} = 1.732.m$
$E_2 = m.\left\|\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right\|$		$E_{2app} = 1.731.m$

$E_3 = m.\left\|\cos(\theta) - \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right\|$		$E_{3app} = 1.732.m$

Le tableau 2.11 résume la procédure suivie pour trouver l'angle donnant le maximum des expressions trigonométriques.

La deuxième approximation consiste à remplacer le rapport des valeurs instantanées des courants et des flux par leurs modules. Nous appellerons les expressions de sensibilités ainsi trouvées sensibilités approchées. Une interprétation de ces sensibilités approchées peut alors être réalisée. Cette interprétation est basée sur leur signe. En effet, si la sensibilité approchée d'un flux vis-à-vis à d'un courant est positive, alors si ce courant croit, le flux croit aussi. Inversement, si le courant décroit, alors le flux décroit aussi. Si maintenant la sensibilité approchée d'un flux vis-à-vis à un courant est négative, alors si ce courant croit, le flux se voit décroitre et si le courant décroit, ceci implique que le flux va croitre. Le tableau 2.12 résume cette interprétation.

Tableau 2. 12. Interprétation des sensibilités approchées.

	$x\uparrow$	$x\downarrow$
$\widetilde{S}_y^x > 0$	$y\uparrow$	$y\downarrow$
$\widetilde{S}_y^x < 0$	$y\downarrow$	$y\uparrow$

Les expressions approchées des sensibilités relatives aux composantes triphasées du flux statorique s'écrivent alors comme indiqué dans le tableau 2.13.

Tableau 2. 13. Les expressions approchées des sensibilités des composantes du flux statorique vis-à-vis des courants de ligne statoriques et rotoriques.

	I_{s1}	I_{s2}	I_{r1}	I_{r2}
$\widetilde{S}_{\Phi s1}^{I_x}$	$L_s.\frac{I_s}{\Phi_s}$	0	$\pm 1.732m.\frac{I_r}{\Phi_s}$	$\pm 1.731.m.\frac{I_r}{\Phi_s}$
$\widetilde{S}_{\Phi s2}^{I_x}$	0	$L_s.\frac{I_s}{\Phi_s}$	$\pm 1.731.m.\frac{I_r}{\Phi_s}$	$\pm 1.732.m.\frac{I_r}{\Phi_s}$
$\widetilde{S}_{\Phi s3}^{I_x}$	$-L_s.\frac{I_s}{\Phi_s}$	$-L_s.\frac{I_s}{\Phi_s}$	$\pm 1.732.m.\frac{I_r}{\Phi_s}$	$\pm 1.732.m.\frac{I_r}{\Phi_s}$

Il est à noter que les flux triphasés statoriques admettent une sensibilité égale vis-à-vis des courants de ligne rotoriques. Cette sensibilité oscille entre deux valeurs positive et négative. La figure 2.21 montre l'évolution de ces sensibilités au cours du cycle de fonctionnement imposé à la machine. Nous remarquons que les valeurs ainsi que les allures de ces sensibilités sont sensiblement égales à un signe près et ce quelque soit le courant en question. Aussi, elles varient en fonction du point de fonctionnement de la machine.

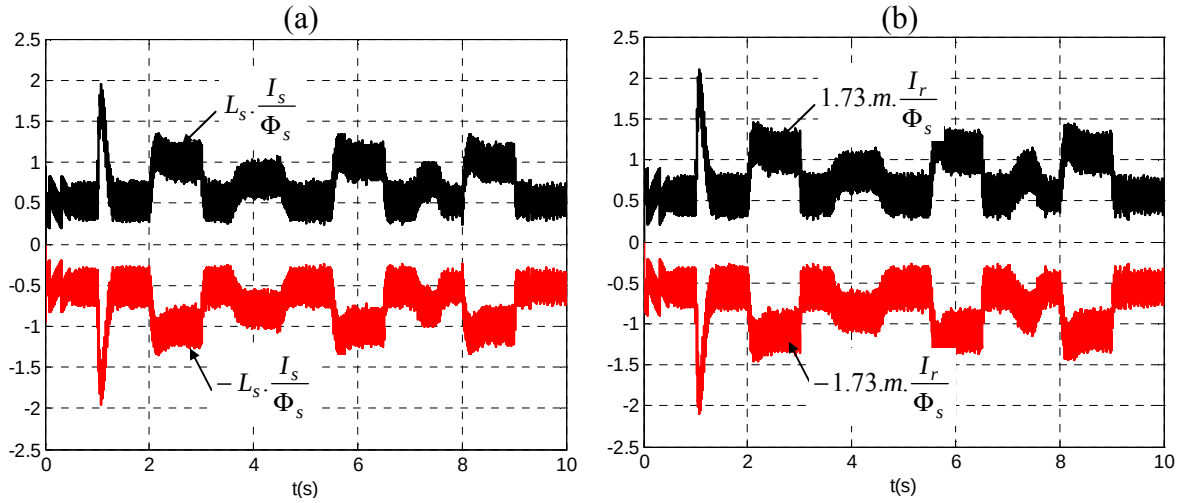


Figure2. 21. Allures des sensibilités approchées des flux statoriques vis-à-vis (a) : des courants staoriques; (b) : des courants rotoriques.

Les expressions approchées des sensibilités des composantes triphasées du flux rotorique sont résumées dans le tableau 2.14.

Tableau 2. 14. Les expressions approchées des sensibilités des composantes du flux rotorique vis-à-vis des courants de ligne statoriques et rotoriques.

	I_{s1}	I_{s2}	I_{r1}	I_{r2}
$S_{\Phi r1}^{Ix}$	$\pm 1.732.m.\frac{I_s}{\Phi_r}$	$\pm 1.731.m.\frac{I_s}{\Phi_r}$	$L_r.\frac{I_r}{\Phi_r}$	0
$S_{\Phi r2}^{Ix}$	$\pm 1.731.m.\frac{I_s}{\Phi_r}$	$\pm 1.732.m.\frac{I_s}{\Phi_r}$	0	$L_r.\frac{I_r}{\Phi_r}$
$S_{\Phi r3}^{Ix}$	$\pm 1.732.m..\frac{I_s}{\Phi_r}$	$\pm 1.732.m.\frac{I_s}{\Phi_r}$	$-L_r.\frac{I_r}{\Phi_r}$	$-L_r.\frac{I_r}{\Phi_r}$

Il est à remarquer que les allures des courbes sont très similaires et ce même en amplitudes. Elles ont des valeurs faibles pendant le fonctionnement en régime permanent et significatives lors de régimes transitoires tels que le démarrage de la machine, l'application d'un couple résistant ou encore le changement du sens de rotation de la machine.

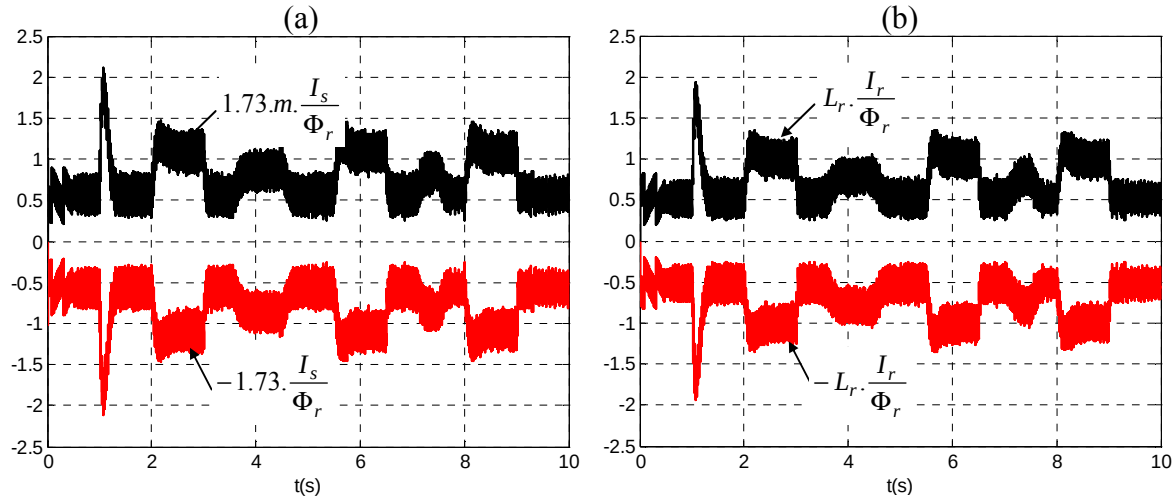


Figure2. 22. Allures des sensibilités approchées des flux rotoriques vis-à-vis (a) : des courants staoriques; (b) : des courants rotoriques.

Une analyse des figures 2.22a et 2.22b laisse penser que les sensibilités présentées sont superposables. La commande considérée présente donc la même sensibilité à un signe près par rapport à un éventuel défaut capteur de courant statorique ou rotorique.

2.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure de notre système d'étude. Nous avons détaillé la commande développée ainsi que les différentes étapes suivies pour la valider aussi bien par simulation que par expérimentation. Une présentation des différents composants de la maquette expérimentale est alors effectuée.

Les résultats ainsi trouvés illustrent bien le bon fonctionnement de notre commande développée. La comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux montrent bien l'importance de l'utilisation du logiciel de simulation SABER. En effet, ce logiciel nous permet de modéliser le plus fidèlement possible notre système, ce qui conduit à des résultats de simulation sensiblement identiques à ceux trouvés par expérimentation. Ceci nous permet de qualifier notre simulation par la 'quasi-expérimentation'.

Afin de justifier et légitimer nos travaux de recherche réalisés durant cette thèse, nous avons étudié les effets de différents types de défauts aussi bien du capteur de vitesse/position que des capteurs de courants statoriques et des capteurs de courants rotoriques. Les résultats trouvés sont confirmés par une étude de sensibilité des flux statoriques et rotoriques vis-à-vis des différents courants. Les résultats trouvés montrent bien l'effet néfaste voire destructeur de ces défauts sur le fonctionnement de notre système. Un défaut survenant sur l'un de ces capteurs conduit à la mise hors service du système ce qui est contraire aux attentes des industriels.

Ainsi, vu les exigences croissantes des industriels quant à la continuité de service des systèmes électriques, nous avons orienté les travaux de recherche développés dans cette thèse vers la recherche de solutions pour palier aux conséquences dues aux différents défauts de capteurs (courants ou vitesse/position) tels qu'ils viennent d'être mis en évidence.

Un développement d'algorithmes présentant une solution simple et efficace s'impose. L'idée est donc d'arriver à avoir une commande tolérante aux défauts. Pour cela, il est nécessaire de détecter rapidement l'apparition du défaut, d'isoler le capteur en défaut puis de reconfigurer

par la suite la commande afin que le système continue à fonctionner en gardant, autant que possible, le même niveau de performances.

Chapitre 3.

Détection, Isolation et Reconfiguration de la Commande dans le cas de défauts capteurs de courant

Sommaire

3.1. Introduction 103

3.2. Défauts liés aux capteurs de courant 103

3.2.1. Algorithmes DID et RC 104

3.2.1.1. Algorithme DID avec trois capteurs de courants 105
3.2.1.2. Algorithme DID avec deux capteurs de courants 107
3.2.1.3. Algorithme RC 110

3.3. Validation des algorithmes : Estimation des courants 119

3.3.1. Mise en parallèle de l'estimateur avec la commande 119

3.3.2. Fonctionnement sans les capteurs de courant côté stator 121

3.3.3. Fonctionnement sans les capteurs de courant côté rotor 123

3.3.4. Fonctionnement sans les quatre capteurs de courant 124

3.4. Validation des algorithmes : Fonctionnement en supervision 126

3.4.1. Fonctionnement en supervision : défaut gain sur le capteur de phase 1 côté stator. 126

3.4.2. Fonctionnement en supervision : défaut offset sur le capteur de phase 2 côté stator 129

3.4.3. Fonctionnement en supervision : défaut offset sur le capteur de phase 1 côté rotor 132

3.4.4. Fonctionnement en supervision : défaut gain sur le capteur de phase 2 côté rotor.. 134

3.4.5. Récapitulatif par rapport au fonctionnement en supervision 136

3.5. Conclusion 136

3.1. INTRODUCTION

Les Commandes Tolérantes aux Défauts (CTD) ont été abordées dans de nombreux travaux de recherche, et ce, que ce soit dans l'industrie ou dans le milieu académique [39], [40], [41], [42], [43] et [44]. Cet intérêt est essentiellement dû à la croissance incessante des demandes concernant les performances, la sûreté de fonctionnement et surtout la continuité de service des systèmes électriques. Les travaux portants sur ce sujet ont été réalisés en premier lieu pour des raisons de sécurité dans les domaines de l'avionique [40] et des installations de l'énergie nucléaire [41], [42]. Ils ont par la suite trouvé leur intérêt dans tous les domaines, notamment le domaine de la propulsion navale [43] et aussi pour les installations des réseaux des chemins de fer [44].

La plupart des commandes tolérantes aux défauts sont réalisées en deux étapes :

- Une première étape de Détection du Défaut (DD), qui, dans certains cas, en plus de la détection d'un éventuel défaut, permet, l'isolation de l'élément défaillant. La détection du défaut peut être effectuée en comparant à un seuil prédéfini la différence entre le signal issu du système réel et celui obtenu à partir d'un modèle de fonctionnement en mode '*sain*' du système.
- La seconde étape concerne la Reconfiguration de la Commande (RC) : Elle assure, quant à elle, la continuité de service du système comportant le défaut s'il est détecté. La reconfiguration se fait en développant des algorithmes basés sur des observateurs ou encore de simples estimateurs.

Vu la complexité des CTD et les délais de temps de calcul qui en résultent, la détection d'un défaut et la reconfiguration de la commande étaient traitées, pendant longtemps, séparément. De nos jours, avec l'amélioration croissante des capacités et des performances des technologies numériques, la DD et la RC peuvent être associées dans un seul et même algorithme implantable dans un composant unique. Cette alternative permet d'envisager l'implantation d'algorithmes assurant la continuité de service du système en présence de défaut DID et R, en gardant le même niveau de performances.

Comme il a été présenté dans le chapitre précédent, la commande utilisée est la CDC. Un défaut capteur, tel qu'un capteur de courant, fournirait des mesures erronées et donc un retour d'informations incorrect, ce qui induirait une perturbation des performances du système [45]. Dans ce chapitre, nous proposons une solution permettant d'éviter ces perturbations de performance. Il s'agit de développer des algorithmes qui rendent la commande tolérante aux défauts de capteurs de courant. Ces algorithmes permettent, en premier temps, de détecter et d'isoler un éventuel défaut et, en deuxième temps, de reconfigurer la commande afin d'assurer la continuité de service du système.

Nous rappelons que, dans le cadre de ce travail, le défaut capteur est considéré comme pouvant provenir du capteur lui-même, ou bien de la chaîne de mesure (carte d'acquisition, d'interface, de conversion analogique-numérique CAN).

3.2. DEFAUTS LIES AUX CAPTEURS DE COURANT

Les défaillances que nous considérerons dans le cadre ce chapitre sont celles dues à un défaut de gain et celles dues à un défaut d'offset [46]. Dans le programme de simulation, ces défauts sont introduits, à partir de l'instant d'apparition du défaut : en multipliant la sortie du

capteur du courant par une constante (défaut gain) ou en ajoutant à cette sortie une constante (défaut offset).

Afin d'assurer la continuité de service du système, la reconfiguration de la commande doit se faire au plut tôt après la détection de la défaillance. Ce sont alors les méthodes de Détection et d'Isolation des Défauts (DID) basées sur un modèle, dites '*méthodes internes*' qui s'adaptent le mieux. Parmi les méthodes basées sur l'utilisation de modèles mathématiques qui ont été appliquées aux entraînements électriques à vitesse variables, nous pouvons citer celles basées sur l'approche par espace de parité, soit statique, exploitant une redondance matérielle [50] et [51], soit temporelle [47], et celles basées sur l'utilisation d'observateurs [48] et [49]. La détection et l'isolation des défauts s'effectuent généralement en définissant des résidus qui seront comparés à un seuil bien défini [52] et [53].

Une fois la détection et l'isolation effectuées, la reconfiguration est généralement réalisée en remplaçant dans la commande la sortie du capteur défaillant par une reconstitution de cette sortie, à partir d'autres mesures issues de capteurs sains [54] et [55].

L'idée est, pour assurer une continuité de service sans dégradation des performances du système, d'intercaler tout l'algorithme de DID et de reconfiguration entre deux périodes d'échantillonnage consécutives de la commande, comme indiqué par la figure 3.1.

Cette approche donne une plus grande portée aux algorithmes développés puisqu'ils ne dépendent plus d'un type de contrôle mais au contraire, pourront être appliqués pour tous types de commandes, qu'ils soient linéaires ou non linéaires basés sur un modèle flux ou un modèle courant.

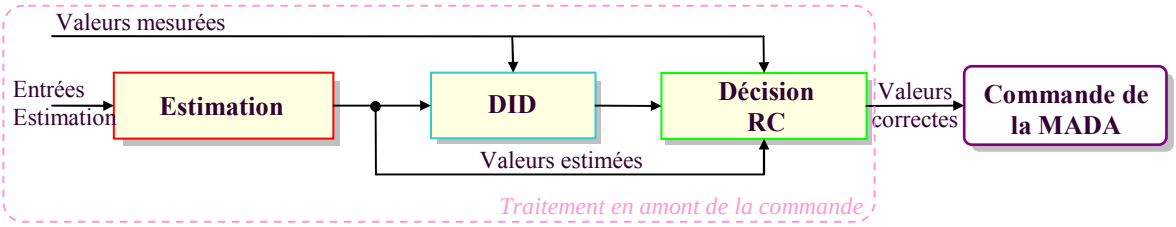


Figure 3. 1. Positionnement du traitement des données des capteurs par rapport à la commande.

Les valeurs mesurées de la figure 3.1 sont issues directement de la sortie du CAN en bout de la chaîne d'acquisition et les valeurs estimées sont reconstruites à partir de valeurs mesurées, mais autres que celles dont on cherche la validation, dans ce traitement. Ceci suppose en effet que les erreurs n'affectent pas au même moment l'ensemble des mesures.

Par ailleurs, dans le cas où la comparaison entre la valeur mesurée et la valeur estimée est supérieure à un seuil prédéfini, l'algorithme devra décider qui de la valeur mesurée ou de la valeur estimée n'est pas bonne, pour isoler correctement le capteur défaillant.

3.2.1. Algorithmes DID et RC

Nous développons dans ce qui suit les deux algorithmes mis en place, le premier pour la Détection et l'Isolation d'un Défaut (DID) suivi d'un module de Décision, et le second pour la Reconfiguration de la Commande (RC) en fonction de la décision prise auparavant. Plusieurs méthodes d'estimation des courants ont été développées. Celle que nous avons retenue est celle qui repose sur l'estimation des courants statoriques sans recours aux courants rotoriques et inversement. La structure de l'estimateur résultant permet de générer aussi bien les courants

statoriques dans le repère $\alpha_s\beta_s$, que les courants rotoriques dans le repère $\alpha_r\beta_r$. Ces courants estimés seront par la suite comparés aux courants mesurés.

Il est à noter que pour réaliser la reconfiguration de la commande, nous n'avons pas besoin de connaître lequel des deux capteurs de courant installés côté stator ou rotor est en défaut. S'il y a défaut du côté stator par exemple, il est possible d'ignorer les sorties des deux capteurs côté statorique et de se reporter aux sorties de l'estimateur. Cependant, pour faciliter la maintenance par la suite, nous nous sommes imposés de localiser et isoler le capteur courant défaillant.

3.2.1.1. Algorithme DID avec trois capteurs de courants

Plusieurs études concernant la détection et l'isolation d'un défaut capteur de courant ont été réalisées pour les entraînements électriques à vitesse variable. Parmi ces études, il y a celles qui se basent sur la redondance matérielle, avec l'utilisation de trois capteurs de courants, un pour chacune des trois phases du système : le troisième courant n'est plus déduit à partir des deux autres mais plutôt capté directement [52], [56], [60] et [61].

En effet, les trois courants de ligne d'un système triphasé équilibré, présentent la même amplitude, la même fréquence mais diphasés de $\frac{2\pi}{3}$.

Dans la majorité des cas, les neutres des systèmes ne sont pas reliés, et donc aucune circulation de courant homopolaire n'est possible. Ainsi, la somme des ces trois signaux est nulle aussi bien quand le système est équilibré que quand il ne l'est pas. La somme de ces trois mesures est donc théoriquement nulle (dans la pratique inférieure à un seuil très faible). En présence d'un défaut quelconque dans la chaîne de mesure des courants, cette somme ne sera plus nulle mais supérieure à ce seuil.

M. Galvez-Carrillo dans ses travaux présentés dans [61] s'est basé sur ces propriétés et aussi sur la redondance matérielle pour générer des résidus permettant la détection d'un éventuel défaut.

Dans un premier temps, nous avons présenté, dans [56], une méthode se basant sur la redondance matérielle. Cette redondance matérielle permet non seulement de détecter très facilement l'occurrence d'un défaut mais aussi d'isoler le capteur défaillant et de reconfigurer la commande. En effet, si nous avons trois signaux x_1, x_2 et x_3 constituant un système triphasé équilibré, nous pouvons calculer la transformation de Concordia de différentes manières. Ces dernières sont résumées dans le tableau 3.1.

Tableau 3. 1.Différentes manières de calcul de la transformation de Concordia.

Expressions des composantes sur l'axe α	Expressions des composantes sur l'axe β
$x_{\alpha 1} = \sqrt{\frac{3}{2}}.x_1$	$x_{\beta 1} = \sqrt{\frac{1}{2}}.(x_2 - x_3)$
$x_{\alpha 2} = -\sqrt{\frac{3}{2}}.(x_2 + x_3)$	$x_{\beta 2} = \sqrt{\frac{1}{2}}.(x_1 + 2.x_2)$
-	$x_{\beta 3} = -\sqrt{\frac{1}{2}}.(x_1 + 2.x_3)$

A partir de ces différentes expressions, nous définissons trois critères pour isoler le capteur en défaut. Chaque critère est calculé à partir seulement de deux mesures, il ne sera donc

sensible qu'à ces deux mesures et n'affichera aucune variation quand le troisième capteur sera en défaut.

Le tableau 3.2 résume les expressions de ces trois critères ainsi qu'une indication sur leurs sensibilités.

Tableau 3. 2.Les trois critères définis.

Expressions des critères	x_1	x_2	x_3
$C_{r1} = \left(x_{\alpha 2}^2 - x_{\beta 1}^2\right)$	-	+	+
$C_{r2} = \left(x_{\alpha 1}^2 - x_{\beta 3}^2\right)$	+	-	+
$C_{r3} = \left(x_{\alpha 1}^2 - x_{\beta 2}^2\right)$	+	+	-

Avec - : pas sensible et + : sensible

Ainsi, s'il y a un défaut capteur, deux critères vont obligatoirement varier. Le troisième reste inchangé, ce qui permettra de localiser le capteur en défaut. Le tableau 3.3 résume les trois cas de figures qui peuvent arriver, quand un seul des capteurs présente une défaillance.

Tableau 3. 3.Les cas de figures permettant la détection d'un capteur en défaut.

Comportement des critères			x_1	x_2	x_3
C_{r1} : varie	C_{r2} : varie	C_{r3} : ne varie pas	✓	✓	×
C_{r1} : varie	C_{r2} : ne varie pas	C_{r3} : varie	✓	×	✓
C_{r1} : ne varie pas	C_{r2} : varie	C_{r3} : varie	×	✓	✓

Avec × : capteur en défaut et ✓ : capteur sain

Dans le cas des travaux [51] développés au laboratoire L.S.E., cette approche a été non seulement utilisée pour détecter la présence d'un défaut capteur de courant mais aussi pour reconfigurer la commande. La méthode a été appliquée pour un système éolien à vitesse variable avec MADA dans [51]. La reconfiguration a été effectuée en exploitant aussi les redondances données par la stratégie de commande adoptée. La reconfiguration élimine alors l'utilisation de tous les capteurs du côté où un défaut a été détecté, sans se soucier de quel capteur précisément il s'agit.

Dans le cadre de notre étude, la reconfiguration s'effectue au niveau de chaque côté : si un des trois capteurs de courants côté stator est défaillant, la reconfiguration élimine son utilisation et l'algorithme de commande continue avec les deux capteurs sains restant côté stator. La même opération est appliquée du côté du rotor (figure 3.2). Ce travail a donné lieu à la communication présentée à [56].

Nous n'avons pas poussé notre développement de cette approche jusqu'à l'expérimentation, car nous avons plutôt choisi de considérer le système avec uniquement deux capteurs de courant côté alternatif, comme c'est généralement le cas.

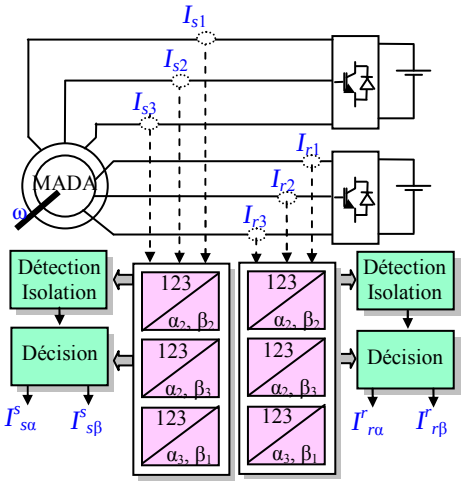


Figure 3. 2. Reconfiguration de la commande dans le cas de la redondance matérielle.

3.2.1.2. Algorithme DID avec deux capteurs de courants

La méthode présentée dans le paragraphe précédent est intéressante, certes, mais malheureusement pas acceptable par les industriels vu que l'installation d'un capteur supplémentaire coûte de l'argent. D'autres part, la maquette sur laquelle nous allons valider nos travaux de recherche développés n'est équipée que par quatre capteurs de courants alternatifs : deux du côté statorique et deux du côté rotorique. Ceci nous a poussé à abandonner l'idée de la redondance matérielle et d'essayer de trouver des solutions simples et efficaces permettant de détecter un défaut capteur en n'utilisant que deux capteurs de courant de chaque côté au lieu de trois.

- **Première méthode**

En se basant sur le calcul de la transformation de Concordia, nous pouvons définir deux critères (3.1)

$$\begin{cases} C_{r1} = \left| x_\alpha - \sqrt{3}.x_\beta \right| \\ C_{r2} = \left| x_\alpha - x_\beta \right| \end{cases} \quad (3.\ 1)$$

Si nous exprimons ces critères en fonction x_1 et x_2 (deux signaux du système triphasé), nous obtenons les expressions détaillées dans le tableau 3.4. Nous pouvons alors définir à quelle grandeur chaque critère est sensible.

Tableau 3. 4.Les deux critères définis en fonction de x_1 et x_2.

Expressions des critères	x_1	x_2
$C_{r1} = \left\| -\sqrt{6}.x_2 \right\|$	-	+
$C_{r2} = \left\| \left(\sqrt{\frac{3}{2}} - \frac{1}{\sqrt{2}} \right).x_1 - \sqrt{2}.x_2 \right\|$	+	+

Un défaut de capteur de courant peut alors être détecté selon la nature de la variation de ces critères. Cette variation est résumée dans le tableau 3.5.

Tableau 3. 5.Les cas de figures permettant la détection d'un capteur en défaut.

Comportement des critères		x_1	x_2
C_{r1} : varie	C_{r2} : varie	✓	×
		×	×
C_{r1} : ne varie pas	C_{r2} : varie	×	✓

Il est à noter que si C_{r1} et C_{r2} varient en même temps, aucune conclusion ne peut se faire par rapport à l'identification du capteur en défaut. Toutefois, des échanges avec le milieu industriel affirment que la probabilité pour que deux capteurs de courants tombent en panne en même temps est très faible. Nous pouvons alors admettre que si les deux critères varient alors c'est le capteur de courant installé sur la deuxième phase qui est en défaut.

La variation des critères définis précédemment est détectée en les comparant à des critères de référence.que l'on définit.

Etant donné que les grandeurs x_1 et x_2 font parti d'un système triphasé équilibré, nous pouvons les écrire alors sous la forme matricielle suivante

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = X_M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{3. 2}$$

Les critères C_{r1} et C_{r2} s'écrivent alors comme indiqué par (3.3)

$$\begin{cases} C_{r1} = \left| -\sqrt{6}.X_M.\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \\ C_{r2} = \left| \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}.X_M.(\cos(\theta) - \sin(\theta)) \right| \end{cases} \tag{3. 3}$$

La majoration des expressions illustrées dans (3.3), conduit à la définition des critères de références (3.4)

$$\begin{cases} C_{r1ref} = \sqrt{6}.X_M \\ C_{r2ref} \cong 1.7.X_M \end{cases} \tag{3. 4}$$

Ainsi, s'il y a dépassement de la valeur de référence, alors le critère en question varie. Par conséquent un défaut capteur de courant est détecté.

- **Deuxième méthode**

Le principe est celui basé sur le calcul de la différence entre valeurs mesurées et valeurs estimées puis sur la comparaison de cette erreur à un seuil fixé au préalable. Si cette erreur est supérieure au seuil, alors un défaut est détecté.

La différence est notée *I* pour la phase 1 et *J* pour la phase 2 et '*x*' est pour '*s*' ou '*r*'.

$$\begin{cases} I^x = \left| I_{x1m} - \hat{I}_{x1} \right| \\ J^x = \left| I_{x2m} - \hat{I}_{x2} \right| \end{cases} \tag{3. 5}$$

Les éventuels défauts capteurs de courant sont détectés à partir des valeurs des erreurs absolues I^x et J^x calculés selon (3.5). Ces erreurs sont par la suite comparées à un seuil fixé au préalable.

La figure 3.5 illustre la mise en œuvre de ce principe à notre système d'étude. Les équations détaillant la manière de reconstitution des courants seront présentées ultérieurement.

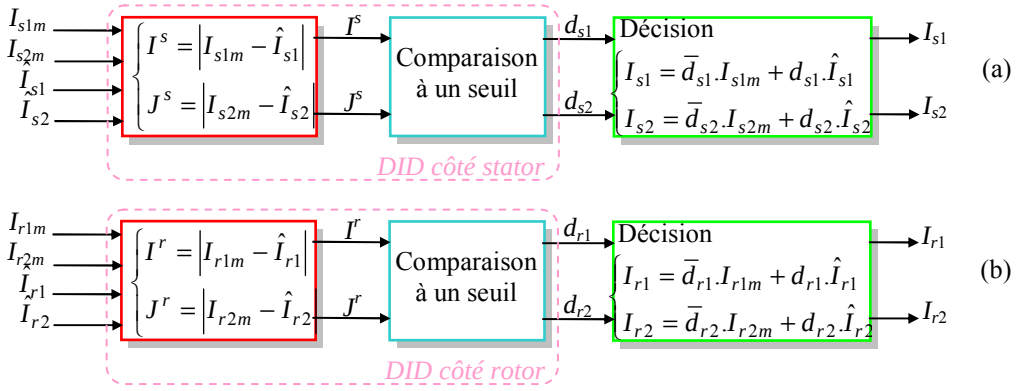


Figure 3. 3. Algorithme DID capteur courant détaillé (a) : côté stator ; (b) : côté stator.

Quatre marqueurs binaires d_{s1}, d_{s2}, d_{r1} et d_{r2} sont ainsi générés. Le tableau 3.6 résume les différentes valeurs de ces derniers. En mode sain, d_{s1}, d_{s2}, d_{r1} et d_{r2} sont nuls. Dès que d_{s1} ou d_{s2} (ou d_{r1} ou d_{r2} quand on traite des courants rotoriques) ou les deux passent à 1, un défaut capteur courant est alors détecté. La localisation et la décision de la reconfiguration de la commande est prise selon les valeurs de d_{s1}, d_{s2}, d_{r1} et d_{r2}. En effet, si par exemple, la valeur de d_{s1} passe de 0 à 1 alors que d_{s2} reste à sa valeur nulle, dans ce cas, nous concluons que le défaut est localisé sur la phase '1' du côté stator et réciproquement. Si, par contre, les deux marqueurs passent à 1, alors, deux défauts simultanés sur les deux phases '1' et '2' sont détectés. Ce dernier cas s'avère ne pas être probable dans le cas pratique.

Tableau 3. 6. Tableau récapitulatif des différentes valeurs des marqueurs d_{x1} et d_{x2}.

	d_{x1}	d_{x2}
Cas sain	0	0
Défaut capteur 1	1	0
Défaut capteur 2	0	1
Défauts capteurs 1 et 2	1	1

Cette méthode assure la détection, l'isolation et la prise de décision de reconfiguration de la commande dans le cas d'un éventuel défaut capteur courant survenant que ce soit du côté stator ou du côté du rotor. Cet algorithme est particulièrement intéressant car il ne nécessite pas d'installer des capteurs supplémentaires pour assurer la détection, il n'utilise que ceux initialement prévus pour la commande, contrairement à la méthode développée dans [46], [47], [51] et [56].

De plus, cette méthode peut détecter et isoler deux capteurs de courant défaillants (et non un seul), mais du même côté (stator ou rotor).

3.2.1.3. Algorithme RC

Après la détection d'un éventuel défaut et l'isolation de sa source et afin d'assurer la continuité de service de notre système, un algorithme de Reconfiguration de la Commande (RC) a été développé. Cet algorithme est mis en place en développant un estimateur générant les courants statoriques dans le repère $\alpha_s\beta_s$ ainsi que les courants rotoriques dans le repère $\alpha_r\beta_r$.

En effet, l'estimation des courants est effectuée à partir des équations des vecteurs flux statoriques et rotoriques qui s'expriment selon (3.6)

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_s = L_s.\vec{I}_s + M_{sr}.\vec{I}_r.e^{j\theta} \\ \vec{\Phi}_r = L_r.\vec{I}_r + M_{sr}.\vec{I}_s.e^{-j\theta} \end{cases} \quad (3.6)$$

Les parties réelles et imaginaires des vecteurs des courants statoriques $\vec{I}_s = \left[I^s_{s\alpha} \quad I^s_{s\beta}\right]^T$ et rotorique $\vec{I}_r = \left[I^r_{r\alpha} \quad I^r_{r\beta}\right]^T$ sont calculées en exprimant les expressions des flux données dans (3.6) dans chacun des deux repères $\alpha_s\beta_s$ et $\alpha_r\beta_r$. Les équations ainsi trouvées sont résumées dans le tableau 3.7.

Tableau 3. 7.Expressions des flux statoriques et rotoriques dans les deux repères $\alpha_s\beta_s$ et $\alpha_r\beta_r$.

Expressions des flux dans $\alpha_s\beta_s$	Expressions des flux dans $\alpha_r\beta_r$
$\Phi^s_{s\alpha} = L_s.I^s_{s\alpha} + M_{sr}.I^s_{r\alpha}$	$\Phi^r_{s\alpha} = L_s.I^r_{s\alpha} + M_{sr}.I^r_{r\alpha}$
$\Phi^s_{s\beta} = L_s.I^s_{s\beta} + M_{sr}.I^s_{r\beta}$	$\Phi^r_{s\beta} = L_s.I^r_{s\beta} + M_{sr}.I^r_{r\beta}$
$\Phi^s_{r\alpha} = L_r.I^s_{r\alpha} + M_{sr}.I^s_{s\alpha}$	$\Phi^r_{r\alpha} = L_r.I^r_{r\alpha} + M_{sr}.I^r_{s\alpha}$
$\Phi^s_{r\beta} = L_r.I^s_{r\beta} + M_{sr}.I^s_{s\beta}$	$\Phi^r_{r\beta} = L_r.I^r_{r\beta} + M_{sr}.I^r_{s\beta}$

A partir des équations (3.6) et des équations des flux représentées dans le tableau 3.7, nous aboutissons aux équations donnant l'estimation des courants statoriques (3.7) et des courants rotoriques (3.8).

$$\begin{cases} \hat{I}^s_{s\alpha} = \dfrac{1}{\sigma.L_s}.\left[\Phi^s_{s\alpha} - \dfrac{M_{sr}}{L_r}.\left(\Phi^r_{r\alpha}.\cos(\theta) - \Phi^r_{r\beta}.\sin(\theta)\right)\right] \\ \hat{I}^s_{s\beta} = \dfrac{1}{\sigma.L_s}.\left[\Phi^s_{s\beta} - \dfrac{M_{sr}}{L_r}.\left(\Phi^r_{r\beta}.\cos(\theta) + \Phi^r_{r\alpha}.\sin(\theta)\right)\right] \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} \hat{I}^r_{r\alpha} = \dfrac{1}{\sigma.L_r}.\left[\Phi^r_{r\alpha} - \dfrac{M_{sr}}{L_s}.\left(\Phi^s_{s\alpha}.\cos(\theta) + \Phi^s_{s\beta}.\sin(\theta)\right)\right] \\ \hat{I}^r_{r\beta} = \dfrac{1}{\sigma.L_r}.\left[\Phi^r_{r\beta} - \dfrac{M_{sr}}{L_s}.\left(\Phi^s_{s\beta}.\cos(\theta) - \Phi^s_{s\alpha}.\sin(\theta)\right)\right] \end{cases} \quad (3.\ 8)$$

Il est à remarquer que les expressions des courants statoriques estimés nécessitent la connaissance des flux statoriques et rotoriques mais pas la connaissance des courants rotoriques. Ceci est particulièrement intéressant pour reconstruire les courants statoriques en cas d'un défaut de capteur de courant rotorique. De façon similaire, les expressions établies des estimateurs des courants rotoriques ne dépendent d'aucun courant mais des flux.

Les flux statoriques et rotoriques à l'instant $k.T_e$ sont calculés, quant à eux, en intégrant respectivement les équations de *Park* relatives au stator et celles relatives au rotor. Ces équations dépendent des tensions d'alimentation et des courants de l'instant précédent, (k-1).T_e. Les tensions d'alimentation sont obtenues en appliquant les transformations de coordonnées 123-à- $\alpha_s\beta_s$ et 123-à- $\alpha_r\beta_r$ aux tensions instantanées calculées à partir des signaux de commande des semi-conducteurs des onduleurs (voir chapitre 2). Ces transformations sont détaillées dans les équations (3.9) et (3.10)

$$\begin{cases} v^s_{s\alpha} = \sqrt{\dfrac{3}{2}}.V_{s1} \\ v^s_{s\beta} = \sqrt{\dfrac{2}{2}}.V_{s1} + \sqrt{2}.V_{s2} \end{cases} \quad (3.\ 9)$$

$$\begin{cases} v^r_{r\alpha} = \sqrt{\dfrac{3}{2}}.V_{r1} \\ v^r_{r\beta} = \sqrt{\dfrac{2}{2}}.V_{r1} + \sqrt{2}.V_{r2} \end{cases} \quad (3.\ 10)$$

Etant donné que la méthode de discrétisation utilisée est la méthode d'*Euler* détaillée dans le chapitre 2, nous constatons que les expressions exprimées dans (3.7), (3.8), (3.9) et (3.10) gardent la même forme qu'en continu. Afin de mettre en évidence les différentes récurrences, les expressions discrétisés des courants sont présentées en (3.11). Elles correspondent aux équations qui seront implantées numériquement.

$$\begin{cases} \hat{I}^s_{s\alpha}[k] = \dfrac{1}{\sigma.L_s}.\left[\hat{\Phi}^s_{s\alpha}[k] - \dfrac{M_{sr}}{L_r}.\left(\hat{\Phi}^r_{r\alpha}[k].\cos(\theta[k]) - \hat{\Phi}^r_{r\beta}[k].\sin(\theta[k])\right)\right] \\ \hat{I}^s_{s\beta}[k] = \dfrac{1}{\sigma.L_s}.\left[\hat{\Phi}^s_{s\beta}[k] - \dfrac{M_{sr}}{L_r}.\left(\hat{\Phi}^r_{r\beta}[k].\cos(\theta[k]) + \hat{\Phi}^r_{r\alpha}[k].\sin(\theta[k])\right)\right] \end{cases} \quad (3.\ 11)$$

Les expressions à implanter pour la reconstitution des courants rotoriques sont détaillées dans (3.12).

$$\begin{cases} \hat{I}^r_{r\alpha}[k] = \dfrac{1}{\sigma.L_r}.\left[\hat{\Phi}^r_{r\alpha}[k] - \dfrac{M_{sr}}{L_s}.\left(\hat{\Phi}^s_{s\alpha}[k].\cos(\theta[k]) + \hat{\Phi}^s_{s\beta}[k].\sin(\theta[k])\right)\right] \\ \hat{I}^r_{r\beta}[k] = \dfrac{1}{\sigma.L_r}.\left[\hat{\Phi}^r_{r\beta}[k] - \dfrac{M_{sr}}{L_s}.\left(\hat{\Phi}^s_{s\beta}[k].\cos(\theta[k]) - \hat{\Phi}^s_{s\alpha}[k].\sin(\theta[k])\right)\right] \end{cases} \quad (3.\ 12)$$

Les expressions à implanter pour le calcul des composantes des flux statorique et rotorique sont résumées dans le tableau 3.8.

Tableau 3. 8.Les expressions récurrentes à implanter de calcul des composantes du flux statorique et rotorique

Calcul des composantes du flux statorique	Calcul des composantes du flux rotorique
$d\Phi^s_{s\alpha}[k] = v^s_{s\alpha}[k-1] - R_s.\hat{I}^s_{s\alpha}[k-1]$ $d\Phi^s_{s\beta}[k] = v^s_{s\beta}[k-1] - R_s.\hat{I}^s_{s\beta}[k-1]$	$d\Phi^r_{r\alpha}[k] = v^r_{r\alpha}[k-1] - R_r.\hat{I}^r_{r\alpha}[k-1]$ $d\Phi^r_{r\beta}[k] = v^r_{r\beta}[k-1] - R_r.\hat{I}^r_{r\beta}[k-1]$
$\hat{\Phi}^s_{s\alpha}[k] = \hat{\Phi}^s_{s\alpha}[k-1] + d\Phi^s_{s\alpha}[k].T_e$ $\hat{\Phi}^s_{s\beta}[k] = \Phi^s_{s\beta}[k-1] + d\Phi^s_{s\beta}[k].T_e$	$\hat{\Phi}^r_{r\alpha}[k] = \hat{\Phi}^r_{r\alpha}[k-1] + d\Phi^r_{r\alpha}[k].T_e$ $\hat{\Phi}^r_{r\beta}[k] = \hat{\Phi}^r_{r\beta}[k-1] + d\Phi^r_{r\beta}[k].T_e$

La qualité de l'estimation est discutée en comparant les résultats de simulation obtenus avec le logiciel *SABER*

- d'un côté des flux calculés à partir des équations de *Park* en se basant sur la mesure des tensions d'alimentation et des courants à l'instant (k-1).T_e, donnés par les expressions du tableau 3.8 ($\hat{\Phi}^s_{s\alpha}$, $\hat{\Phi}^s_{s\beta}$, $\hat{\Phi}^r_{r\alpha}$ et $\hat{\Phi}^r_{r\beta}$)
- d'un autre côté, ceux calculés à partir des équations de liaison et se basant sur la mesure des courant et de la position à l'instant $k.T_e$, exprimés par les équations (3.13) et (3.14) ($\Phi^s_{s\alpha}$, $\Phi^s_{s\beta}$, $\Phi^r_{r\alpha}$ et $\Phi^r_{r\beta}$)

$$\begin{cases} \Phi^s_{s\alpha}[k] = L_s.I^s_{s\alpha}[k] + M_{sr}.\left(I^r_{r\alpha}[k].\cos(\theta[k]) - I^r_{r\beta}[k].\sin(\theta[k])\right) \\ \Phi^s_{s\beta}[k] = L_s.I^s_{s\beta}[k] + M_{sr}.\left(I^r_{r\beta}[k].\cos(\theta[k]) + I^r_{r\alpha}[k].\sin(\theta[k])\right) \end{cases} \quad (3.\ 13)$$

$$\begin{cases} \Phi^r_{r\alpha}[k] = L_r.I^r_{r\alpha}[k] + M_{sr}.\left(I^s_{s\alpha}[k].\cos(\theta[k]) + I^s_{s\beta}[k].\sin(\theta[k])\right) \\ \Phi^r_{r\beta}[k] = L_r.I^r_{r\beta}[k] + M_{sr}.\left(I^s_{s\beta}[k].\cos(\theta[k]) - I^s_{s\alpha}[k].\sin(\theta[k])\right) \end{cases} \quad (3.\ 14)$$

Dans ce qui suit, nous choisissons de montrer seulement les résultats trouvés pour les flux statoriques.

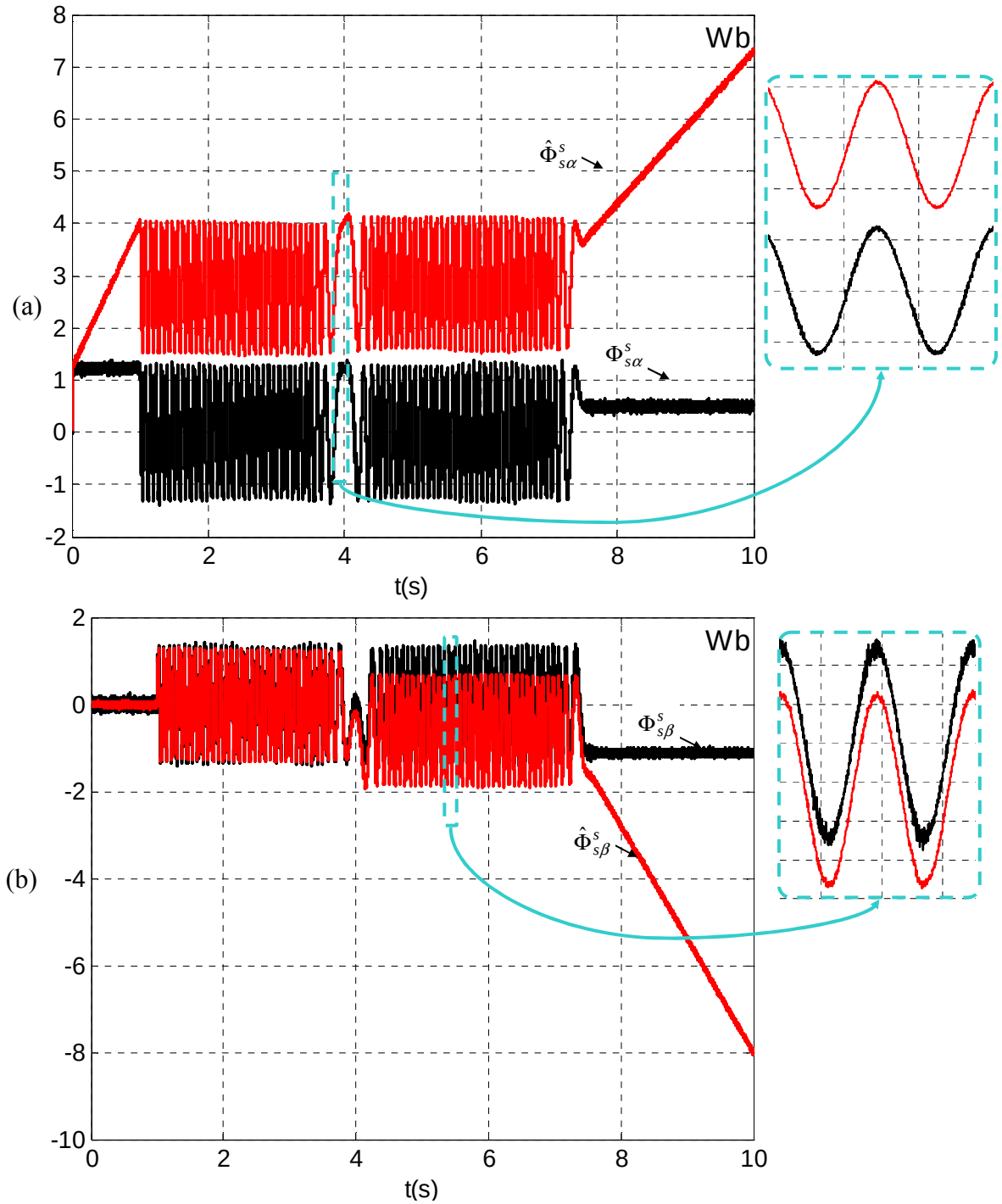


Figure 3. 4. Superposition des valeurs estimés par une intégration pure et des valeurs calculées à partir des signaux captés (a) : du flux statorique sur l'axe α_s ; (b) : flux statorique sur l'axe β_s.

Nous rappelons que ces simulations correspondent à un démarrage à vide en appliquant un échelon de vitesse de référence de 80*rad/s* à l'instant t=1*s* suivi d'une application d'un couple résistant de 15*N.m* (entre t=2*s* et 3*s*, entre t=5.5*s* et 6.5*s* et entre t=8 et 9*s*) ; puis une inversion du sens de rotation de la vitesse de la MADA entre les instants t=3.5*s* et 4.5*s* ; enfin, une application d'une vitesse de référence nulle entre les instants t=7.5*s* et 10*s*.

Les résultats de simulation des deux flux statoriques sont donnés dans la figure 3.4. Les flux $(\hat{\Phi}^s_{s\alpha}, \Phi^s_{s\alpha})$ et $(\hat{\Phi}^s_{s\beta}, \Phi^s_{s\beta})$ ne se superposent pas. De plus, la composante du flux statorique

$\hat{\Phi}^{s}_{s\alpha}$ sur l'axe α_s présente une offset. Ces erreurs sont dues, dans notre cas, aux problèmes liés à l'utilisation de l'intégrateur pur.

En effet, un intégrateur pur peut être saturé dans le cas d'une dérive continue ou encore peut induire une composante continue au signal de sortie si la valeur initiale est mal calibrée. Ce mauvais calcul des composantes du flux induit une dégradation considérable du fonctionnement sans capteur de vitesse du système surtout à basse vitesse.

La solution la plus répandue pour remédier aux problèmes liés à l'intégrateur pur est de le remplacer par un Filtre Passe Bas (FPB). Cette solution s'avère pénalisante vu qu'on est amené à définir une fréquence de coupure qui peut ne pas correspondre à tous les points de fonctionnement de notre système notamment la zone de basse vitesse. Le problème relatif au fonctionnement à basse vitesse reste alors non résolu dans ce cas.

Dans la littérature, des solutions proposant l'amélioration des performances de fonctionnement des commandes sans capteurs de vitesse ont été proposées. Les auteurs de [56], par exemple, proposent d'estimer les flux en se basant sur la théorie des modes glissement. D'autre part, les auteurs de [57] et [58], proposent différentes méthodes permettant le calcul de l'intégrale.

Etant donné que le module du flux que nous cherchons à estimer est constant, nous proposons d'appliquer la première méthode de calcul de l'intégrale présentée dans [57]. En effet, si nous considérons '*E*' l'entrée de l'intégrateur modifié, sa sortie '*S*' s'écrit comme suit

$$S = \frac{1}{s+\omega_c} E + \frac{\omega_c}{s+\omega_c} Y \tag{3. 15}$$

La figure 3.5 illustre le principe de l'intégrateur modifié que nous avons appliqué. La sortie de ce dernier est composée de deux parties : une composante directe et une autre composante assurant la rétroaction.

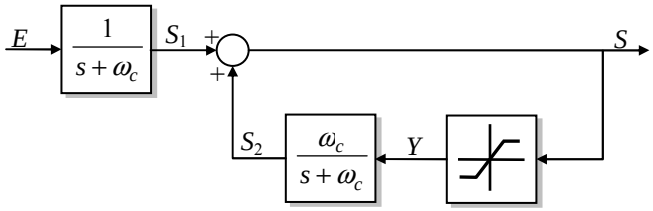


Figure 3. 5. Principe de l'intégrateur à utiliser.

L'action de rétroaction est réalisée par le biais d'un FPB ayant une pulsation de coupure 'ω_c'. L'entrée du FPB est le signal '*Y*' qui est la sortie de la saturation posée. Les valeurs maximale et minimale de cette saturation sont égales à la valeur du module du flux étant donné qu'on est dans le cas d'une commande avec module de flux constant. Ainsi, la valeur du flux est corrigée.

La figure 3.6 montre la sortie d'un intégrateur pur et la sortie de l'intégrateur modifié quand l'entrée est un signal sinusoïdal. Cette figure illustre bien l'effet de la valeur initiale quand elle n'est pas nulle dans le cas où l'intégrale est calculée par un intégrateur pur.

La sortie de l'intégrateur modifié est, quant à elle, insensible aux conditions initiales et ce grâce à la saturation.

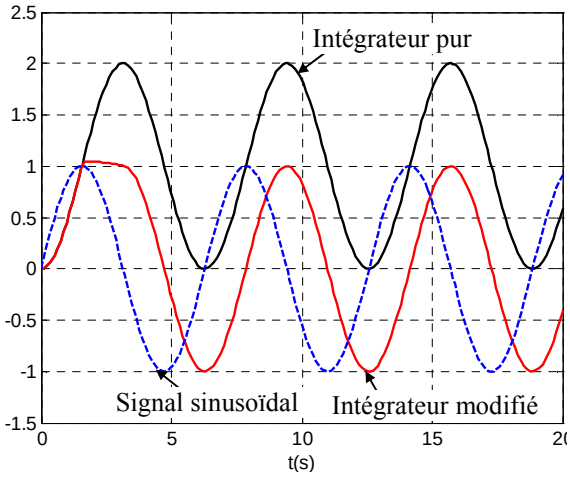


Figure 3. 6. Allures de l'intégrale d'un signal sinusoïdal en utilisant un intégrateur pur et en utilisant l'intégrateur modifié.

Remplaçons alors l'intégrateur pur dans l'algorithme d'estimation des composantes du flux statorique par l'intégrateur modifié. Les nouvelles équations récurrentes à implanter sont résumées dans le tableau 3.9. L'ajout du coefficient $\sqrt{3/2}$ pour calculer les valeurs limites de la saturation est dû au fait que nous avons choisi la transformation de Concordia (conservation des puissances) pour passer du triphasé au repère fixe biphasé 123-$\alpha_x\beta_x$. La valeur de la pulsation de coupure ω_c est prise égale à $20 rad/s$.

Tableau 3. 9.Les expressions récurrentes à implanter de calcul des composantes du flux statorique et rotorique en utilisant l'intégrateur modifié

Calcul des composantes du flux statorique	Calcul des composantes du flux rotorique
$Lim_s = \sqrt{3/2}.\Phi_{sn}$	$Lim_r = \sqrt{L_r/L_s}.\sqrt{3/2}.\Phi_{sn}$
▪ Composante du flux statorique sur α_s	▪ Composante du flux rotorique sur α_r
$d\Phi^s_{s\alpha}[k] = v^s_{s\alpha}[k-1] - R_s.\hat{I}^s_{s\alpha}[k-1]$	$d\Phi^r_{r\alpha}[k] = v^r_{r\alpha}[k-1] - R_r.\hat{I}^r_{r\alpha}[k-1]$
$Z_{s\alpha}[k] = \hat{\Phi}^s_{s\alpha}[k-1]$	$Z_{r\alpha}[k] = \hat{\Phi}^r_{r\alpha}[k-1]$
Si $\left(\hat{\Phi}^s_{s\alpha}[k-1] > Lim_s\right)$ alors $\{Z_{s\alpha}[k] = Lim_s\}$	Si $\left(\hat{\Phi}^r_{r\alpha}[k-1] > Lim_r\right)$ alors $\{Z_{r\alpha}[k] = Lim_r\}$
Si $\left(\hat{\Phi}^s_{s\alpha}[k-1] < -Lim_s\right)$ alors $\{Z_{s\alpha}[k] = -Lim_s\}$	Si $\left(\hat{\Phi}^r_{r\alpha}[k-1] < -Lim_r\right)$ alors $\{Z_{r\alpha}[k] = -Lim_r\}$
$S_{\alpha 1}[k] = \frac{S_{\alpha 1}[k-1] + T_e.d\Phi^s_{s\alpha}[k]}{1 + T_e.\omega_c}$	$R_{\alpha 1}[k] = \frac{R_{\alpha 1}[k-1] + T_e.d\Phi^r_{r\alpha}[k]}{1 + T_e.\omega_c}$
$S_{\alpha 2}[k] = \frac{S_{\alpha 2}[k-1] + T_e.\omega_c.Z_{s\alpha}[k]}{1 + T_e.\omega_c}$	$R_{\alpha 2}[k] = \frac{R_{\alpha 2}[k-1] + T_e.\omega_c.Z_{r\alpha}[k]}{1 + T_e.\omega_c}$
$\hat{\Phi}^s_{s\alpha}[k] = S_{\alpha 1}[k] + S_{\alpha 2}[k]$	$\hat{\Phi}^r_{r\alpha}[k] = R_{\alpha 1}[k] + R_{\alpha 2}[k]$
▪ Composante du flux statorique sur β_s	▪ Composante du flux rotorique sur β_r
$d\Phi^s_{s\beta}[k] = v^s_{s\beta}[k-1] - R_s.\hat{I}^s_{s\beta}[k-1]$	$d\Phi^r_{r\beta}[k] = v^r_{r\beta}[k-1] - R_r.\hat{I}^r_{r\beta}[k-1]$
$Z_{s\beta}[k] = \hat{\Phi}^s_{s\beta}[k-1]$	$Z_{r\beta}[k] = \hat{\Phi}^r_{r\beta}[k-1]$
Si $\left(\hat{\Phi}^s_{s\beta}[k-1] > Lim_s\right)$ alors $\{Z_{s\beta}[k] = Lim_s\}$	Si $\left(\hat{\Phi}^r_{r\beta}[k-1] > Lim_r\right)$ alors $\{Z_{r\beta}[k] = Lim_r\}$

Si $\left(\hat{\Phi}^s_{s\beta}[k-1] < -Lim_s\right)$ alors $\{Z_{s\beta}[k] = -Lim_s\}$	Si $\left(\hat{\Phi}^r_{r\beta}[k-1] < -Lim_r\right)$ alors $\{Z_{r\beta}[k] = -Lim_r\}$
$S_{\beta 1}[k] = \dfrac{S_{\beta 1}[k-1] + T_e.d\Phi^s_{s\beta}[k]}{1 + T_e.\omega_c}$	$R_{\beta 1}[k] = \dfrac{R_{\beta 1}[k-1] + T_e.d\Phi^r_{r\beta}[k]}{1 + T_e.\omega_c}$
$S_{\beta 2}[k] = \dfrac{S_{\beta 2}[k-1] + T_e.\omega_c.Z_{s\beta}[k]}{1 + T_e.\omega_c}$	$R_{\beta 2}[k] = \dfrac{R_{\beta 2}[k-1] + T_e.\omega_c.Z_{r\beta}[k]}{1 + T_e.\omega_c}$
$\hat{\Phi}^s_{s\beta}[k] = S_{\beta 1}[k] + S_{\beta 2}[k]$	$\hat{\Phi}^r_{r\beta}[k] = R_{\beta 1}[k] + R_{\beta 2}[k]$

L'implantation des équations récurrentes détaillées dans le tableau 3.9 et la superposition du résultat trouvé avec les valeurs des flux statoriques calculées à partir des grandeurs mesurées conduit aux courbes obtenues en simulation représentées dans la figure 3.7. Ces courbes montrent que les flux statoriques $\hat{\Phi}^s_{s\alpha}$, $\hat{\Phi}^s_{s\beta}$ et rotoriques $\hat{\Phi}^r_{r\alpha}$, $\hat{\Phi}^r_{r\beta}$ sont correctement estimés. Toutefois, ils ne suivent pas bien dans la zone du cycle de fonctionnement imposé à la machine où la vitesse est imposée nulle.

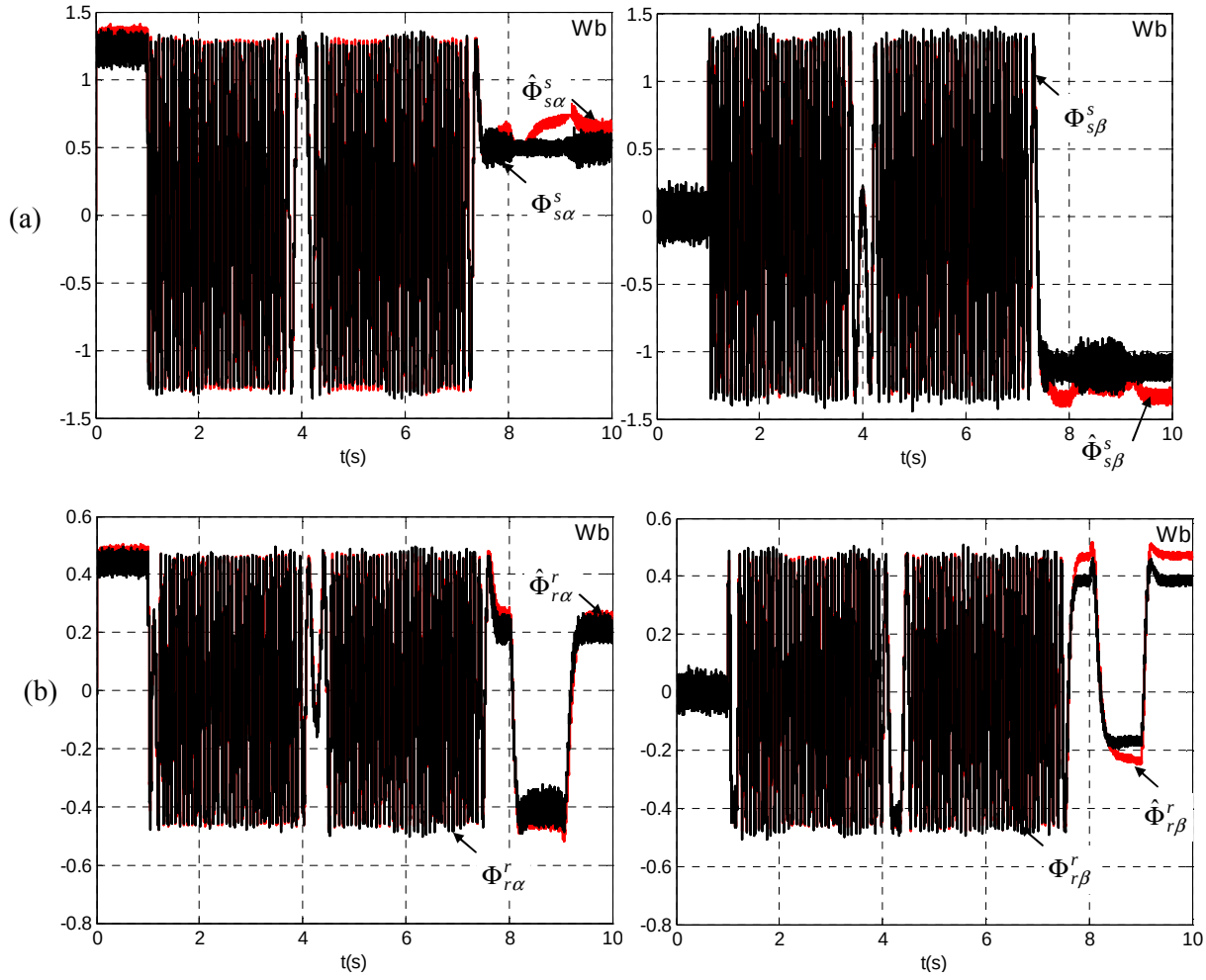


Figure 3. 7. Résultats de simulation des flux (a) : statoriques α_s et β_s; (b) : rotoriques α_r et β_r calculés des deux façons différentes.

Les résultats expérimentaux obtenus après implantation de ces différentes équations calculant les composantes biphasées des flux statorique et rotoriques sont montrés dans la figure 3.8.

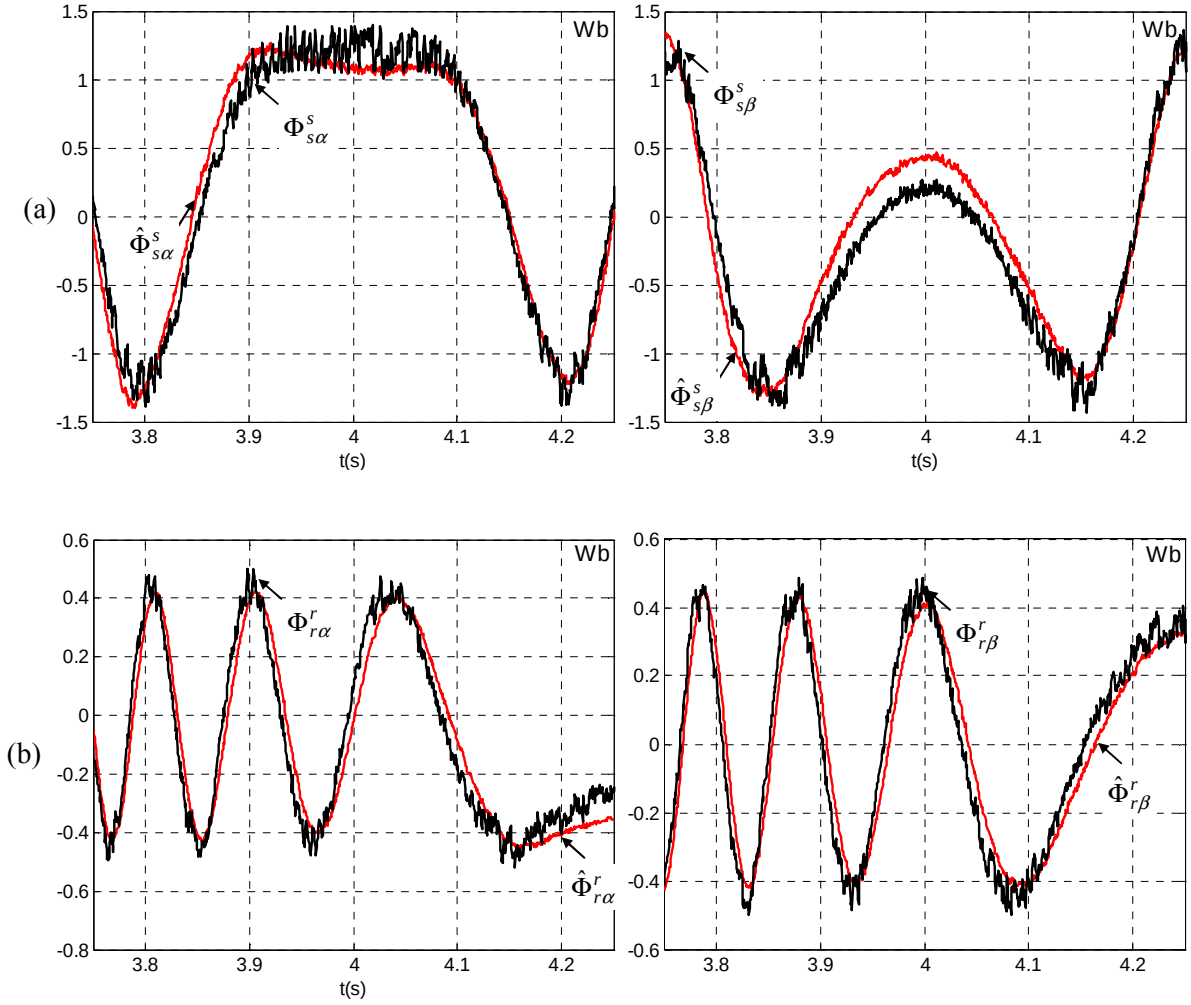


Figure 3. 8. Résultats expérimentaux des flux (a) : statoriques sur les axes α_s et β_s ; (b) : rotoriques les axes α_r et β_r calculés des deux façons différentes.

Les figures 3.7 et 3.8 montrent que les flux estimés se superposent aux flux calculés à partir des courants mesurés, durant toute la plage de fonctionnement considérée. Cette superposition est due à l'intégrateur modifié qui a permis de résoudre les problèmes d'offset et de dérives. Ces résultats laissent espérer par la suite une bonne estimation des courants statoriques et rotoriques de la machine.

La figure 3.9 représente les différentes étapes pour estimer les courants. En effet, après calcul des tensions triphasées statoriques et rotoriques à partir des signaux de commande, nous exprimons ces derniers dans les repères biphasés $\alpha_s\beta_s$ et $\alpha_r\beta_r$. Une estimation des flux statoriques et rotoriques est alors effectuée et ce en faisant appel à l'intégrateur modifié détaillé ci-dessus.

Après obtention des valeurs estimées des flux statoriques et rotoriques, les courants sont alors reconstitués.

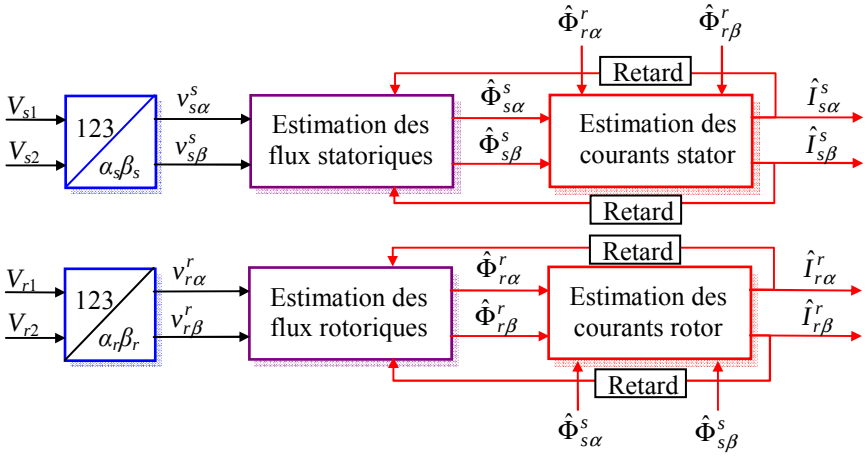


Figure 3. 9. Algorithme d'estimation des courants statoriques et rotoriques.

Pour résumer toute la procédure adoptée pour rendre la commande tolérante aux défauts capteurs de courants installés du côté stator et du côté rotor, nous dressons le chronogramme détaillé dans la figure 3.10. Les différentes étapes sont les suivantes :

- (1) : Calcul des composantes triphasées des tensions statoriques et rotoriques à partir des signaux de commandes (voir chapitre 2 équation (2.12))
- (2) : Calcul des composantes biphasées des tensions statoriques dans les repères $\alpha_s\beta_s$ et $\alpha_r\beta_r$ (équations (3.9) et (3.10))
- (3) : Estimation des flux statoriques et rotoriques en utilisant l'intégral modifié (tableau 3.9)
- (4) : Reconstitution des courants statoriques et rotoriques dans les repères $\alpha_s\beta_s$ et $\alpha_r\beta_r$ (équations (3.11) et (3.12))
- (5) : Calcul des composantes 123 des courants estimés statoriques dans les repères
- (6) : Calcul de l'erreur absolue entre les courants mesurés et les courants estimés (équation (3.5))
- (7) : Prise de décision selon qu'il y a un défaut ou non et génération des courants corrects qui seront les entrées des de la commande

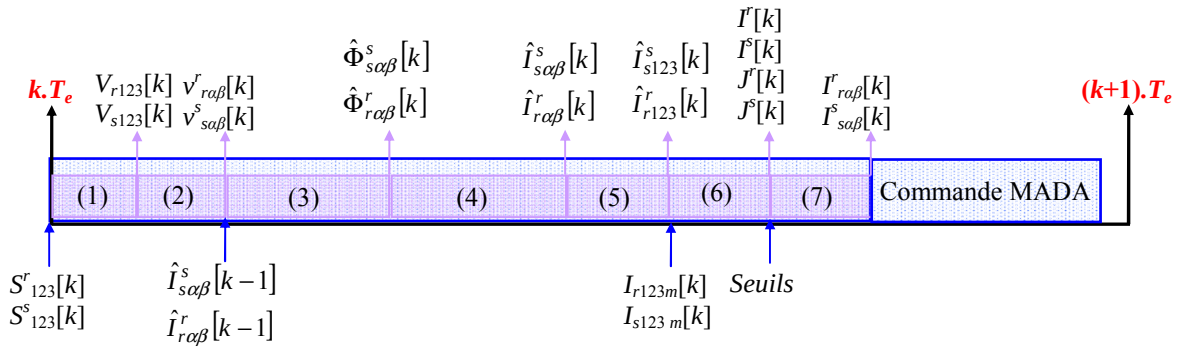


Figure 3. 10. Chronogramme détaillé des algorithmes développés.

3.3. VALIDATION DES ALGORITHMES : ESTIMATION DES COURANTS

Dans cette partie, nous intégrons l'algorithme de détection, isolation et reconfiguration développés dans le paragraphe précédent, au sein de l'algorithme global de la commande non linéaire développée dans le chapitre 2. Le cycle de fonctionnement appliqué est représenté par la figure 3.11.

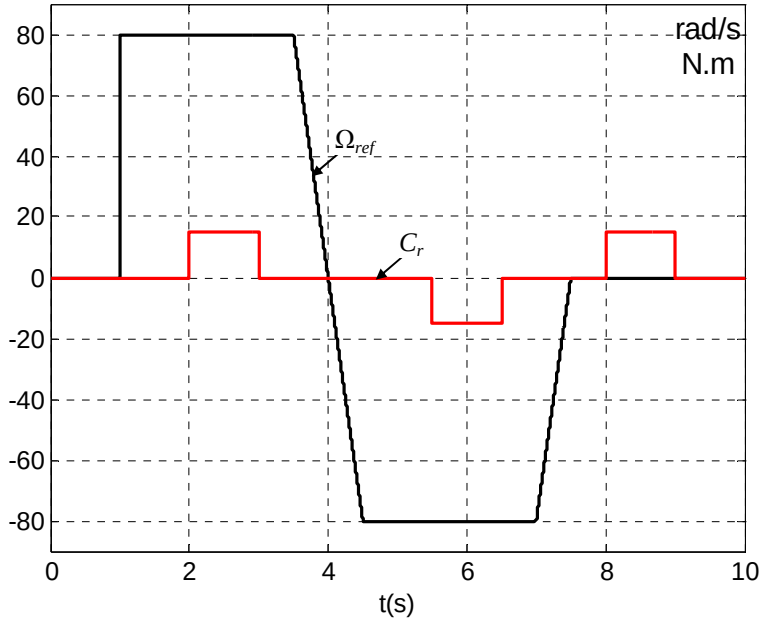


Figure 3. 11. Le cycle de fonctionnement imposé à la machine.

Ces algorithmes sont testés dans l'environnement du logiciel *SABER*. La validation est réalisée par étapes : tout d'abord l'estimateur fonctionne en parallèle avec le système et ses sorties se superposent à celles des sorties des capteurs de courant installés dans le système, par la suite, l'estimateur est introduit dans la boucle de la commande.

3.3.1. Mise en parallèle de l'estimateur avec la commande

Cette étape permet de valider le fonctionnement en Boucle Ouverte (BO) de notre estimateur. En effet, le calcul des valeurs estimées est effectué en même temps que celui de la commande. Cependant, les sorties de l'estimateur ne sont pas introduites dans la commande. Elles sont utilisées pour assurer la validation des sorties des capteurs et donc des grandeurs mesurées. Une erreur négligeable entre les sorties des capteurs et les valeurs estimées permettra d'envisager un bon fonctionnement de l'estimateur en Boucle Fermée (BF).

Vérifions, tout d'abord, le comportement des courants triphasés estimés. Dans la figure 3.12, ces derniers sont illustrés ainsi que les courants statoriques mesurés.

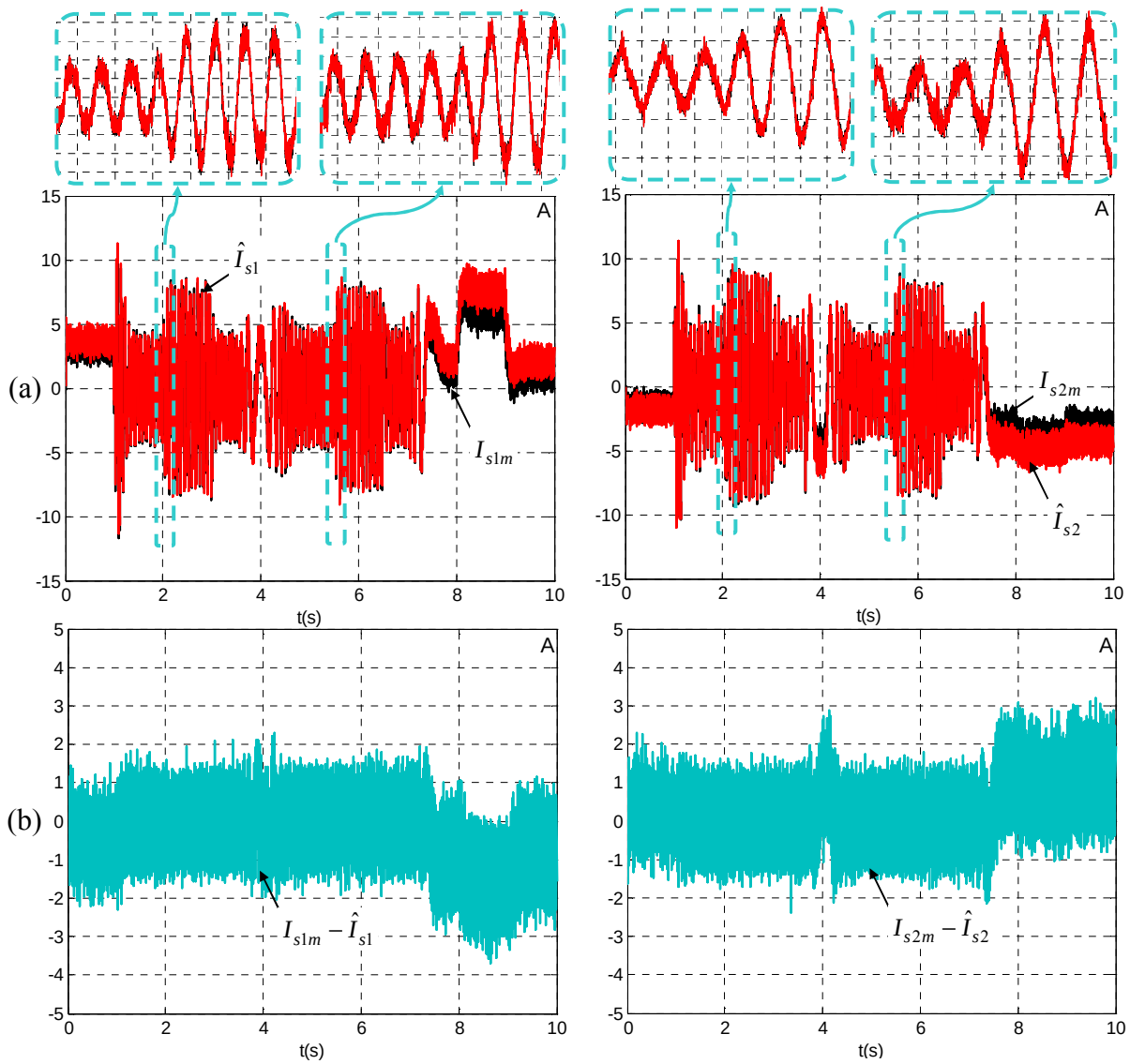


Figure 3. 12. Allures des courants statoriques mesurés et des courants estimés :
(a) : superposition des courants statoriques de la première et deuxième phase et (b) : erreurs entre les valeurs mesurées et les valeurs estimées.

Nous avons réalisé le test sur tout le cycle de fonctionnement que nous avons imposé à la machine. Nous remarquons bien que les courants estimés présentent les mêmes amplitudes et les mêmes phases que les courants mesurés. Aussi, ils les suivent bien et ce quelque soit le point de fonctionnement de la MADA. Cependant, les erreurs représentées dans la figure 3.12b semblent un peu importantes. Pour avoir un ordre de grandeur de ces erreurs, nous proposons de prendre valeur $\sqrt{2}.I_{sn}$ comme valeur de base des courants statoriques. La valeur maximale des erreurs est de $\pm 4A$. Cette valeur correspond alors à une erreur un peu plus que ±30% cette valeur de base.

Pour la reconstitution des courants rotoriques, les courbes trouvées sont illustrées dans la figure 3.13. Cette figure montre bien que les valeurs estimées et les valeurs mesurées sont superposables. Les résultats sont alors acceptables. Calculons alors le pourcentage d'erreur concernant cette estimation. Si nous posons $\sqrt{2}.I_{rn}$ la valeur de base des courants rotoriques, nous remarquons bien que l'erreur d'estimation est de, à peu près, ±30%.

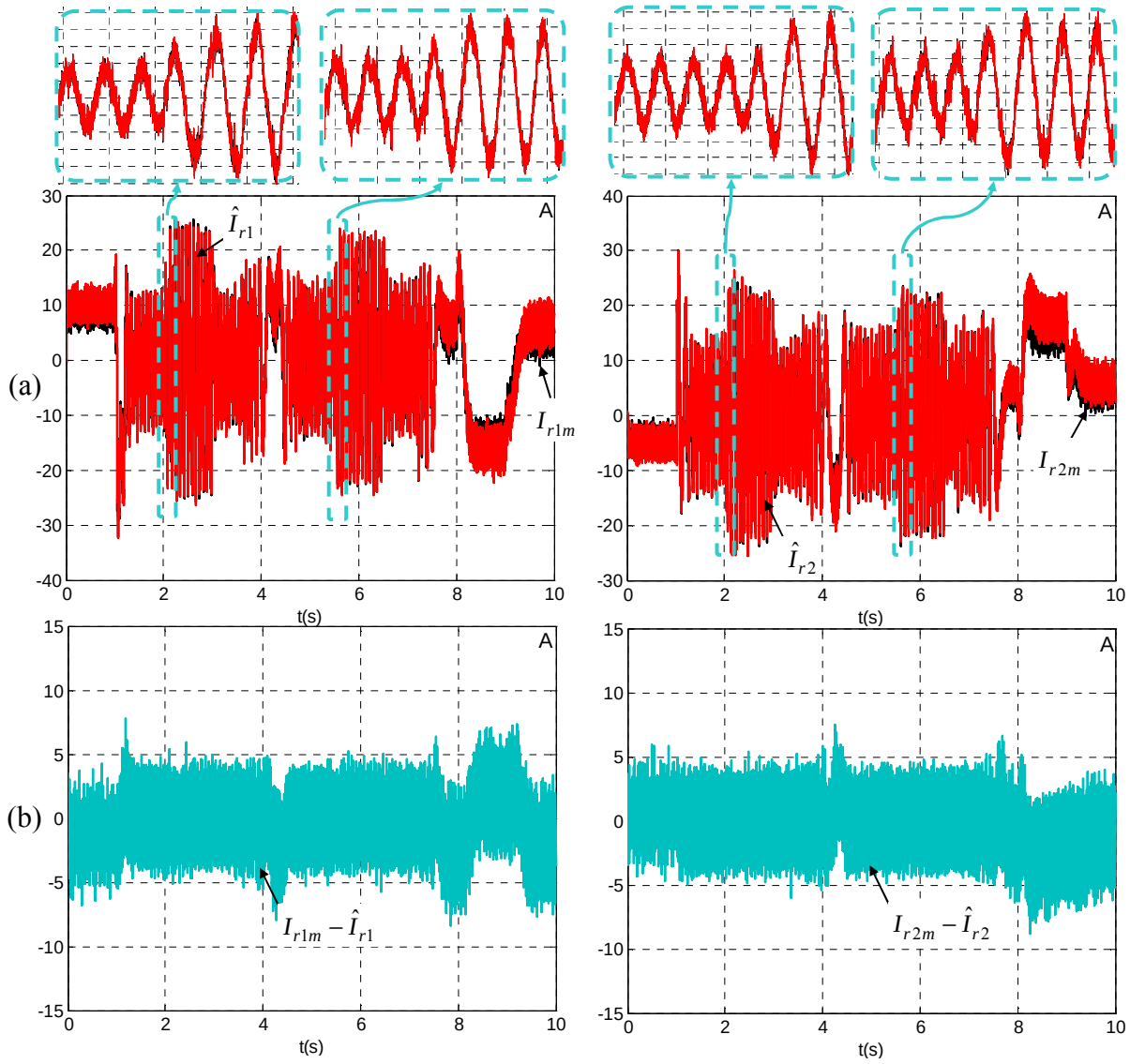


Figure 3. 13. Allures des courants rotoriques mesurés et des courants estimés :
(a) : superposition des courants rotoriques de la première et deuxième phase et (b) : erreurs entre les valeurs mesurées et les valeurs estimées.

En conclusion, nous pouvons dire que les résultats illustrés par les figures 3.12 et 3.13 sont admissibles. Ceci valide, à priori, le fonctionnement en BO de notre estimateur et nous permet de passer à l'étape suivante de sa validation.

3.3.2. Fonctionnement sans les capteurs de courant côté stator

Il s'agit, dans cette étape, de remplacer les sorties des capteurs de courant installés côté stator par les valeurs estimées. Par contre, les courants rotoriques sont toujours captés. Le calcul de la commande se fait dans ce cas à partir des sorties de trois capteurs : le capteur de vitesse/position et les deux capteurs de courants installés côté rotor. Cette étape est validée aussi bien par simulation qu'expérimentalement. Les résultats ainsi trouvés sont illustrés dans la figure 3.14.

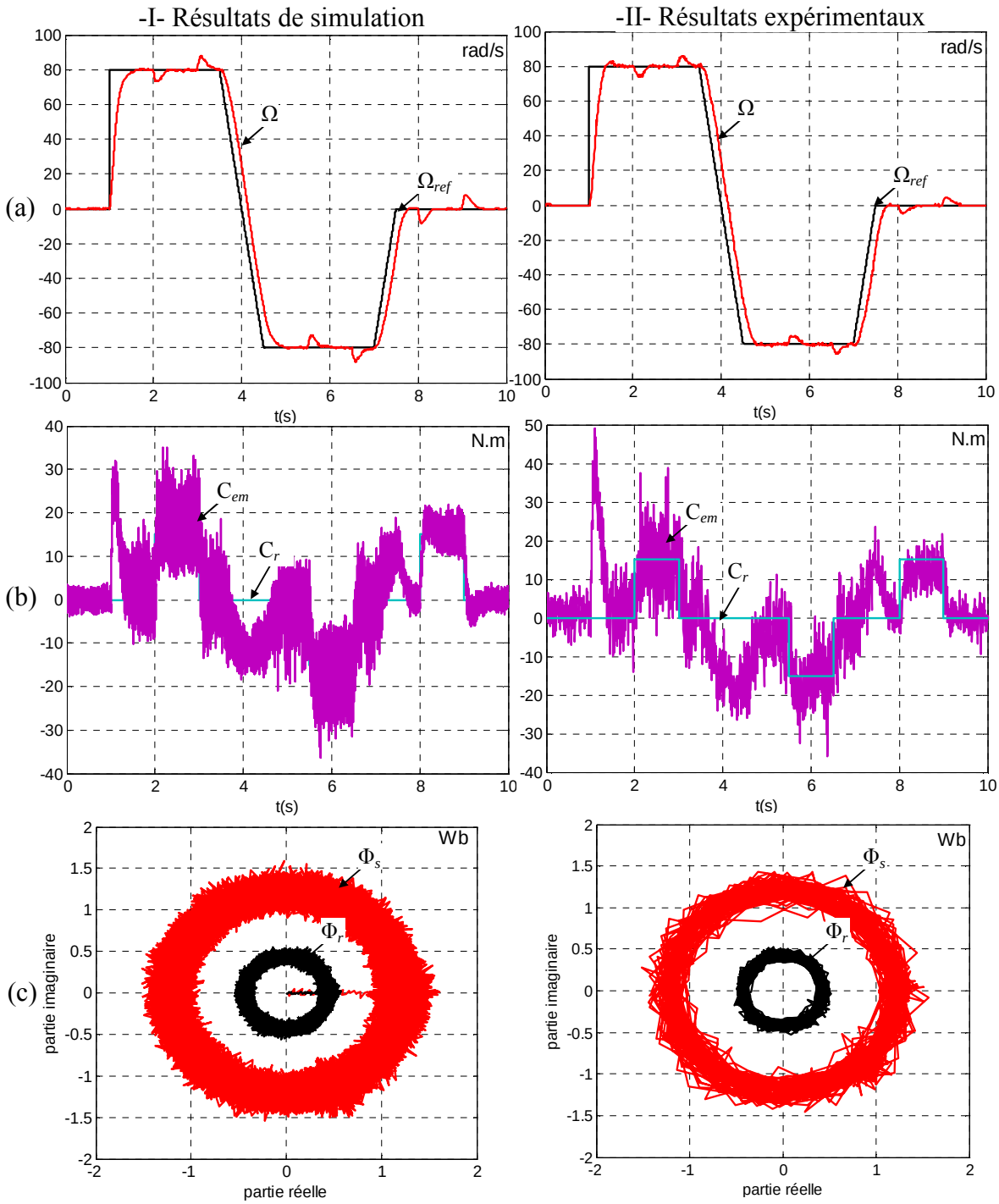


Figure 3. 14. Résultats de simulation et résultats expérimentaux obtenus sans capteurs statoriques
(a) : allure de la vitesse ; (b) : allure du couple électromagnétique et (c) : allures des flux statoriques et rotoriques.

Même sans les deux capteurs de courants statoriques, nous retrouvons bien le même comportement de notre système d'étude que celui avec les quatre capteurs de courants.

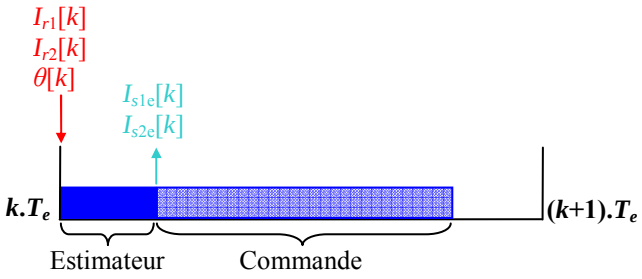


Figure 3. 15. Chronogramme dans le cas où les capteurs de courants statoriques sont supprimés.

Il est important de préciser que tous les calculs sont effectués entre deux périodes d'échantillonnage comme indiqué par la figure 3.15.

3.3.3. Fonctionnement sans les capteurs de courant côté rotor

Dans le paragraphe précédent, nous avons validé le fonctionnement en BF de l'estimation des courants statoriques. Dans ce présent paragraphe, nous allons valider le fonctionnement en BF de l'estimation des courants rotoriques. Les capteurs des courants rotoriques sont alors retirés de la chaîne de commande et sont remplacés par l'estimateur. Les grandeurs captées avec lesquelles nous calculons la commande sont alors les courants triphasés statoriques et la vitesse/position. Dans ce cas, le chronogramme est détaillé dans la figure 3.16.

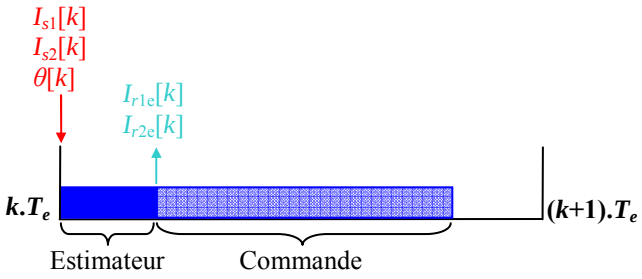


Figure 3. 16. Chronogramme dans le cas où les capteurs de courants rotoriques sont supprimés.

Les résultats trouvés dans cette étape sont illustrés dans la figure 3.17. En dépit de l'absence des capteurs de courant rotoriques, la vitesse suit bien sa référence et le couple électromagnétique de la machine est acceptable. Les flux statoriques et rotoriques sont aussi régulés vu qu'ils dessinent un cercle dan le plan *Réel-Imaginaire*. Les résultats obtenus sont aussi similaires aux résultats trouvés dans le chapitre 2 obtenus pour valider le fonctionnement de la commande en mode sain.

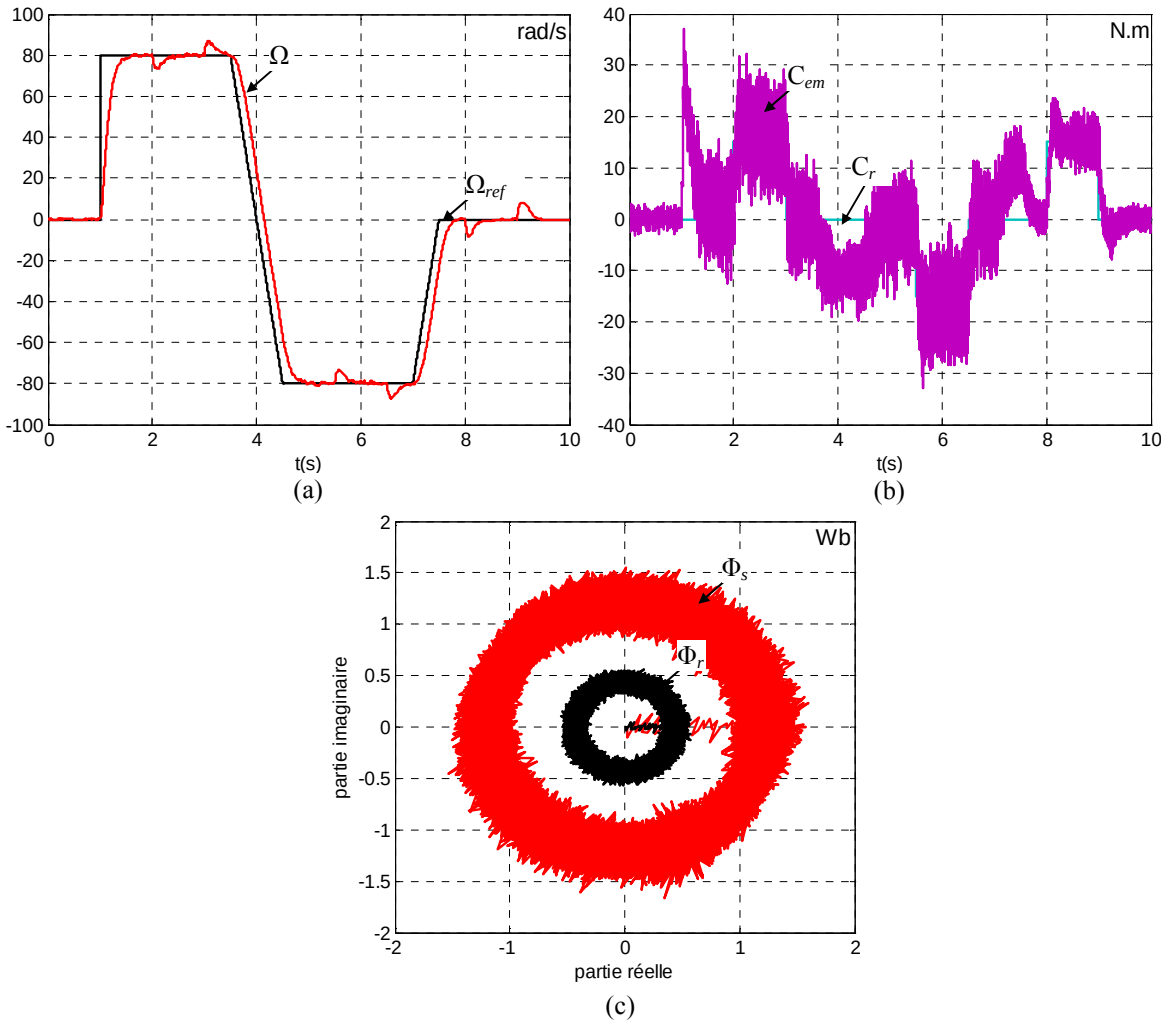


Figure 3. 17. Résultats de simulation obtenus sans capteurs rotoriques
(a) : allure de la vitesse ; (b) : allure du couple électromagnétique et (c) : allures des flux statoriques et rotoriques.

3.3.4. Fonctionnement sans les quatre capteurs de courant

Dans ce cas, les entrées de la commande venant des sorties des quatre capteurs de courant installés du côté stator et du côté rotor sont remplacées par les quatre courants estimés à partir de l'algorithme développé précédemment. Seule la sortie du capteur de vitesse/position est alors utilisée dans le calcul de la commande.

Les résultats ainsi obtenus sont illustrés dans la figure 3.18. Nous remarquons bien que la vitesse (figure 3.18a) suit bien sa référence. Aussi, l'allure du couple électromagnétique est conforme au fonctionnement imposé à la MADA.

Il est à noter aussi que les modules des flux statoriques et rotoriques décrivent bien un cercle dans le plan complexe. Ces flux présentent beaucoup moins de bruits que quand les sorties des capteurs de courants sont utilisées. Ceci est le résultat de l'utilisation des courants estimés au lieu des courants captés. En effet, contrairement aux courants captés, les courants estimés sont plus lisses étant donné qu'ils sont calculés à partir des flux qui sont obtenus par intégration des tensions. Cette intégrale joue le rôle de FPB.

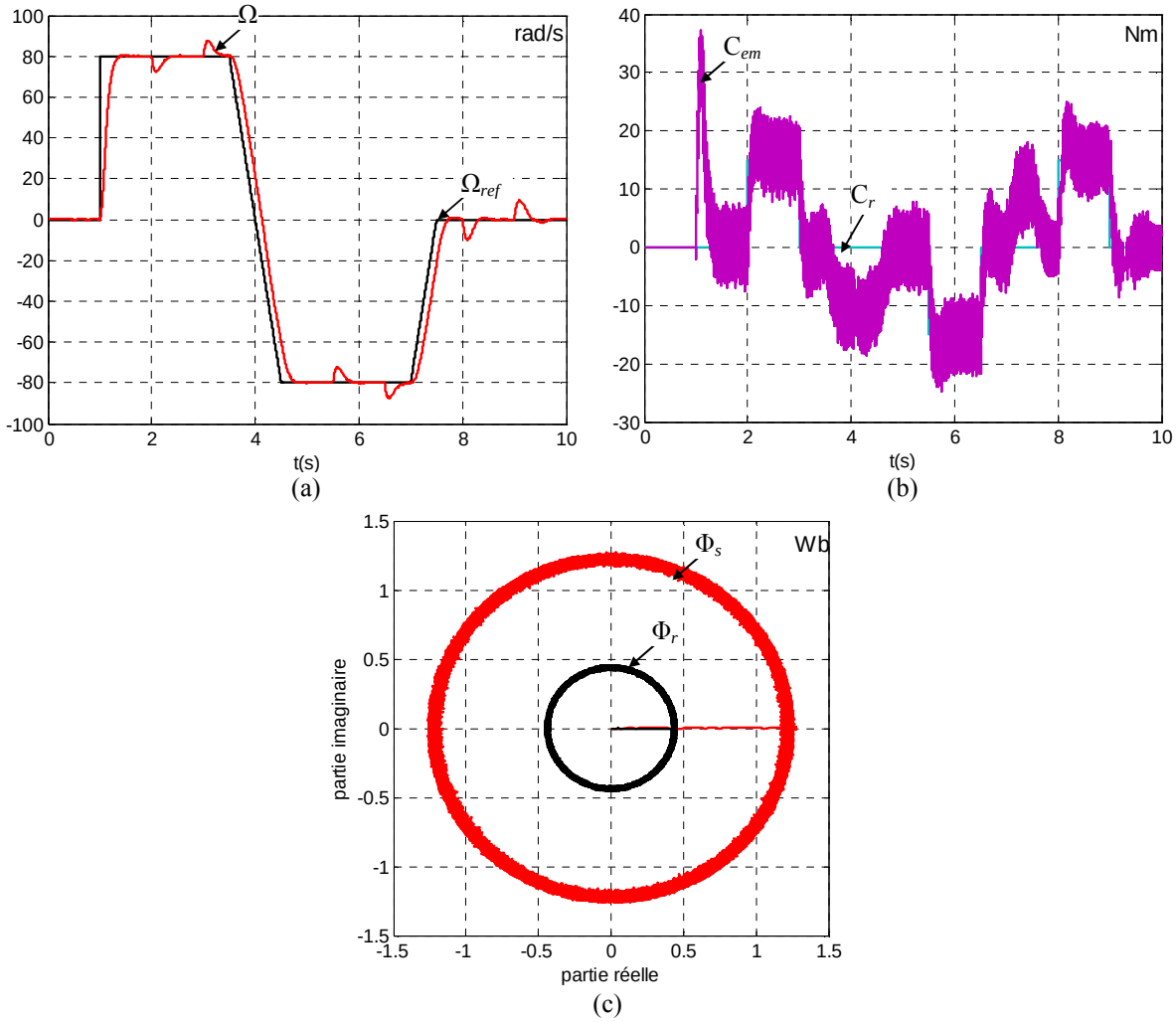


Figure 3. 18. Résultats de simulation obtenus sans aucun capteur de courant
(a) : allure de la vitesse ; (b) : allure du couple électromagnétique et (c) : allures des modules des flux statoriques et rotoriques.

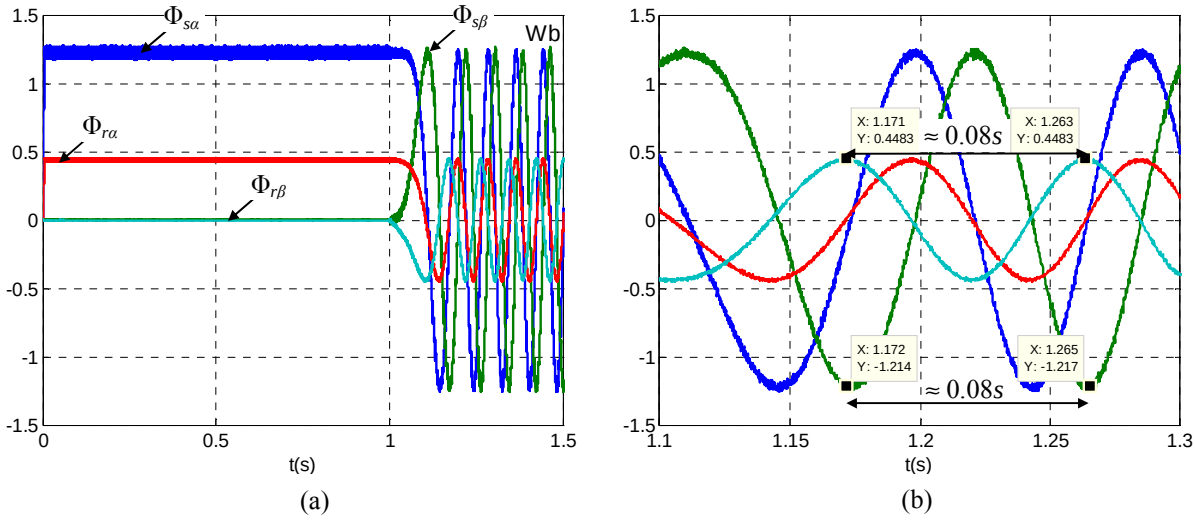


Figure 3. 19. Résultats de simulation obtenus sans aucun capteur de courant
(a) et (b) : allures des composantes biphasées des flux statoriques et rotoriques au démarrage de la machine.

Sur la figure 3.19, les allures des flux dans les repères $\alpha_s\beta_s$ et $\alpha_r\beta_r$ au cours du démarrage de la MADA sont représentées. La vérification des périodes de ces flux montrent bien que la contrainte de répartition de puissance est respectée. En effet, La figure 3.19b montre que chacune de ces composantes admet une période proche de $80ms$. Ceci s'explique par le fait que nous avons imposé un facteur k_p à 0.5 et que nous fonctionnons à une vitesse égale à $80rad/s$ ce qui correspond à une fréquence statorique et rotorique de valeur $\pm 12.75Hz$.

Ce type de test est intéressant d'une part pour les applications embarquées vu qu'une optimisation du poids et du volume du système électrique est ainsi assurée. D'autre part, avec cet algorithme de reconstitution des courants une continuité de service du système est assurée même en présence de défauts simultanés de capteurs de courants du côté stator et du côté rotor.

3.4. VALIDATION DES ALGORITHMES : FONCTIONNEMENT EN SUPERVISION

Il s'agit dans cette partie de valider le fonctionnement en supervision pour les capteurs de courant. Ce mode de fonctionnement permet de rendre la commande tolérante aux défauts capteurs de courant et d'assurer, par conséquent, la continuité de service du système entier. En effet, dans le cas d'un défaut, l'algorithme de détection et d'isolation du défaut signale l'existence du défaut, isole la source et donne l'ordre de reconfiguration. L'algorithme de détection et d'isolation que nous avons développé permet de détecter le défaut pour chaque phase et l'isoler.

Néanmoins, il a été convenu dans cette partie de procéder comme suit : si un défaut est détecté du côté statorique ou rotorique, même s'il n'apparaît que sur un seul capteur, nous proposons d'isoler les deux capteurs et de remplacer les deux courants par leurs valeurs estimées.

Aussi, nous proposons d'appliquer des défauts de types différentes (gain ou offset) et sur les quatre capteurs.

3.4.1. Fonctionnement en supervision : défaut gain sur le capteur de phase 1 côté stator

Le défaut est simulé sur le capteur de la phase '1' du côté statorique. Il est appliqué en régime permanent quand la MADA fonctionne à vide. Le défaut consiste en un défaut gain à 0%. L'allure des courants de phase statoriques avant et après le défaut sont illustrés sur la figure 3.20.

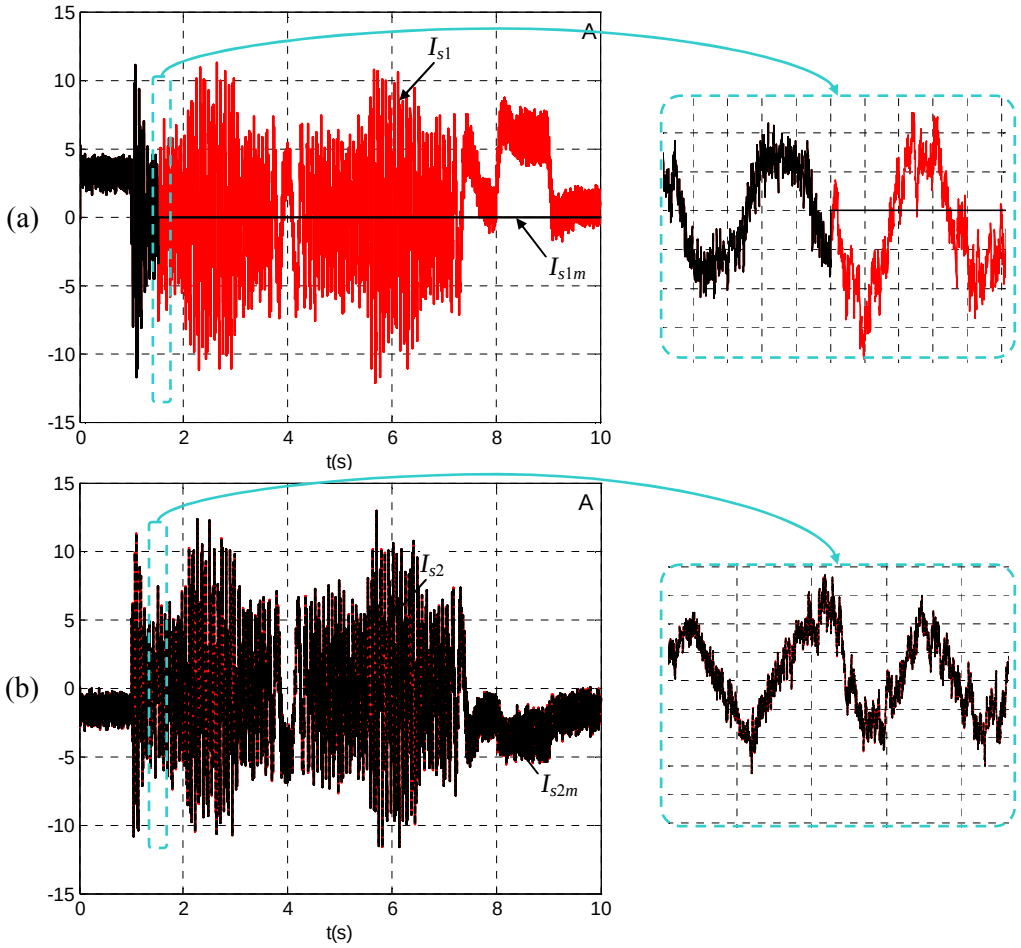


Figure 3. 20. Résultats de simulation obtenus avant et après un défaut du capteur statorique de la première phase (a) : allure des courants statoriques de la phase1 ; (b) : allure des courants statoriques de la phase 2.

Nous remarquons que le courant de la première phase capté passe à zéro à l'instant de l'application du défaut et le courant présenté à l'entrée de la commande ne l'est pas. Cette dernière bascule sur la valeur estimée du courant.

Comme il a été convenu, le courant de la deuxième phase du côté stator bascule aussi sur la valeur estimée. Il est donc évident que l'on a réussi la détection et la reconfiguration de la commande. Voyons alors le comportement du système avant et après le défaut.

Sur la figure 3.21, les allures de la vitesse, du couple électromagnétique sont représentés. Le marqueur qui a permis de détecter et de reconfigurer la commande est aussi montré.

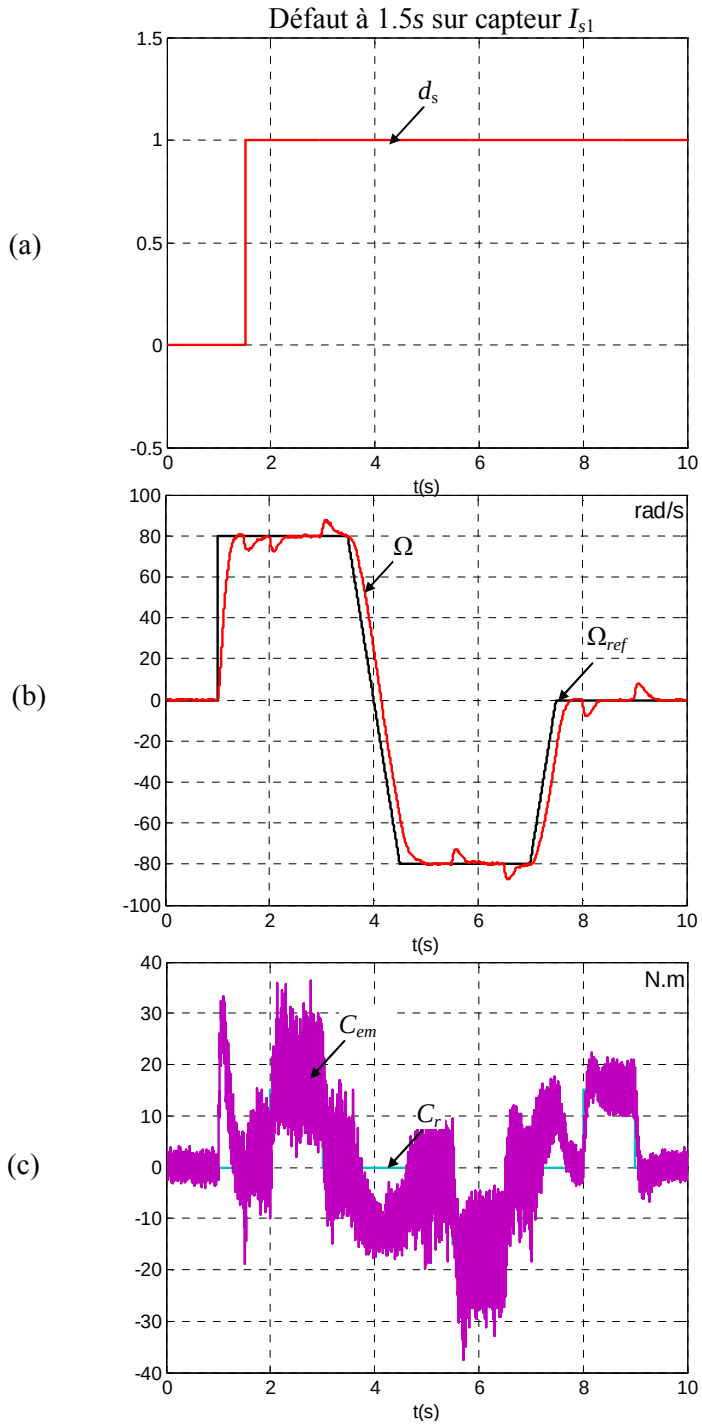


Figure 3. 21. Résultats de simulation obtenus défaut capteur statorique de la phase 1
(a) : marqueur ; (b) : allure de la vitesse et (c) : allure du couple électromagnétique.

La figure 3.21 montre bien que le système continue à fonctionner correctement et ce malgré la présence du défaut. La vitesse est bien régulée même après le défaut. Cependant, nous notons que la vitesse et le couple électromagnétique présentent des anomalies à l'instant de l'application du défaut. Ceci est dû au fait que le défaut est détecté deux périodes d'échantillonnage après son application (figure 3.22). Ce retard est dû au manque de précision de la méthode de détection développée.

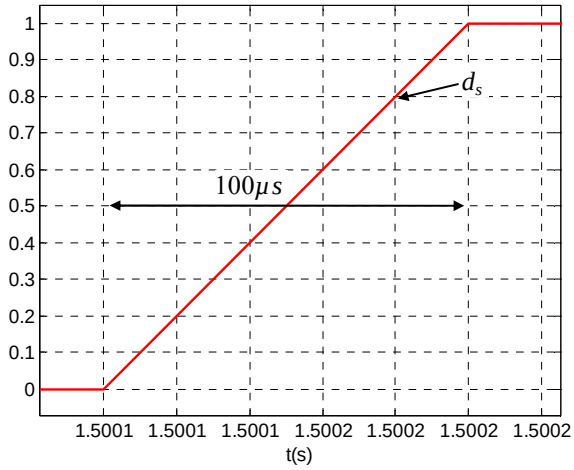


Figure 3. 22. Effet de loupe sur le marqueur permettant la détection du défaut.

En effet, pour pouvoir détecter un défaut, un seuil est fixé. A ce seuil, nous comparons la différence entre la valeur mesurée et la valeur estimée. Cependant, dans notre cas, le choix du seuil est arbitraire et est pris égal à la valeur maximale de la différence entre valeur mesurée et valeur estimée en mode sain pour différents points de fonctionnement de la machine. Dans certains cas, ce seuil est élevé par rapport à la différence et donc il ne pourrait être atteint qu'au bout d'une ou de deux périodes. Cette période de notre étude mérite d'être approfondie.

3.4.2. Fonctionnement en supervision : défaut offset sur le capteur de phase 2 côté stator

Dans ce cas, le défaut appliqué est un défaut offset c'est à dire on ajoute une valeur constante à la sortie du capteur de telle sorte que le signal recueilli ne soit plus un signal alternatif. Nous considérons que le défaut apparaît pendant le fonctionnement en charge de la MADA et en régime permanent.

Sur la figure 3.23, les courants mesurés et estimés des deux phases statoriques sont représentés. Les courbes en rouge sont les grandeurs qui se trouvent à l'entrée de la commande et ceux en noir sont ceux mesurés.

Il est à remarquer qu'après l'instant de l'application du défaut, les courants présents à l'entrée de la commande continuent à avoir l'allure d'un signal alternatif. Ces résultats nous permettent d'aller prospecter du côté de la vitesse et du couple afin de voir si ces derniers présentent un comportement acceptable et sans risque pour le système électrique.

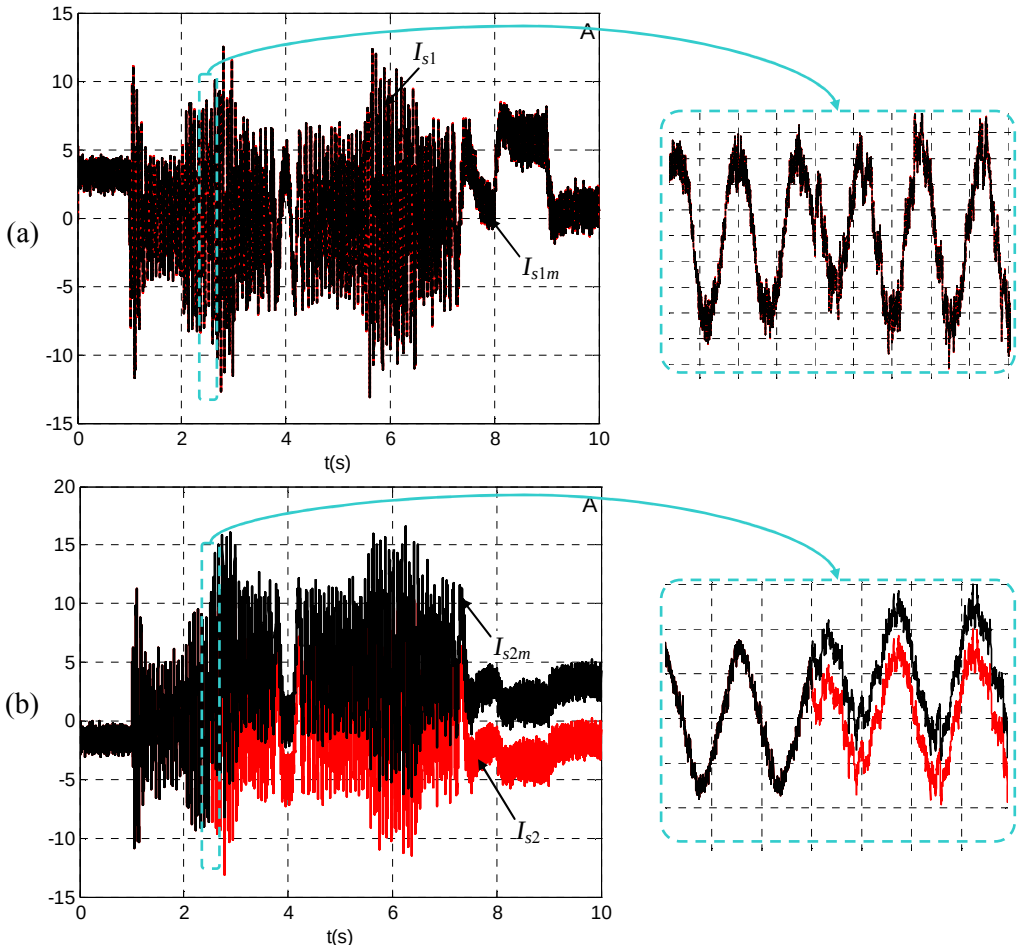


Figure 3. 23. Résultats de simulation obtenus avant et après un défaut capteur statorique de la deuxième phase (a) : allure des courants statoriques de la phase1 ; (b) : allure des courants statoriques de la phase 2.

Les résultats illustrés sur la figure 3.24 montrent le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique de la machine et aussi du marqueur avec lequel le défaut est détecté. Comme dans le cas précédent, le défaut n'est pas immédiatement détecté mais plutôt après une période d'échantillonnage. La commande est calculée alors au moins une fois avec les valeurs erronées d'où la présence de perturbation sur la vitesse et de couple électromagnétique. Néanmoins, ces perturbations ne sont pas significatives et n'empêchent pas la reconfiguration de la commande. Le système continue, par conséquent, à fonctionner normalement même après l'apparition du défaut. La vitesse continue à suivre sa référence. La mise hors service du système est alors évitée.

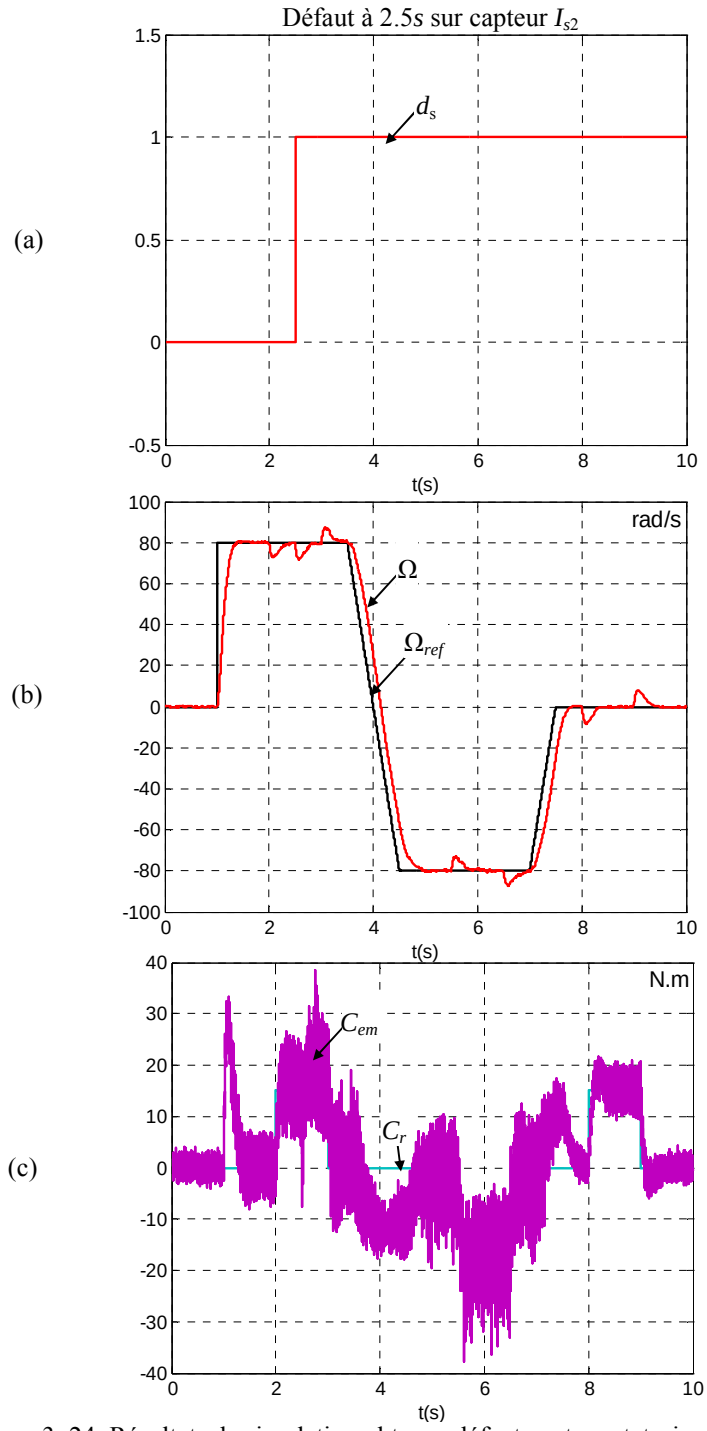


Figure 3. 24. Résultats de simulation obtenus défaut capteur statorique de la phase 2
(a) : marqueur ; (b) : allure de la vitesse et (c) : allure du couple électromagnétique

A partir des deux paragraphes ci-dessus, une validation par simulation du bon fonctionnement de l'algorithme de détection et d'isolation d'un défaut (offset ou gain) survenant en régime permanent sur les capteurs installés côté stator est réalisée. Dans ce cas, la reconfiguration s'est bien déroulée malgré le manque de finesse au niveau de la détection du défaut. Cherchons maintenant à voir si ces algorithmes sont aussi valables lors de l'apparition du défaut en régime transitoire.

3.4.3. Fonctionnement en supervision : défaut offset sur le capteur de phase 1 côté rotor

Une fois la méthode validée pour les défauts de capteur de courant survenant en régime permanent sur les capteurs installés du côté statorique, nous choisissons de simuler des défauts apparaissant sur les capteurs installés du côté rotorique pendant les régimes transitoires.

Le premier défaut simulé en régime transitoire est un défaut offset qui apparaît au niveau du capteur de la première phase rotorique. Il apparait lors du passage de la référence de la vitesse de la valeur nulle à une valeur positive. L'allure des courants avant et après apparition du défaut est montrée sur la figure 3.25.

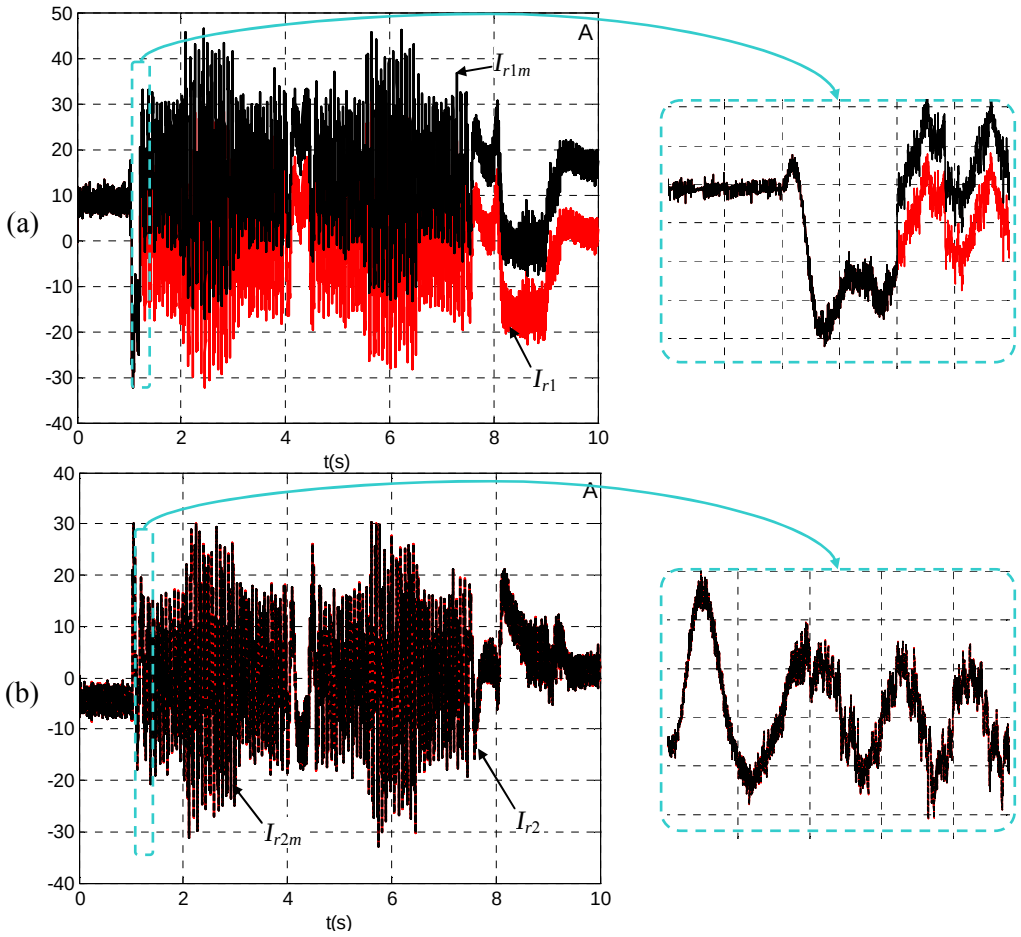


Figure 3. 25. Résultats de simulation obtenus avant et après un défaut capteur rotorique de la première phase (a) : allure des courants rotoriques de la phase1 ; (b) : allure des courants rotoriques de la phase 2.

Ces courbes montrent que le courant de la première phase du côté rotorique se trouvant à l'entrée de la commande continue à être alternatif et ce même après application du défaut. Regardons alors l'allure des grandeurs mécaniques au niveau de la commande afin de voir si le système continue à fonctionner correctement ou non après le défaut.

La figure 3.26 montre l'allure de la vitesse, du couple électromagnétique de la MADA et aussi le marqueur assurant la détection du défaut et la reconfiguration de la commande.

Il est à noter que dans ce cas, le défaut est instantanément détecté. La vitesse et le couple ne représentent pas alors des perturbations à l'instant de l'application du défaut. Dans ce cas, la commande n'est calculée en aucun moment à partir de la valeur erronée du courant en défaut.

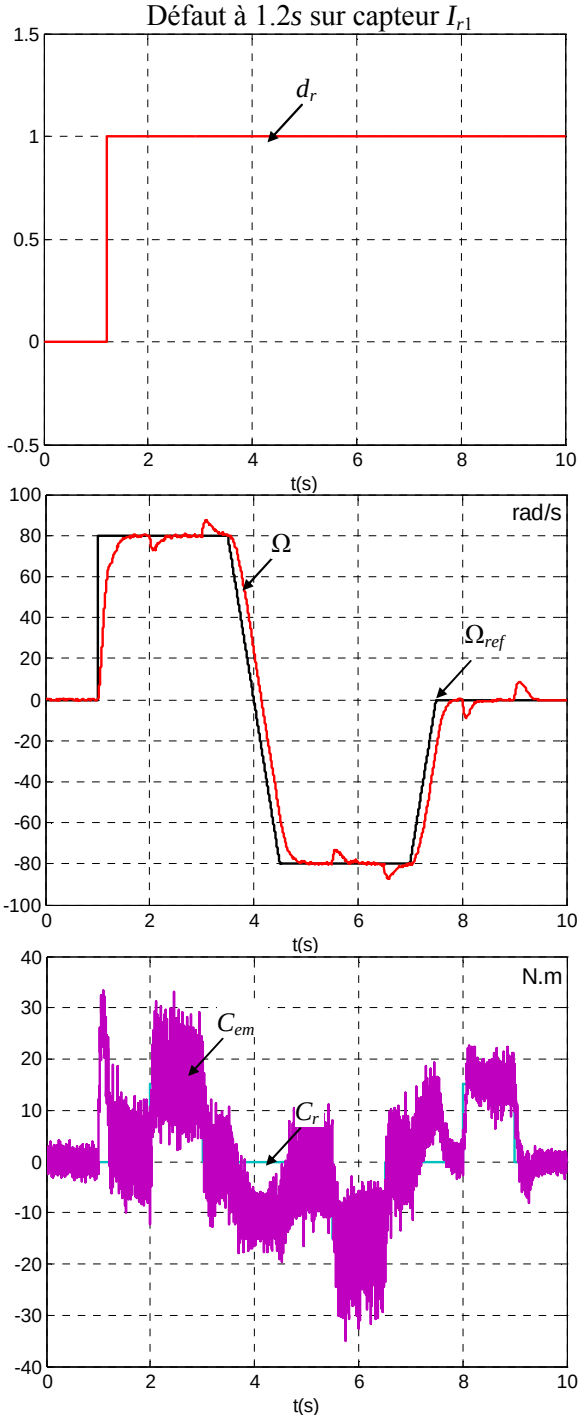


Figure 3. 26. Résultats de simulation obtenus défaut capteur rotorique de la phase 1 (a) : marqueur ; (b) : allure de la vitesse et (c) : allure du couple électromagnétique.

3.4.4. Fonctionnement en supervision : défaut gain sur le capteur de phase 2 côté rotor

Dans ce paragraphe, nous appliquons un défaut gain sur le capteur courant de la deuxième phase du côté rotorique. Ce défaut apparaît en régime transitoire. Il est appliqué pendant l'inversion de sens de rotation de la machine.

La figure 3.27 illustre les courants rotoriques captés et à l'entrée de la commande avant et après l'application de ce défaut. Il est à remarquer que même en présence du défaut, les courants rotoriques continuent à avoir des allures alternatives acceptables qui laisseraient croire que l'opération de reconfiguration s'est bien déroulée.

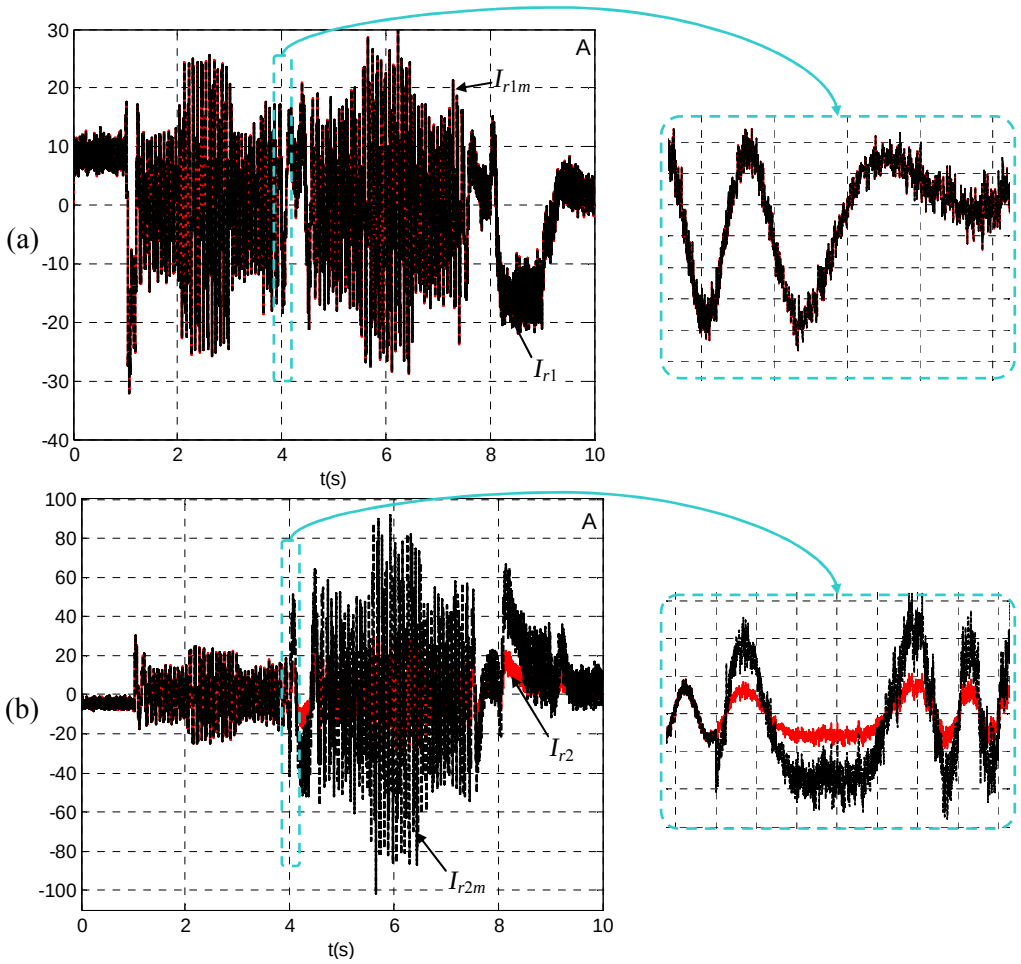


Figure 3. 27. Résultats de simulation obtenus avant et après un défaut capteur rotorique de la deuxième phase (a) : allure des courants rotoriques de la phase1 ; (b) : allure des courants rotoriques de la phase 2.

Nous proposons alors d'évaluer le comportement de la MADA avant et après l'application du défaut et ce vu que les courants semblent être bien reconstruites après l'instant du défaut.

La figure 3.28 montre les allures du marqueur avec lequel le défaut a été détecté, la vitesse de la MADA et son couple électromagnétique.

Il est à noter que la vitesse conserve le même comportement aussi bien avant qu'après l'instant d'apparition du défaut. Elle continue à bien suivre la référence imposée. Concernant le

couple électromagnétique de la machine, son allure est sensiblement la même que celle trouvée lors du fonctionnement en mode sain de la commande.

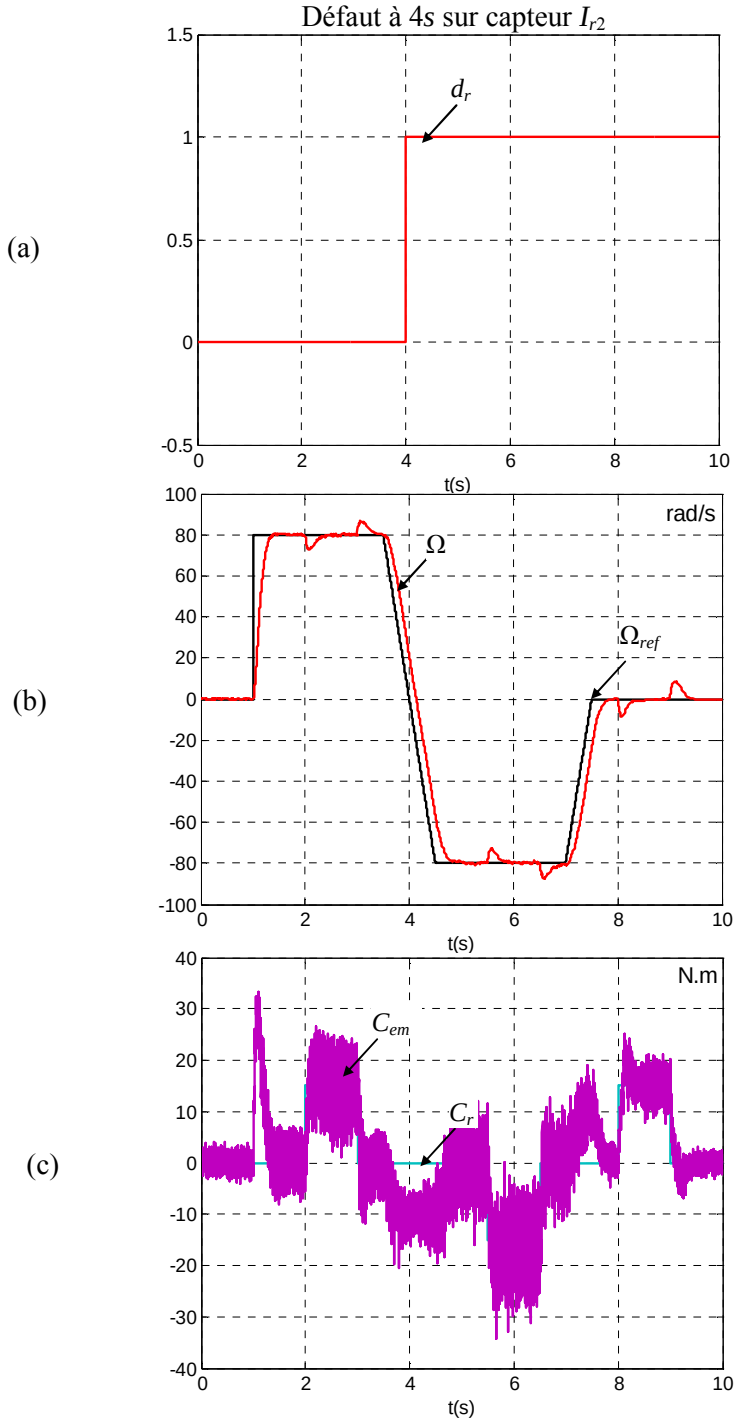


Figure 3. 28. Résultats de simulation obtenus défaut capteur rotorique de la phase 2
(a) : marqueur ; (b) : allure de la vitesse et (c) : allure du couple électromagnétique.

Ces résultats trouvés et montrés par les figures 3.26 et 3.28 valident bien la détection et la reconfiguration d'un défaut de capteur courant survenant en régime transitoire.

3.4.5. Récapitulatif par rapport au fonctionnement en supervision

Tout le long de cette partie du chapitre, une simulation de différents types de défauts capteurs de courant survenant en différents points de fonctionnement de la machine (régime transitoire et régime permanent) a été réalisée. Les résultats illustrés montrent bien l'efficacité de la reconfiguration de la commande. Cette dernière devient tolérante à un défaut de capteur de courant bien que l'algorithme de détection développé ne soit pas si précis pour détecter rapidement, quelques fois, le défaut en question.

3.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé un algorithme permettant d'augmenter la disponibilité de notre système d'études et d'assurer, ainsi, sa continuité de service dans le cas d'un défaut capteur de courant survenant à n'importe quel moment et au niveau de n'importe quel capteur de courant installé.

Il s'agit de faire dérouler en parallèle avec la commande un algorithme permettant la détection, l'isolation d'un éventuel défaut et par la suite la reconfiguration de la commande. Les valeurs estimées des courants ne sont utilisées que si on est en présence d'un défaut. Nous réalisons alors une redondance analytique qui permet de rendre la commande tolérante aux défauts capteurs de courant.

Nous avons pu prouver le bon fonctionnement de ces algorithmes ainsi que de l'estimation par simulation.

Des résultats expérimentaux partiels ont aussi été réalisés et montrés afin de valider par morceaux le bon fonctionnement des algorithmes développés.

Chapitre 4.

Détection, Isolation et Reconfiguration de la commande dans le cas d'un défaut capteur de vitesse/position

Sommaire

4.1. Introduction 139

4.2. Algorithme de reconstitution de la position du rotor de la machine 140

4.2.1. Reconstitution avec le vecteur courant statorique 140

4.2.2. Reconstitution avec le vecteur courant rotorique 141

4.3. Algorithme de reconstitution de la vitesse de la MADA 142

4.4. Fonctionnement sans capteur de vitesse/position 147

4.5. Fonctionnement en supervision 152

4.5.1. Détection du défaut juste à la sortie du codeur incrémental 153

4.5.2. Détection du défaut juste à l'entrée de la commande 155

4.5.2.1. Application du défaut lors du fonctionnement à vide de la MADA 156

4.5.2.2. Application du défaut lors du fonctionnement en charge de la MADA 159

4.5.2.3. Application du défaut lors du changement du sens de rotation de la MADA 161

4.6. Conclusion 163

4.1. INTRODUCTION

Les études concernant le fonctionnement sans capteur de vitesse des systèmes électriques présentent un intérêt croissant, notamment de la part des industriels, et ce vu les nombreux inconvénients qui sont liés au capteur de vitesse : le manque de robustesse, le coût, le câblage et la maintenance.

En particulier, l'industrie liée à la traction électrique s'intéresse de plus en plus aux commandes sans capteur de vitesse. A cet effet, nous notons l'apparition de quelques ouvrages dans cette thématique concernant la traction. Cependant, vu les enjeux liés à la concurrence, aucune statistique n'est encore publiée portant sur la fréquence d'apparition de pannes dues aux défaillances de capteur vitesse. Néanmoins, *K. Kondo* affirme dans [62], qu'en six mois, neuf pannes dues au capteur de vitesse/position ont été enregistrées dans un système de traction électrique. Dans la plupart des cas, ces pannes ont eu comme conséquence la mise hors service du système. Elles étaient essentiellement causées par la déconnection de fils dans la chaîne d'acquisition de vitesse et de position. La majorité des ouvrages traitants des défaillances évoquent trois principales raisons pour lesquelles l'industrie liée à la traction s'intéresse de plus en plus aux commandes sans capteur. Les principaux avantages offerts par ce type de stratégie sont

- L'augmentation de la fiabilité du système
- La diminution du prix de l'installation de la traction électrique
- Gain en volume par rapport à la machine de traction, vu qu'on n'aura plus besoin de rallonger l'arbre du moteur pour installer le capteur de vitesse/position
- Les opérations de maintenance du capteur sont éliminées

Les solutions proposées dans cette thématique consistent à développer des observateurs permettant le calcul de la vitesse et du couple électromagnétique [63] du moteur de traction en vue d'opérations de diagnostique, ou encore reconstruire les grandeurs mesurées en utilisant un estimateur. Des améliorations sont ajoutées à ce dernier afin d'assurer une bonne régulation du couple d'un côté et pour pouvoir fonctionner à basse vitesse d'un autre côté. Ces méthodes de reconstitution de la vitesse peuvent remplacer le capteur mécanique lorsque celui-ci est omis de la chaîne de traction électrique [64].

En outre, la plupart des ouvrages scientifiques de recherche traitant cette thématique pour les applications à base de MADA, sont focalisés sur son fonctionnement en génératrice. Dans la majorité de ces travaux, les chercheurs appliquent l'observateur '*Model Refecence Adaptative System*' : MRAS [65] ou simplement, ils estiment la vitesse et la position du rotor de la machine. L'une des premières études menées à cet effet a abouti à un produit commercialisé connu sous le nom de '*ROTODRIVE*' [66]. D'autres études ont suivi par la suite [67] et [68].

Cependant, des études de recherche concernant le fonctionnement sans capteur de vitesse des systèmes comportant une MADA fonctionnant en mode moteur commencent à voir le jour. Ces études font appel aux observateurs afin de reconstituer la vitesse. Les auteurs de [69] ont présenté une méthode qui permet de générer la vitesse ainsi que le couple de charge appliqué à la machine, et ce en réalisant un observateur de Luenberger. Les auteurs de [70] et [71] ont, quant à eux, validé le fonctionnement sans capteur de vitesse par une association entre les observateurs MRAS-Luenberger.

Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse à la réalisation des modes de fonctionnement suivant :

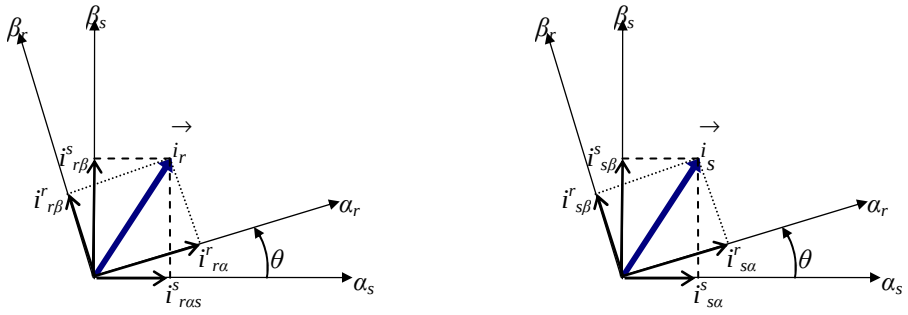
- *fonctionnement sans capteur* : dans ce cas, le capteur est enlevé de la chaîne de retour de la commande. Le fonctionnement en boucle fermée est alors assuré par l'implantation d'un estimateur ou d'un observateur
- *fonctionnement en supervision* : dans ce cas, la mesure venant du capteur est utilisée dans la commande, et ce tant que le capteur en question et la chaîne d'acquisition qui lui est associée ne sont pas défaillants. Un algorithme de Détection et d'Isolation d'un éventuel défaut ainsi qu'un algorithme de reconfiguration sont introduits afin d'assurer la continuité de service de notre système en cas de présence d'un défaut.

Ainsi, nous présenterons une méthode de reconstitution par simple estimation de la vitesse et de la position du rotor de la machine. Cette méthode est intéressante vu qu'elle est performante et nous évite le calcul lourd dans le cas des observateurs. D'un autre côté, elle présente l'avantage d'assurer une bonne estimation de la vitesse, même lors d'un fonctionnement à basse vitesse.

4.2. ALGORITHME DE RECONSTITUTION DE LA POSITION DU ROTOR DE LA MACHINE

L'algorithme de reconstitution de la position du rotor de la MADA peut être développé de deux façons différentes, selon le vecteur de courant considéré. Cette flexibilité constitue un atout majeur de la MADA. En effet, la machine Asynchrone à Double Alimentation présente plus de degrés de liberté qu'une machine classique. Les grandeurs rotoriques et statoriques sont les deux accessibles à la fois.

La figure 4.1 montre les différentes composantes des deux vecteurs de courant statorique et rotorique dans les deux repères $\alpha_s\beta_s$ et $\alpha_r\beta_r$.



(a) (b)

Figure 4. 1. Les différentes composantes des vecteurs courant (a) : rotorique ; (b) : statorique dans els repères $\alpha_s\beta_s$ et $\alpha_r\beta_r$.

Le but de la méthode que nous présentons est d'exprimer les quatre composantes du vecteur courant avec lequel nous choisissons de travailler dans les deux repères : l'un lié au stator $\alpha_s\beta_s$ et l'autre lié au rotor $\alpha_r\beta_r$ .Ceci permet de définir une relation entre eux permettant la génération de la position θ du rotor de la machine [72].

4.2.1. Reconstitution avec le vecteur courant statorique

Les composantes du vecteur courant statorique dans le repère lié au stator $\alpha_s\beta_s$ ainsi que les composantes du vecteur courant rotorique dans le repère lié au rotor $\alpha_r\beta_r$ s'expriment par l'application respective de la simple transformée de coordonnées 123-à-$\alpha_s\beta_s$ et 123-à-$\alpha_r\beta_r$. Les

composantes dans le repère $\alpha_r\beta_r$ du vecteur courant statorique s'expriment, quant à elles, de deux manières différentes :

- En considérant les équations de liaison exprimant les composantes du flux rotorique aux différents courants statoriques et rotoriques, nous aurons :

$$\begin{cases} i_{s\alpha}^{r} = \dfrac{\hat{\Phi}_{r\alpha}^{r} - L_r.i_{r\alpha}^{r}}{M_{sr}} \\ i_{s\beta}^{r} = \dfrac{\hat{\Phi}_{r\beta}^{r} - L_r.i_{r\beta}^{r}}{M_{sr}} \end{cases} \quad (4.\ 1)$$

Les composantes des flux se calculent en intégrant les tensions rotoriques comme indiqué par (4.2)

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{r\alpha}^{r} = \int \left(v_{r\alpha}^{r} - R_r.i_{r\alpha}^{r} \right) dt \\ \hat{\Phi}_{r\beta}^{r} = \int \left(v_{r\beta}^{r} - R_r.i_{r\beta}^{r} \right) dt \end{cases} \quad (4.\ 2)$$

- En appliquant une rotation aux composantes dans le repère lié au stator, on obtient :

$$\begin{cases} i_{s\alpha}^{r} = i_{s\alpha}^{s}.\cos(\theta) + i_{s\beta}^{s}.\sin(\theta) \\ i_{s\beta}^{r} = i_{s\beta}^{s}.\cos(\theta) - i_{s\alpha}^{s}.\sin(\theta) \end{cases} \quad (4.\ 3)$$

A partir de (4.2) et (4.3), nous aboutissons à l'expression de la position θ du rotor de la MADA détaillée en (4.4).

$$\hat{\theta} = \tan^{-1}\left(\frac{i_{s\beta}^{s}.i_{s\alpha}^{r} - i_{s\beta}^{r}.i_{s\alpha}^{s}}{i_{s\alpha}^{s}.i_{s\alpha}^{r} + i_{s\beta}^{r}.i_{s\beta}^{s}} \right) \quad (4.\ 4)$$

4.2.2. Reconstitution avec le vecteur courant rotorique

Dans ce cas, nous considérons les différentes composantes du vecteur courant rotorique pour calculer l'angle θ. Les expressions obtenues pour les composantes du vecteur courant rotorique dans le repère lié au stator $\alpha_s\beta_s$ en fonction des flux.

$$\begin{cases} i_{r\alpha}^{s} = \dfrac{\hat{\Phi}_{s\alpha}^{s} - L_s.i_{s\alpha}^{s}}{M_{sr}} \\ i_{r\beta}^{s} = \dfrac{\hat{\Phi}_{s\beta}^{s} - L_s.i_{s\beta}^{s}}{M_{sr}} \end{cases} \quad (4.\ 5)$$

Les flux sont calculés antérieurement selon (4.6).

$$\begin{cases} \hat{\Phi}^s_{s\alpha} = \int \left(v^s_{s\alpha} - R_s . i^s_{s\alpha} \right) dt \\ \hat{\Phi}^s_{s\beta} = \int \left(v^s_{s\beta} - R_r . i^s_{s\beta} \right) dt \end{cases} \quad (4.6)$$

Ces composantes peuvent s'obtenir aussi en appliquant une rotation d'un angle θ des composantes $\alpha_r\beta_r$ du vecteur. Nous obtenons alors l'expression de l'angle θ exprimée en fonction des différentes composantes du vecteur courant rotorique comme suit

$$\hat{\theta} = \tan^{-1}\left(\frac{i^s_{r\beta} . i^r_{r\alpha} - i^r_{r\beta} . i^s_{r\alpha}}{i^s_{r\alpha} . i^r_{r\alpha} + i^r_{r\beta} . i^s_{r\beta}} \right) \quad (4.7)$$

Il est à remarquer que les flux sont estimés en intégrant les tensions. Il est à noter aussi que la bonne estimation de la position du rotor dépend de la bonne estimation des flux statoriques ou rotoriques selon l'algorithme choisi.

Comme il a été démontré dans le chapitre précédent, l'utilisation de l'intégrale pure est souvent source d'erreur. Nous avons aussi démontré l'efficacité d'usage de l'intégrale modifié. Nous choisissons alors d'estimer ici aussi les flux statoriques et rotoriques par le biais de cet intégrale modifié.

Une fois le problème d'estimation des composantes du flux statorique résolu, nous pouvons alors nous consacrer à la reconstitution de la vitesse et de la position du rotor de la MADA.

Le choix du vecteur courant avec lequel nous voulons travailler dépend des orientations considérées lors du développement de la commande. Dans notre cas, nous choisirons le calcul de l'angle en fonction de l'expression (4.7).

4.3. ALGORITHME DE RECONSTITUTION DE LA VITESSE DE LA MADA

Le calcul de la position à partir de l'équation (4.7) nous permet de déterminer le *sinus* et le *cosinus* de cet angle reconstruit en fonction des courants (4.8).

$$\begin{cases} \sin\left(\hat{\theta}\right) = \dfrac{i^s_{r\beta} . i^r_{r\alpha} - i^r_{r\beta} . i^s_{r\alpha}}{\left(i^r_{r\alpha}\right)^2 + \left(i^r_{r\beta}\right)^2} \\ \cos\left(\hat{\theta}\right) = \dfrac{i^s_{r\alpha} . i^r_{r\alpha} + i^r_{r\beta} . i^s_{r\beta}}{\left(i^r_{r\alpha}\right)^2 + \left(i^r_{r\beta}\right)^2} \end{cases} \quad (4.8)$$

Après estimation de la position du rotor de la machine, il est possible d'en déduire par la suite la vitesse électrique de la MADA. Cette vitesse est calculée en se basant sur l'algorithme de l'ATO (Angle Tracking Observer).

En effet, ce type d'algorithme est généralement utilisé quand le système est muni d'un capteur de vitesse/position type résolveur. Ce dernier génère à sa sortie deux signaux haute fréquence modulés. La démodulation de ces signaux donne deux signaux sinusoïdaux alternatifs déphasés de $\pi/2$. Ils représentent $\sin(\theta)$ et $\cos(\theta)$ de l'angle capté par le résolveur.

Le calcul de l'angle ainsi que de la vitesse électrique de l'élément en mouvement sur lequel est installé le résolveur (machine) est donc obtenu à partir de ces $\sin(\theta)$ et $\cos(\theta)$ en appliquant généralement l'algorithme ATO. Le principe général de cette procédure est représenté dans la figure 4.2.

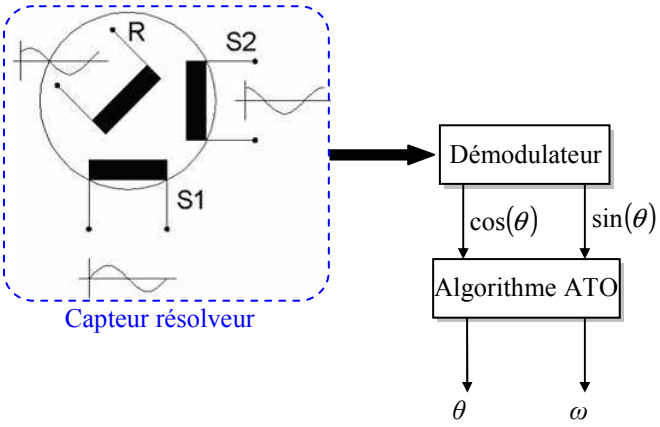


Figure 4. 2. Principe de calcul de la position en présence d'un capteur type résolveur.

A partir de ce raisonnement et étant donné que l'équation (4.8) nous permet de calculer deux signaux sinusoïdaux alternatifs, nous pouvons alors appliquer le principe représenté dans la figure 4.2 pour calculer la vitesse électrique de notre machine. La figure 4.3 illustre la méthodologie suivie.

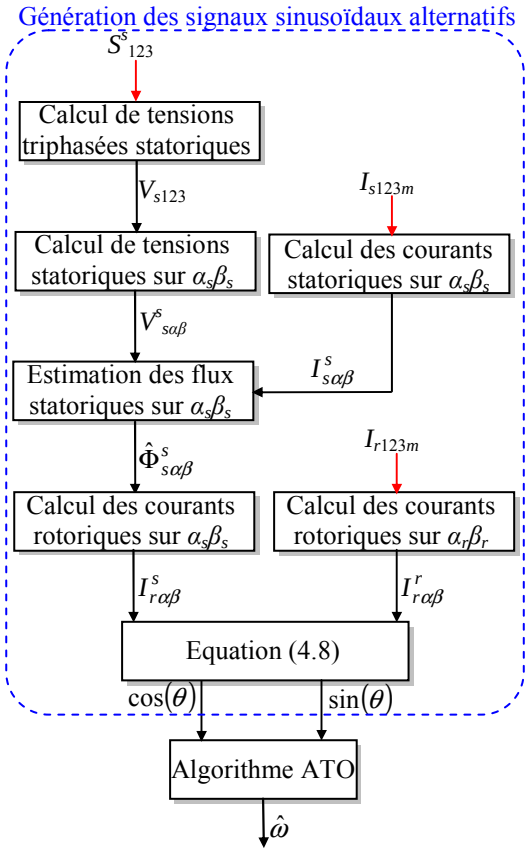


Figure 4. 3. La méthodologie suivie appliquant l'algorithme ATO.

Le principal avantage de l'algorithme ATO est qu'il permet de générer avec exactitude la vitesse de la machine tout en la lissant [73]. Cet algorithme est généralement utilisé pour générer la vitesse mesurée de la machine par un capteur de vitesse du type synchro-resolver [73] et [74]. Le principe de l'ATO est illustré par la figure 4.4.

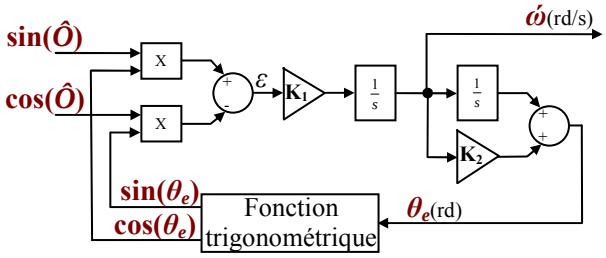


Figure 4. 4. Principe général de calcul de la vitesse utilisant l'algorithme de l'ATO.

L'erreur ε est obtenue selon l'équation (4.9).

$$\varepsilon = \sin\left(\hat{\theta}\right)\cos(\theta_e) - \sin(\theta_e).\cos\left(\hat{\theta}\right) \tag{4. 9}$$

En simplifiant l'équation précédente, l'erreur ε s'exprime ainsi :

$$\varepsilon = \sin\left(\hat{\theta} - \theta_e\right) \tag{4. 10}$$

Nous avons alors une erreur sous forme sinusoïdale. Or un signal sinusoïdal présente des zones de non linéarité. Il est alors nécessaire de linéariser cette erreur ou encore de définir des zones linéaires afin de pouvoir estimer correctement la vitesse de la machine.

Si l'on considère la zone linéaire du signal sinusoïdal représenté par la figure 4.5, lorsque $-\frac{\pi}{4} \le \hat{\theta} - \theta_e \le \frac{\pi}{4}$, le calcul de cette erreur se réduit au calcul de la différence entre les deux angles, soit l'expression d'erreur donnée par la relation suivante :

$$\varepsilon \cong \left(\hat{\theta} - \theta_e\right) \tag{4. 11}$$

Cette linéarisation permet d'obtenir des équations linéaires à partir desquelles un calcul des coefficients de l'algorithme ATO est possible.

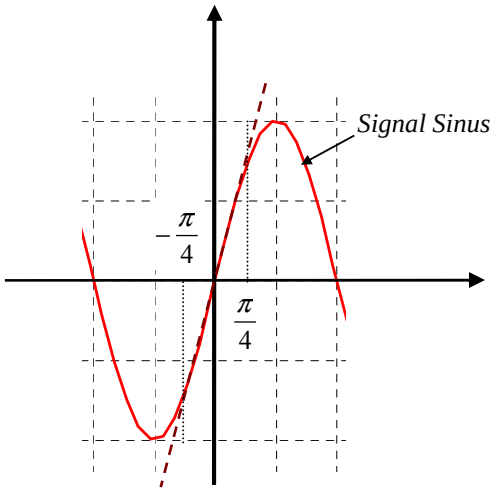


Figure 4. 5. Zone de linéarité du signal sinusoïdal.

On obtient ainsi l'algorithme de l'ATO simplifié comme le montre la figure 4.6.

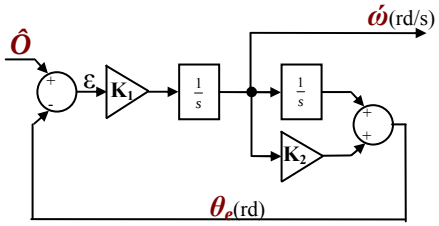


Figure 4. 6. Principe de calcul de la vitesse utilisant l'algorithme de l'ATO après simplification.

Avec les simplifications apportées à l'algorithme de l'ATO, la fonction de transfert devient

$$FT(s) = \frac{K_1(1 + K_2.s)}{s^2 + K_1.K_2.s + K_1} \tag{4. 12}$$

Les coefficients K_1 et K_2 sont obtenus en identifiant le dénominateur de l'équation (4.12) au dénominateur standard d'un système de second ordre (4.13).

$$FS(s) = \frac{1}{s^2 + 2.\varsigma.\omega_n.s + \omega_n^2} \tag{4. 13}$$

Ces coefficients permettent de régler la dynamique de la fonction ATO. Ces derniers sont obtenus par identification comme indiqué par le système (4.14).

$$\begin{cases} K_1 = \omega_n^2 \\ K_2 = \dfrac{2\varsigma}{\omega_n} \end{cases} \tag{4. 14}$$

ω_n et ς sont la pulsation propre et le coefficient d'amortissement de la fonction ATO. Leurs valeurs sont fixées en se basant sur les abaques du système de second ordre représentés dans l'annexe A.

Après développement des algorithmes, l'étape suivante consiste à valider leur bon fonctionnement.

Une première vérification du bon fonctionnement de la méthode est réalisée en introduisant l'estimateur de position et de vitesse en parallèle avec la commande et en comparant ses sorties avec la mesure. La commande continue à être calculée à partir des grandeurs mesurées. Nous appellerons ce fonctionnement par fonctionnement en Boucle Ouverte (BO) de l'estimateur.

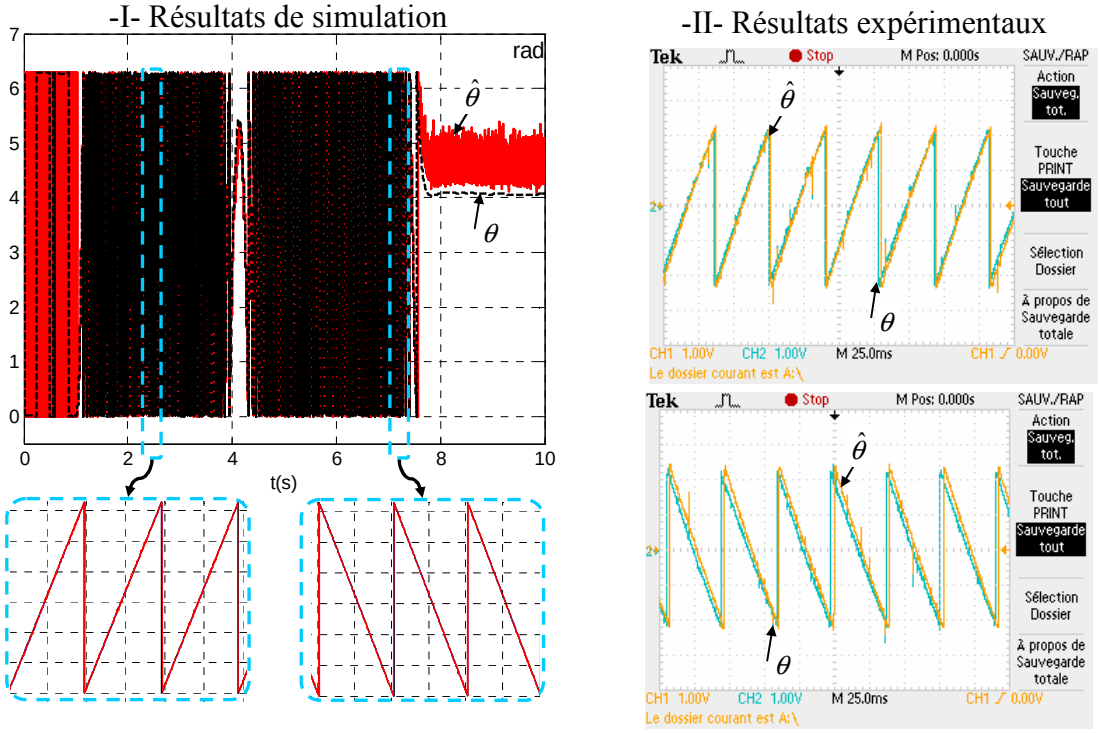


Figure 4. 7. Fonctionnement en BO de l'estimateur : allures des positions estimée et mesurée.

Les figures 4.7 et 4.8 présentent les résultats trouvés en simulation et en expérimental.

Il est à remarquer que les grandeurs estimées et les grandeurs mesurées sont quasiment superposées. Concernant, les résultats récupérés en expérimentation, nous notons qu'ils ont sensiblement les mêmes allures que ceux recueillis en simulation.

Ces résultats prouvent le bon fonctionnement de la méthode adoptée pour la reconstitution de la position.

Dans ce qui suit nous présenterons les deux solutions proposées pour remédier aux pannes des capteurs de vitesse/position. Nous commencerons par valider la première solution qui consiste à remplacer le capteur physique par un capteur numérique. La deuxième solution consiste à fonctionner en mode supervision afin d'augmenter la disponibilité de notre système et d'assurer ainsi sa continuité de son service.

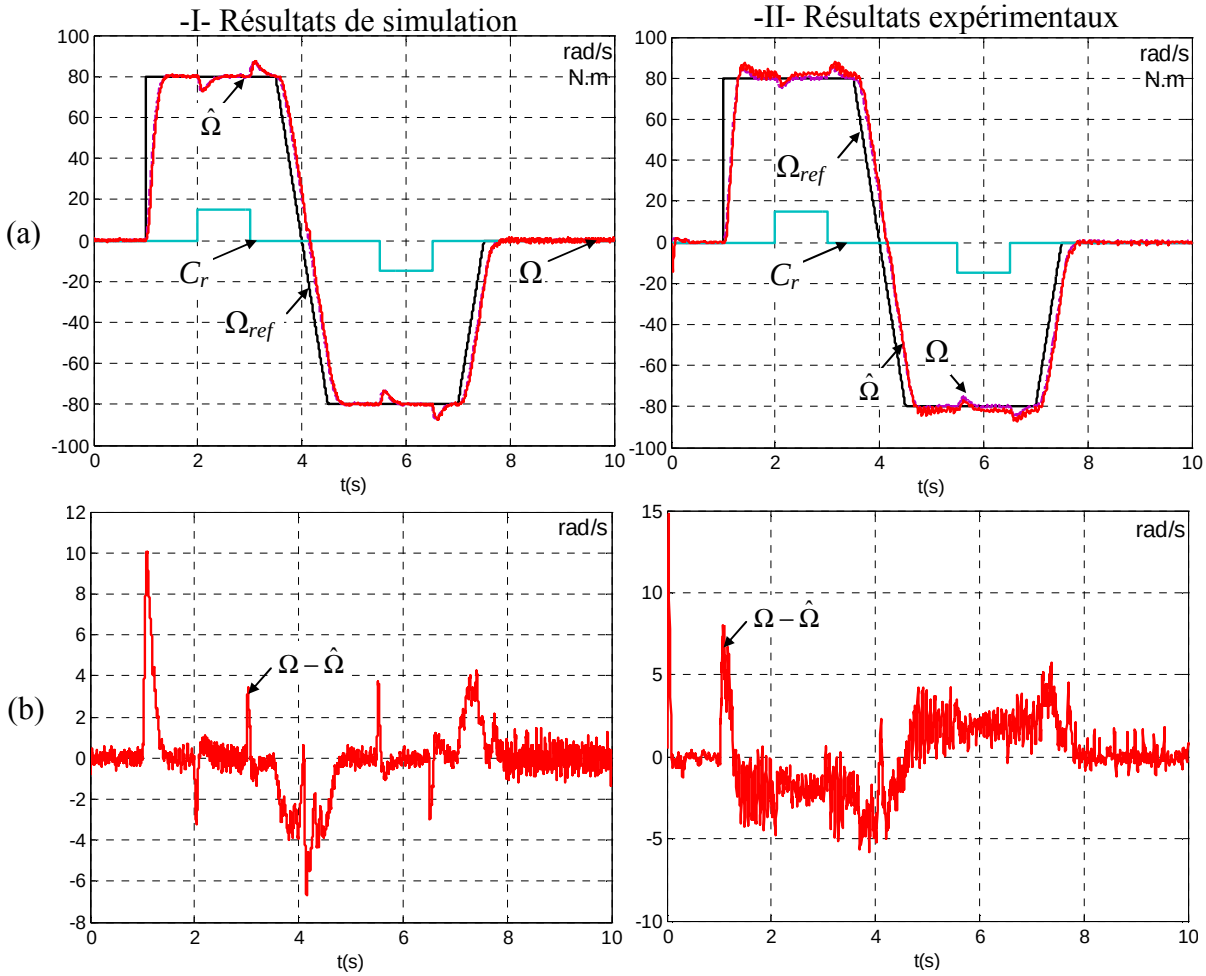


Figure 4. 8. Fonctionnement en BO de l'estimateur
(a) : allures des vitesses estimée et mesurée et (b) : l'erreur entre vitesses estimée et mesurée.

4.4. FONCTIONNEMENT SANS CAPTEUR DE VITESSE/POSITION

Comme il a été mentionné précédemment, dans ce qui suit, nous allons tester le fonctionnement de l'estimateur développé en l'introduisant dans la boucle de la commande. Nous proposons alors deux modes de fonctionnement :

- Fonctionnement sans capteur de vitesse (figure 4.9a) : le capteur est remplacé par l'estimateur qui jouera le rôle d'un capteur numérique. Nous appellerons le fonctionnement sans capteur de vitesse par fonctionnement en Boucle Fermée (BF) de l'estimateur.
- Fonctionnement en supervision (figure 4.9b) : la sortie du capteur de vitesse/position est utilisée pour calculer la commande tant que le capteur n'est pas en défaut ; dès la perte d'informations à sa sortie, nous basculons sur la sortie de notre estimateur. L'estimateur est donc introduit dans la boucle de la commande et fonctionne en boucle fermée. La commande est, dans ce cas, tolérante aux défauts capteur de vitesse/position. Ainsi la continuité de service du système est assurée.

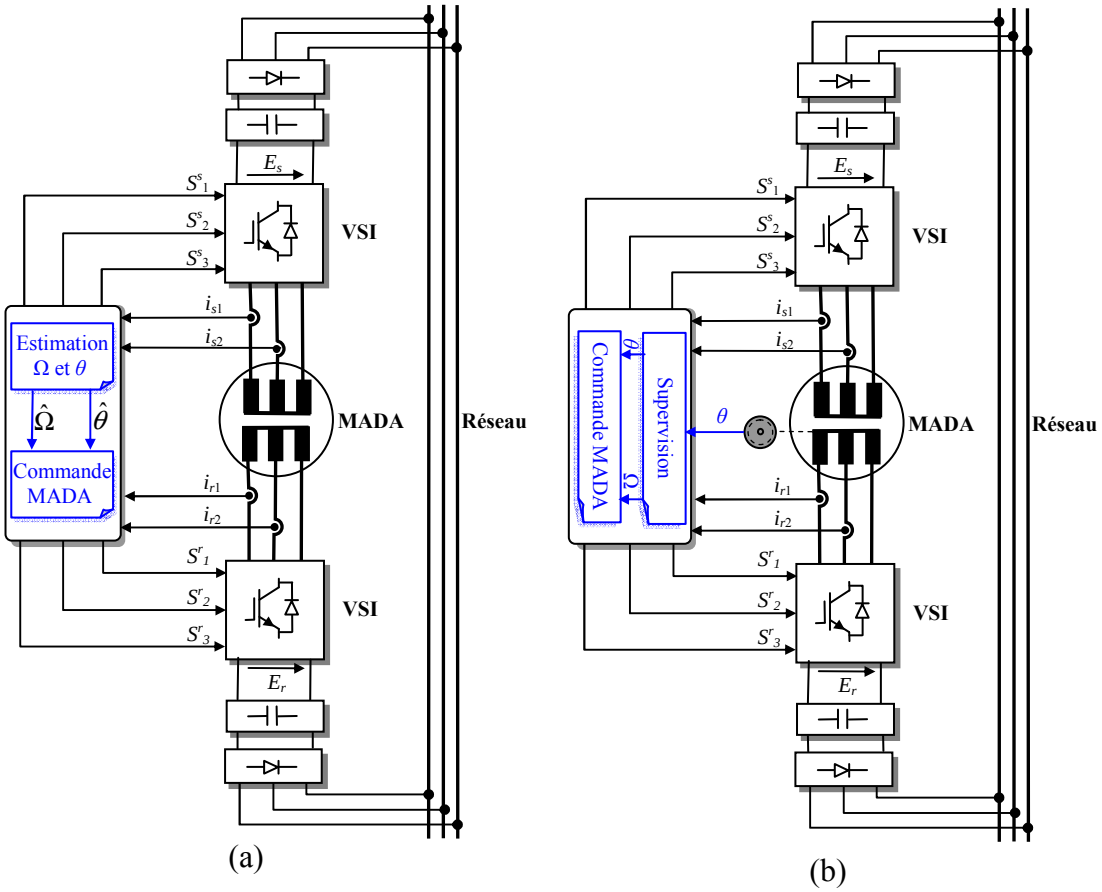


Figure 4. 9. Solutions proposées (a) : fonctionnement sans capteur de vitesse et (b) : fonctionnement en supervision.

Dans ce paragraphe nous allons valider le fonctionnement sans capteur de vitesse/position de notre commande. La validation du fonctionnement en supervision se fera dans le paragraphe suivant.

Le fonctionnement sans capteur de vitesse est communément connu sous le nom anglophone '*sensorless operation*'. Il s'agit d'enlever complètement le capteur de vitesse/position de l'installation électrique du système et de rajouter au niveau de la commande un algorithme permettant la reconstitution des grandeurs de sortie du capteur omis. Les entrées de la commande sont alors substituées par les sorties de l'estimateur en question (ou de l'observateur). On dit, alors, qu'on remplace le capteur physique par un capteur numérique. Cette alternative permet aux industriels de réduire le prix total d'installation des entraînements électriques, vu qu'on élimine les capteurs, tout en gardant les mêmes performances.

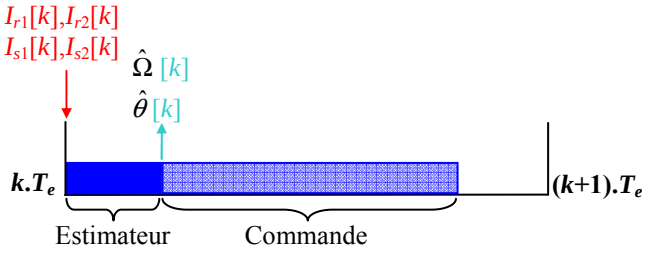


Figure 4. 10. Chronogramme quand le fonctionnement est sans capteur de vitesse/position.

L'algorithme d'estimation est mis en amont de la commande (voir figure 4.10). Cette constatation est importante vu que nous arrivons à effectuer les calculs d'estimation ainsi que les calculs de régulation dans la commande entre deux périodes d'échantillonnage. L'autre avantage est que ceci nous permet de diminuer les contraintes quant à la consommation en ressources matérielles et temporelles du programme total lors de la validation expérimentale.

La validation du fonctionnement en BF de l'estimateur a été réalisée en deux temps. Nous avons, en premier lieu, testé ce fonctionnement en simulation en utilisant le logiciel *SABER*. Une fois cette étape validée, nous sommes passés à l'expérimentation.

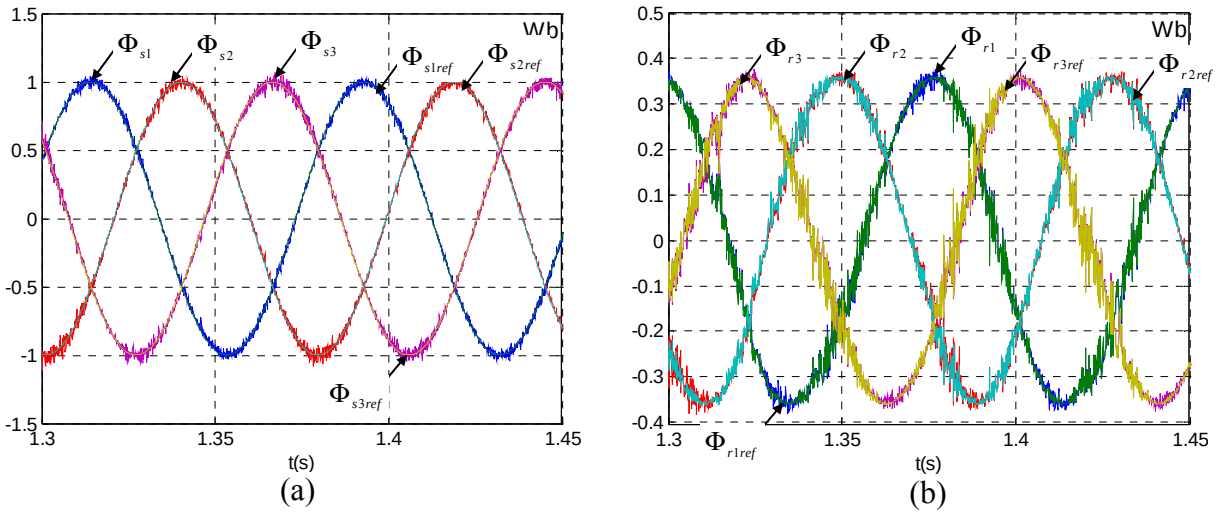


Figure 4. 11. Fonctionnement en BF de l'estimateur (a) : allure des flux statoriques triphasés de référence et leurs valeurs régulées et (b) : allure des flux rotoriques triphasés de référence et leurs valeurs régulées.

Vu que la commande que nous avons choisie pour valider notre travail est la CDC, et comme nous avons choisi de réguler les flux triphasés statoriques et rotoriques, on commencera par présenter les allures de ces flux quand l'estimateur fonctionne en BF.

La figure 4.11 montre l'évolution des flux statoriques et rotoriques triphasés trouvées en simulation. Nous remarquons, à travers cette figure, que les flux suivent bien leurs références. Ils présentent aussi des amplitudes et des périodes conformes au point de fonctionnement imposé à la machine. Ces résultats, ainsi que les résultats de simulations présentés dans la figure 4.12 montrent bien que la commande sans capteur de vitesse/position fonctionne correctement avec une reconstitution précise de la position.

Après validation par simulation, une validation expérimentale peut être alors effectuée. Pour réaliser les tests expérimentaux relatifs au système étudié, nous appliquons le même cycle de fonctionnement que celui imposé en simulation. Sur la figure 4.12, nous avons superposé les résultats trouvés en simulation avec ceux trouvés expérimentalement.

Il est à préciser que nous n'avons pas réellement enlevé le capteur de vitesse/position de l'installation, nous avons plutôt déconnecté sa sortie de la commande. Il nous servira de moyen de vérification pour voir si la MADA est entrain de tourner correctement à la vitesse estimée.

En analysant les résultats illustrés dans la figure 4.12, nous remarquons que les allures obtenues pour les résultats de simulation et ceux expérimentaux sont sensiblement similaires. La vitesse suit bien sa référence et est superposée à la vitesse réelle de la MADA.

Toutefois, le couple électromagnétique présente plus d'oscillations que quand le capteur de vitesse/position est installé. Néanmoins, ces résultats sont acceptables. Notre système tourne

tout en assurant une bonne régulation de la vitesse. Le bon fonctionnement de notre système sans capteur de vitesse/positon est ainsi validé.

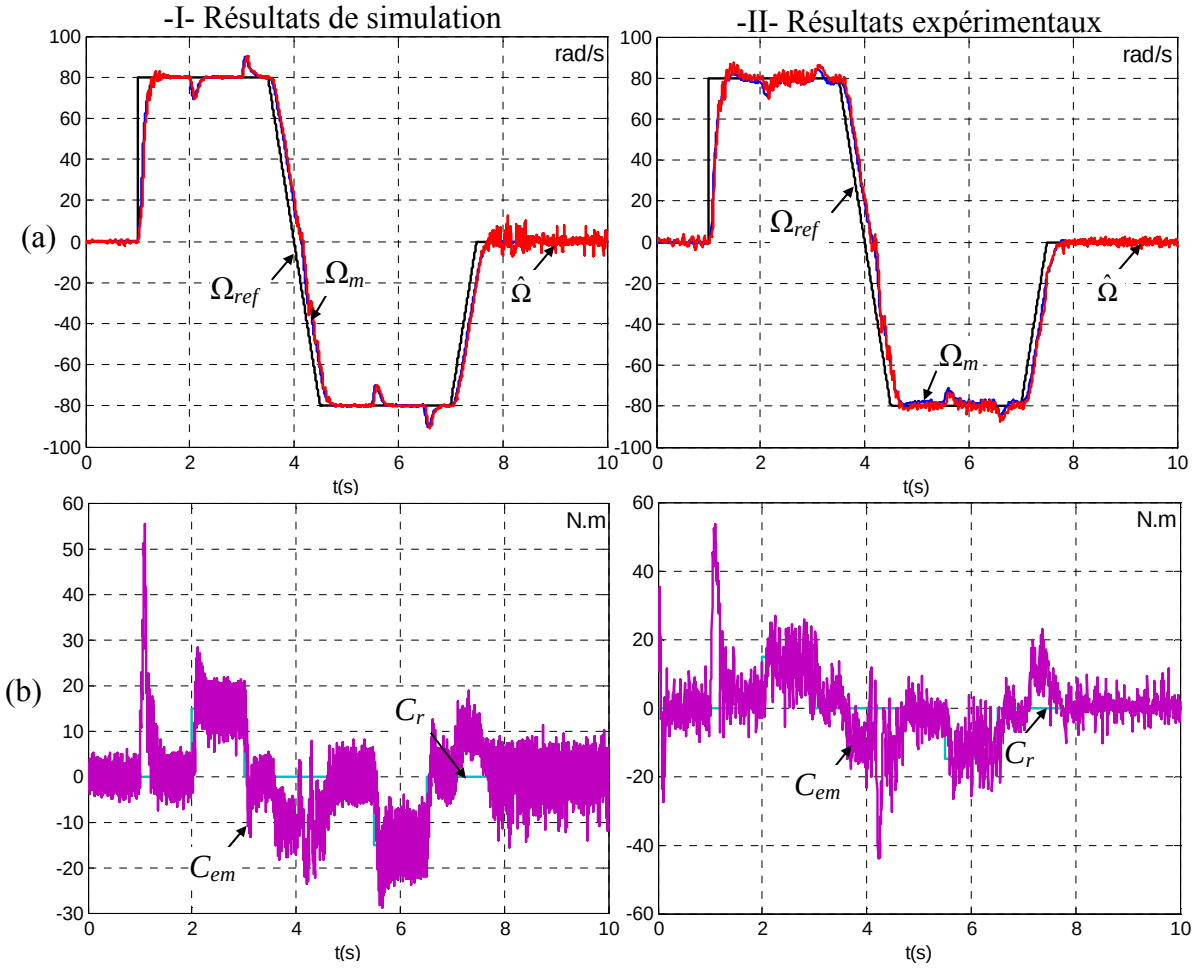


Figure 4. 12. Résultats obtenus par simulation et expérimentalement pour le fonctionnement en BF de l'estimateur
(a) : cycle de la vitesse et (b) : allure du couple électromagnétique.

La plupart des estimateurs et observateurs développés jusqu'à maintenant dans la littérature, présentent un point faible. Ils ne peuvent pas fonctionner à très basse vitesse. L'observateur MRAS, par exemple, a été largement développé et a été utilisé pour le fonctionnement sans capteurs de vitesse/position. Toutefois, ce dernier présente des performances faibles à basse vitesse [75].

Rares sont les travaux de recherche qui valident donc le fonctionnement sans capteur de vitesse/position de la commande à des vitesses inférieures à la moitié de la vitesse nominale. Les principales raisons pour lesquelles un fonctionnement sans capteur de vitesse/position présente de mauvaises performances à très basse vitesse sont

- les tensions utilisées pour estimer les flux ont des valeurs pas forcément correctes
- les courants présentent des distorsions
- la commande est plus sensible aux variations paramétriques

J. Holtz présente dans son article [76] une méthode pour détourner tous les problèmes cités ci-dessus. Il présente alors un algorithme permettant le fonctionnement sans capteur de

vitesse/position d'une MAS à très basse vitesse. Il est réalisable en développant un modèle non linéaire du convertisseur et aussi en procédant à un calcul des paramètres de la machine. Cette méthode est intéressante mais plus difficile à mettre en œuvre.

Nous tentons alors, dans le cadre de ce travail, de valider ce mode de fonctionnement à très basse vitesse.

Des simulations suivies de tests expérimentaux sont réalisés, dans ce cas. Pour bien comparer les résultats obtenus en simulation avec ceux obtenus en expérimental, nous tenons comme, à chaque fois, à appliquer le même cycle de fonctionnement aussi bien à la simulation qu'à l'expérimentation. Pour ce faire, nous appliquons une référence de vitesse sous forme d'escalier. Nous commençons par une référence très faible de valeur 5*rad/s*. Nous augmentons progressivement cette valeur de référence jusqu'à atteindre à la fin du cycle imposé une vitesse égale à 80*rad/s*.

Le cycle de fonctionnement imposé est représenté par la figure 4.13. Le changement de référence se fait en appliquant, à chaque fois, un échelon. Nous choisissons de fonctionner à couple résistant nul pendant tout le cycle de fonctionnement imposé par la vitesse.

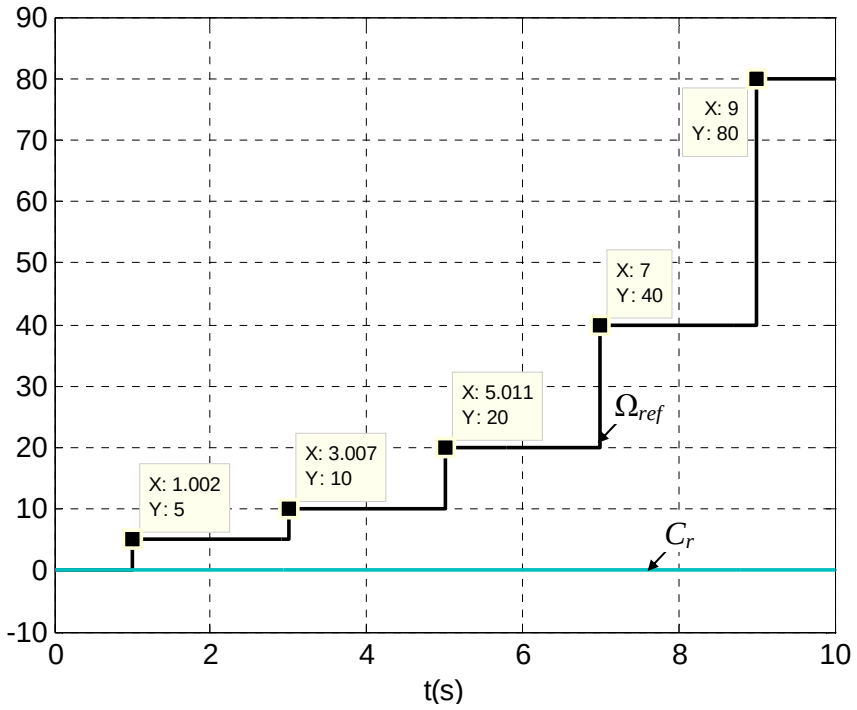


Figure 4. 13. Cycle de fonctionnement et couple imposé à la machine pour validation à basse vitesse de la commande sans capteur de vitesse/position.

La figure 4.14 illustre les résultats trouvés. Cette figure montre l'allure de la vitesse avec laquelle la commande est calculée ainsi que le comportement du couple électromagnétique dans la machine. Elle montre aussi la vitesse réelle recueillie à la sortie du capteur vitesse/position.

Bien qu'à très basse vitesse (5*rad/s*), la vitesse arrive à suivre sa référence correctement. Le couple électromagnétique continue à être nul, et ce pendant toute la durée du test. La vitesse continue à suivre même pendant l'application des échelons lors des changements de la valeur

de référence de la vitesse. La régulation de vitesse est donc assurée même pour un fonctionnement à basse vitesse.

Lors des tests expérimentaux, les mêmes performances que celles de la simulation sont obtenues. Les algorithmes de reconstitution de la vitesse et de la position que nous avons développé permettent alors à la MADA de descendre très bas au niveau de la vitesse sans que le système ne se déstabilise.

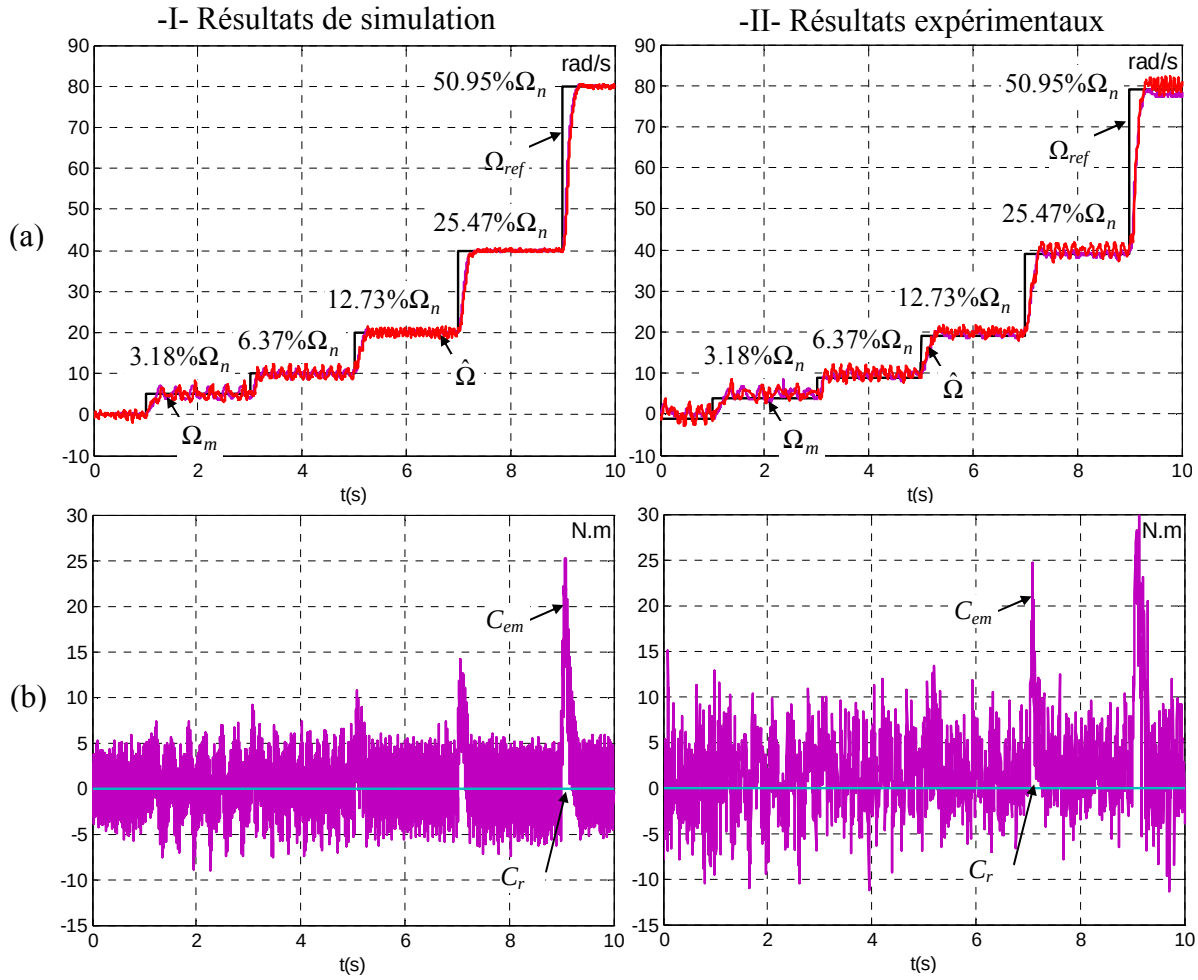


Figure 4. 14. Validation du fonctionnement sans capteur de vitesse du système à basse vitesse
(a) : allure de la vitesse pour différentes valeurs, (b) : allure du couple électromagnétique dans la MADA.

Il est important de noter que les premiers tests réalisés pour valider ce point de fonctionnement n'étaient pas concluants. En effet, au départ, nous n'étions pas encore rendu compte de l'erreur que l'estimation des flux en utilisant une intégration pure pouvait induire. La vitesse se mettait alors à osciller fortement et avait une tendance à diverger. Le fonctionnement à basse vitesse n'a pu être validé qu'en remplaçant le calcul des flux par intégration classique par l'intégrateur modifié.

4.5. FONCTIONNEMENT EN SUPERVISION

Dans ce paragraphe, nous allons nous intéresser au fonctionnement en supervision. En effet, dans plusieurs applications industrielles, notamment dans les applications où la sécurité humaine est en jeu, le capteur de vitesse/position doit être toujours présent. Cependant, une

apparition d'une panne au niveau de ce capteur, et donc la mise hors service du système électrique n'est pas envisageable. Nous avons alors pensé à mettre en œuvre un dispositif permettant la détection et l'isolation d'un éventuel défaut de capteur, suite auquel nous pouvons reconfigurer la commande et la rendre ainsi tolérante aux défauts. Nous utilisons ainsi la redondance analytique afin de rendre notre commande tolérante aux défauts capteur de vitesse/position.

Pour ce faire, nous allons nous baser sur le fait que le capteur de vitesse/position qui équipe la maquette est un codeur incrémental.

Deux méthodes, permettant la détection d'un éventuel défaut capteur de vitesse/position, sont alors présentées. La première méthode consiste à traiter les signaux binaires de sortie du codeur incrémental et identifier ainsi la présence éventuelle d'un défaut. La deuxième méthode, quant à elle, suppose que la détection d'un éventuel défaut ne peut se faire qu'à l'entrée de la commande.

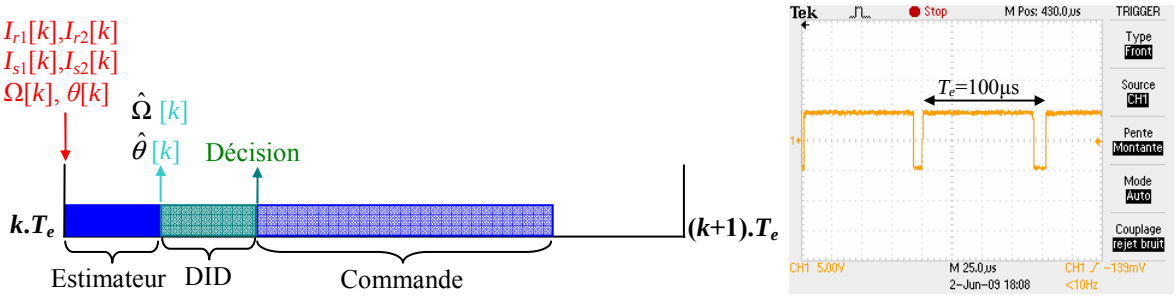


Figure 4. 15. Chronogramme quand le fonctionnement est en mode supervision.

Dans les deux cas, les opérations de calcul associées à l'algorithme de reconstitution de la vitesse et de la position ainsi que l'algorithme de DID sont effectuées en amont de la commande. Comme le montre la figure 4.15, tous les calculs sont effectués entre deux périodes d'échantillonnage. La prise de décision sur la reconfiguration ou non de la commande est faite avant même le commencement de calcul de la commande. Par conséquent, la commande est insensible aux fautes et ses sorties ne sont jamais tachées par un éventuel défaut de capteur, et ce vu qu'à tout instant les entrées de la commande sont correctes (estimées s'il y a défaut ou mesurées si aucun défaut n'est détecté).

4.5.1. Détection du défaut juste à la sortie du codeur incrémental

A la sortie du codeur incrémental, nous recueillons principalement trois signaux binaires. Ces signaux sont représentés sur la figure 4.16. Le sens de rotation de la machine dépend du déphasage entre les fronts montants des signaux A et B.

En effet, si le signal A est en avance de 90° (électrique) sur le signal B, alors la machine tourne dans un sens. Si, au contraire, le signal B est en avance de 90° sur le signal A alors la machine tourne dans l'autre sens. Généralement, le premier cas de figure est pris comme sens positif arbitraire de la machine. Le signal Z connu encore sous le nom de '*Top Zéro*' est un signal de même période que les signaux A et B. Il permet la détermination d'une position initiale à chaque tour. Un changement du sens de rotation se fait comme le montre la figure 4.17.

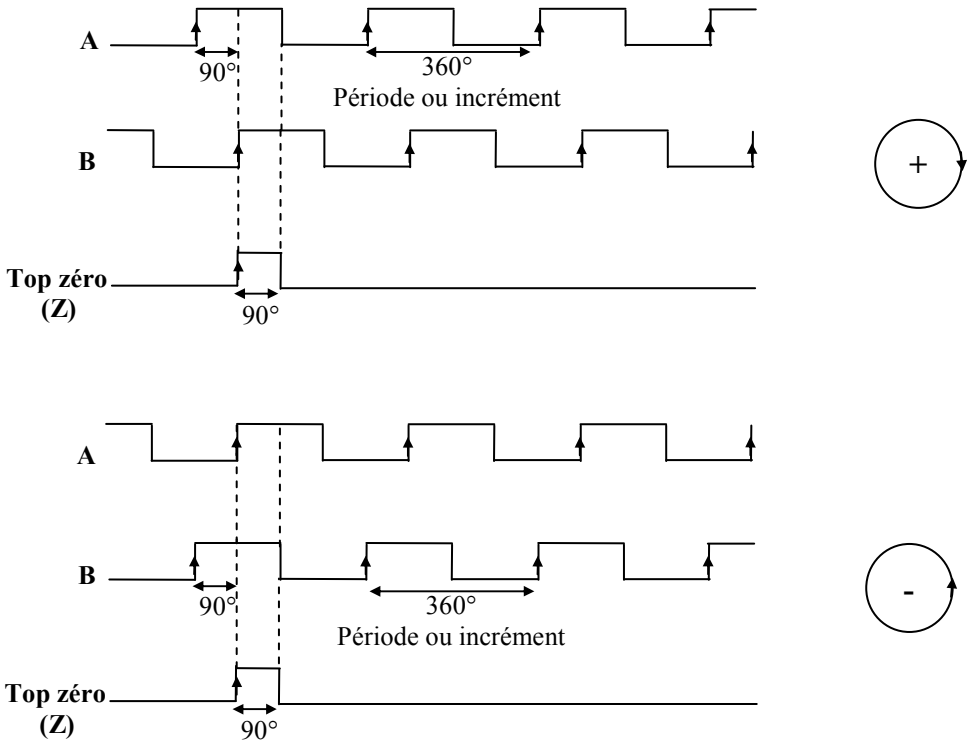


Figure 4. 16. Les signaux recueillis à la sortie du codeur incrémental en fonction du sens de rotation de la machine.

Ainsi, le codeur incrémental tourne dans un sens si pendant le front montant de A, le signal B est à zéro. Il tourne dans l'autre sens si pendant le front montant de A, le signal B est à un.

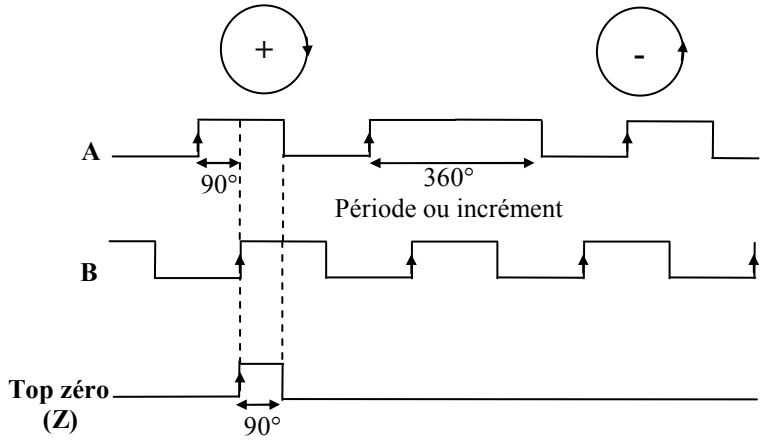


Figure 4. 17. Comportement des signaux de sortie A et B du codeur incrémental lors d'un changement de rotation.

A partir de la figure 4.17, nous constatons que si le signal **A** reste à un plus de 360° (électrique) alors il y a un problème. En se basant sur cette constatation, cherchons à trouver une solution qui nous permettrait de détecter un éventuel défaut. Nous proposons de calculer alors $R = A \oplus B$. Le signal ainsi trouvé admet une période égale à la demi-période (180° électrique) du signal A comme le montre la figure 4.18. Le changement de sens de rotation se manifeste par le fait que le signal R reste 180° à zéro. Nous pouvons alors conclure que le

codeur incrémental fonctionne correctement si le signal R reste au plus 180° à zéro. En d'autres termes, si la différence temporelle entre un front montant et un front descendant successifs du signal R est supérieure à 180° alors nous sommes en présence d'un défaut.

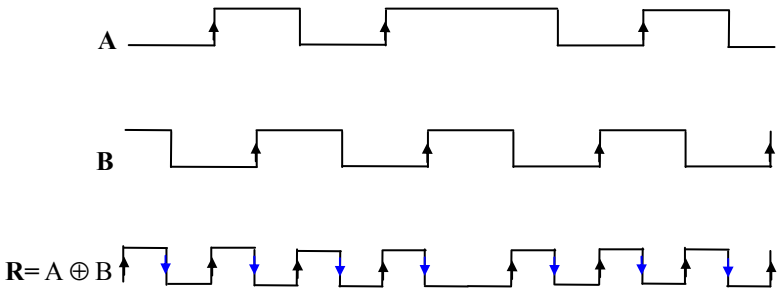


Figure 4. 18. Allure du signal R généré à partir des signaux A et B.

Cette méthode est très facile à mettre en œuvre et aussi intéressante, vu que l'action que nous allons mener est bien en amont de la commande. Cette dernière sera, par conséquent, insensible à un éventuel défaut vu que ce dernier sera traité avant même le commencement de tout calcul.

4.5.2. Détection du défaut juste à l'entrée de la commande

Comme il a été précisé auparavant, un défaut capteur de vitesse/position se manifeste par une perte totale de l'information. Ceci est dû généralement aux vibrations auxquelles le capteur est soumis, ce qui induit dans la plupart des cas au dessoudage de l'un des fils qui véhiculent l'information. A l'instant de l'apparition d'un éventuel défaut est donc simulé par une sortie nulle du capteur.

Dans ce paragraphe, nous allons détecter et isoler un défaut de ce genre. La disponibilité de notre système se voit alors augmentée et sa continuité de service est assurée. Afin de rendre notre commande tolérante aux défauts liés au capteur de vitesse/position, nous faisons appel à la redondance analytique.

En effet, dans le cas du fonctionnement en mode supervision, nous sommes munis de deux types de capteurs : le capteur physique qui nous délivre les grandeurs mesurées et le capteur analytique (estimateur) qui permet de reconstituer ces mêmes valeurs. Le but est de détecter un éventuel défaut, et ce en comparant les grandeurs mesurées aux grandeurs estimées. En cas de défaut, un signal communément appelé '*marqueur*' passe de l'état '0' à l'état '1' et le reste tant que le capteur n'a pas été révisé ou changé. En fonction de l'état de ce marqueur, une décision de reconfiguration ou non de la commande est prise.

Le chronogramme de la procédure suivie pour la mise en place du fonctionnement en mode supervision est représenté sur la figure 4.19. Il est à noter que même si la détection du défaut se fait juste à l'entrée de la commande, cette dernière reste toujours insensible au défaut. Les calculs ne sont jamais effectués avec des valeurs erronées.

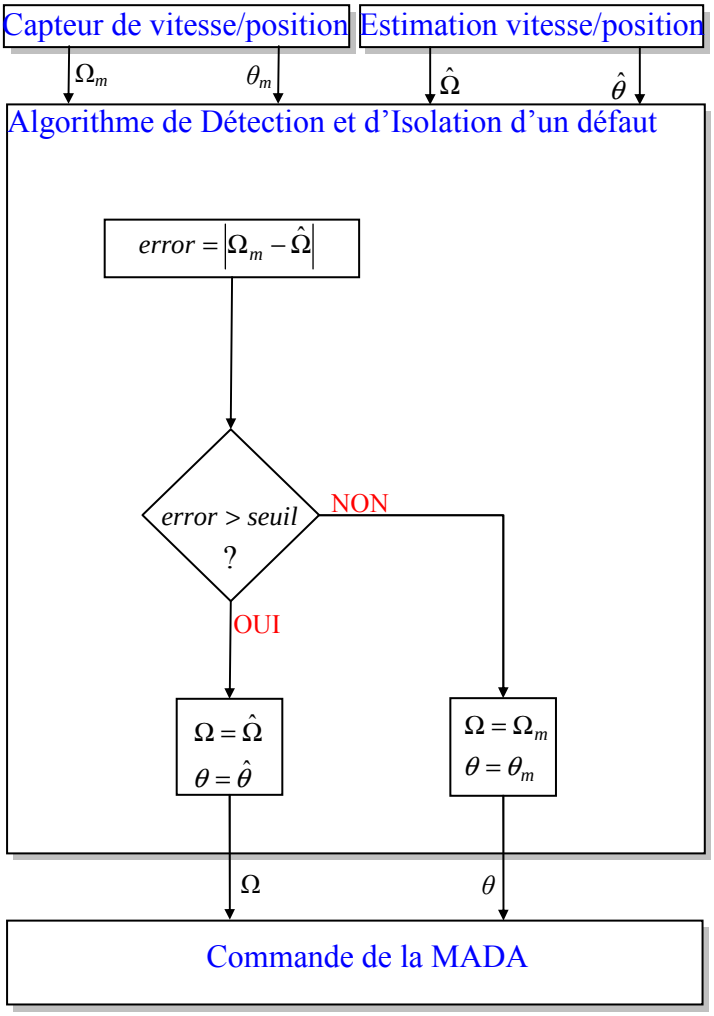


Figure 4. 19. Chronogramme relatif au fonctionnement en supervision.

La validation de cette procédure a été réalisée aussi bien en simulation sur le logiciel SABER qu'en expérimental. Afin de bien montrer le bon fonctionnement des algorithmes que nous avons développé, nous avons appliqué des défauts dans différentes zones de fonctionnement de la MADA : fonctionnement à vide, en charge, inversion du sens de rotation,…Comme algorithme DID, nous avons choisi de tester l'algorithme qui permet la détection juste à l'entrée de la commande.

4.5.2.1. Application du défaut lors du fonctionnement à vide de la MADA

Dans ce cas, le défaut est appliqué quand la MADA tourne à vide à vitesse positive et négative. Le défaut apparaît aux instants $t = 1.5s$ pour la vitesse positive et $t = 5.0s$ pour la vitesse négative. Ces défauts sont appliqués quand la machine atteint son régime permanent.

Sur la figure 4.20, nous avons mis ensemble les courbes trouvées en simulation et en expérimental. Cette figure montre que le comportement de la vitesse et celui du couple électromagnétique de la machine sont identiques, que ce soit avant ou après le défaut. Le défaut est correctement détecté et la commande est reconfigurée à l'instant même de l'apparition du défaut.

C'est ce qui fait que cette dernière est insensible au défaut. Le système commandé garde les performances d'avant le défaut.

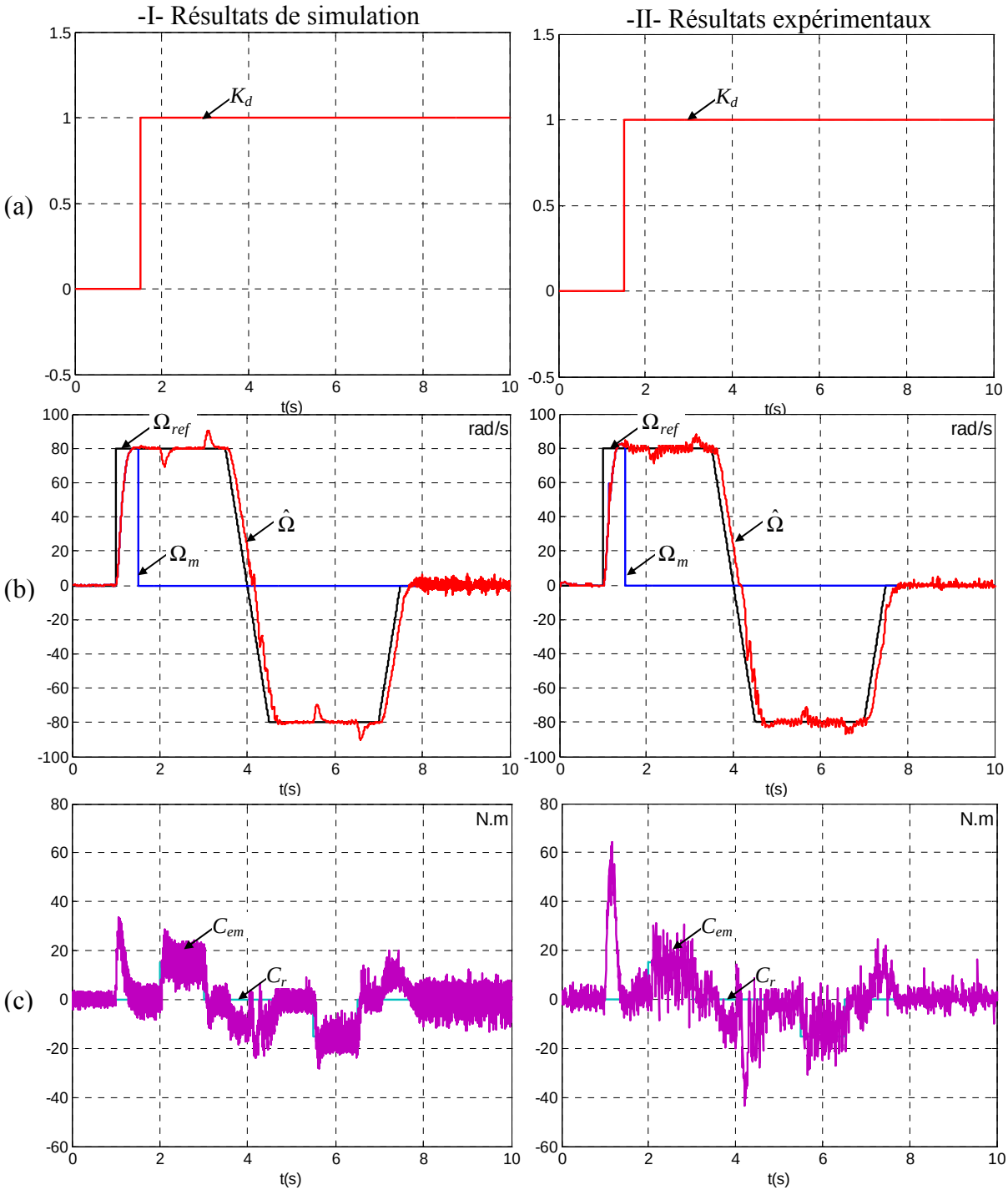


Figure 4. 20. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =1.5s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut.

D'une manière similaire, sur la figure 4.21, nous montrons les résultats trouvés en simulation et en expérimental avant et après application du défaut. Il est à noter que les performances avec lesquelles notre système tournait avant application du défaut sont retrouvées après reconfiguration. La vitesse reste bien régulée. Les résultats expérimentaux illustrent bien le bon fonctionnement des algorithmes de détection, d'isolation et de reconfiguration d'un défaut. Ceci valide la fonctionnalité de l'approche adoptée.

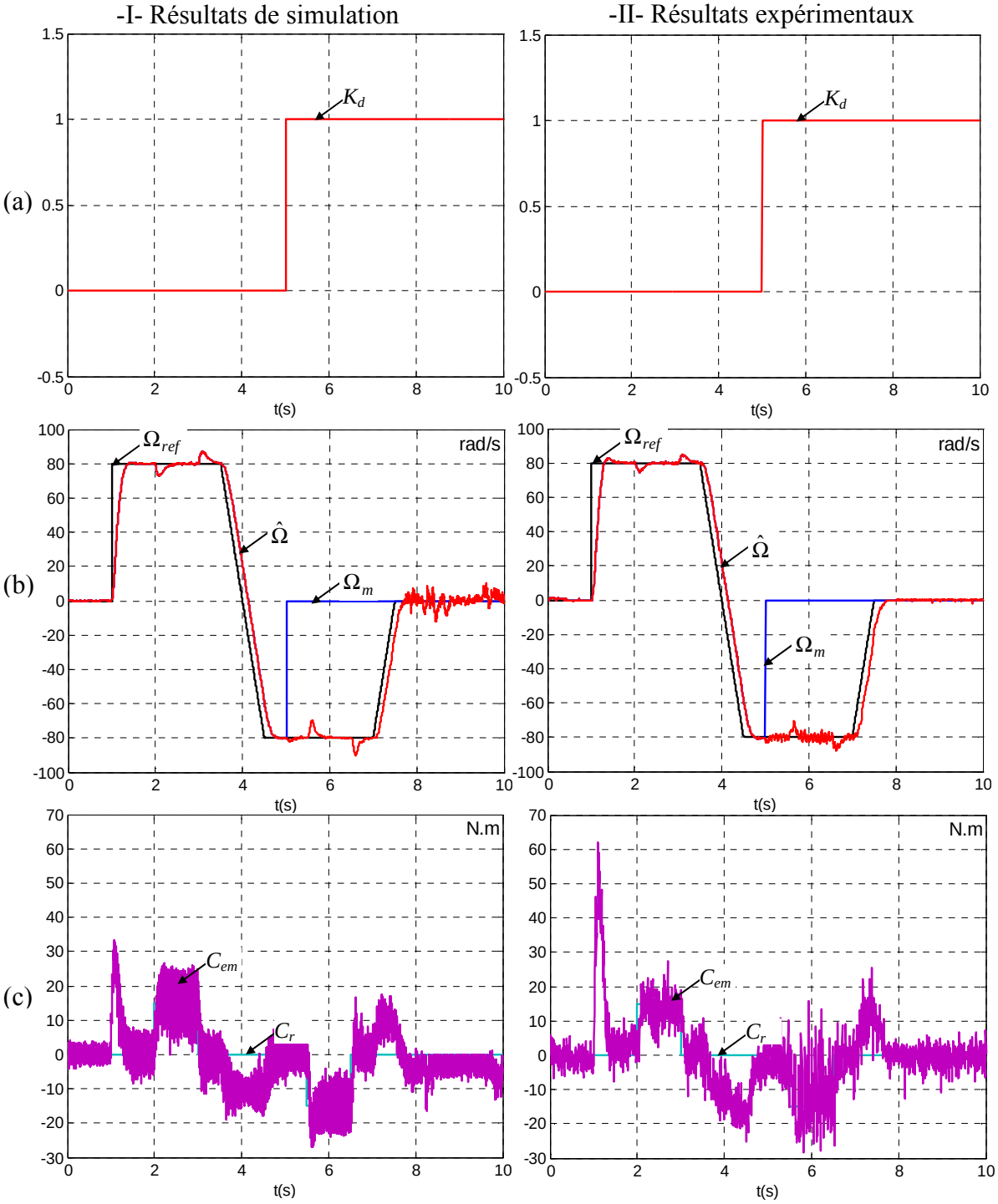


Figure 4. 21. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =5.0s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut.

4.5.2.2. Application du défaut lors du fonctionnement en charge de la MADA

Dans ce paragraphe, nous simulons l'apparition d'un défaut après application de la charge. Le défaut est appliqué en régime permanent, c-à-d après que notre système se stabilise. Dans ce cas nous simulons le défaut en deux temps : à $t = 2.5s$ la charge est appliquée quand la MADA tourne à vitesse positive et à $t = 6.0s$ la charge est appliquée quand la MADA tourne à vitesse négative. Les résultats trouvés sont illustrés par les figures 4.22 et 4.23.

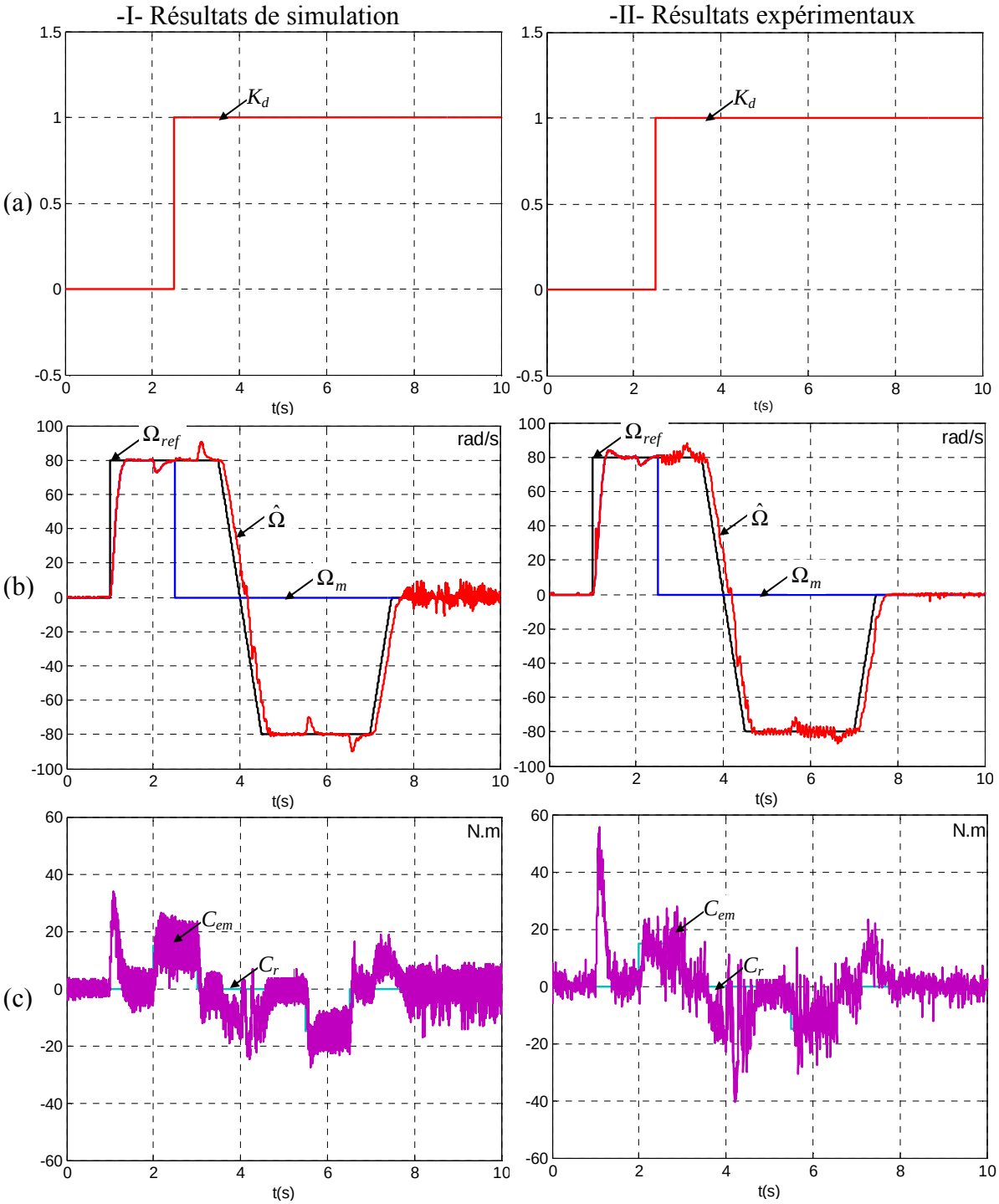


Figure 4. 22. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =2.5s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut.

Les courbes présentées montrent bien le bon fonctionnement de la MADA même après application du défaut. La vitesse continue à être bien régulée et le couple électromagnétique présente une allure acceptable.

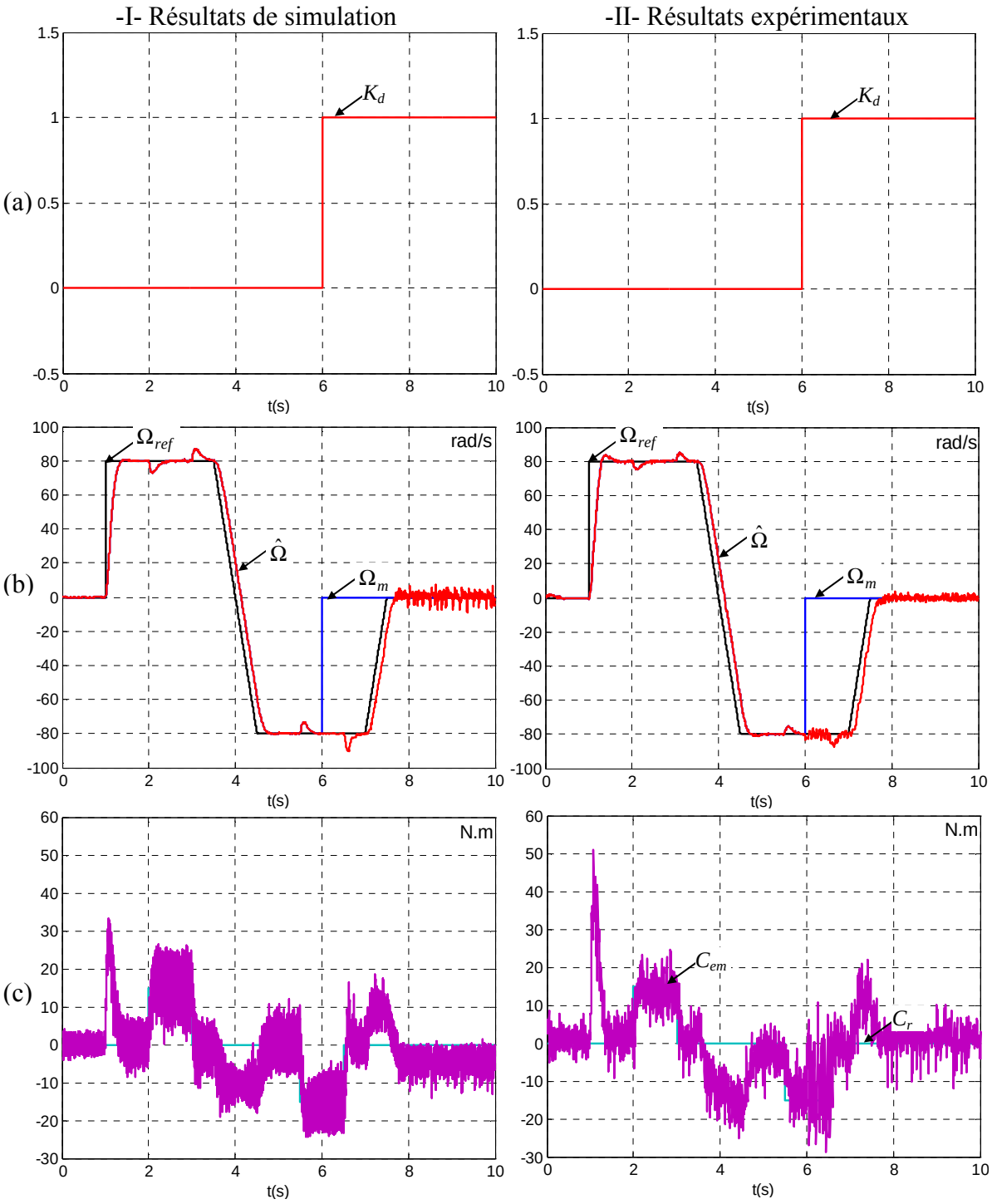


Figure 4. 23. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =6.0s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut.

4.5.2.3. Application du défaut lors du changement du sens de rotation de la MADA

Dans cet essai, nous avons tenté de simuler un défaut en régime transitoire lors du changement du sens de rotation de la machine. Pour ce faire, nous avons appliqué un défaut à $t = 3.7s$ quand la vitesse de la machine passe d'une valeur positive à une valeur négative. Aussi, le défaut a été appliqué à $t = 7.2s$ quand la vitesse de la machine passe d'une valeur négative à une valeur nulle.

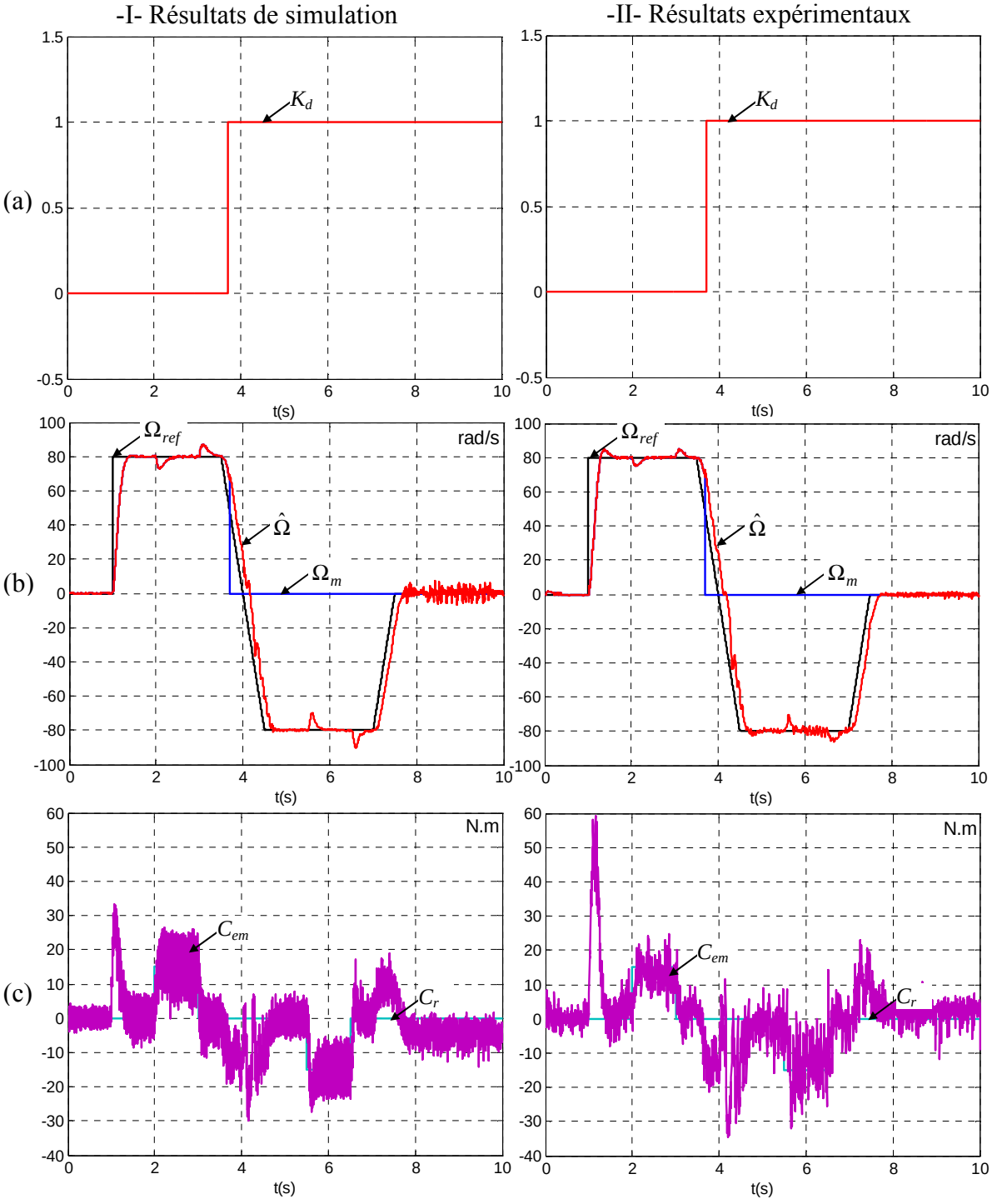


Figure 4. 24. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =3.7s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut.

Les résultats trouvés sont présentés sur les figures 4.24 et 4.25. Les courbes montrent le comportement du marqueur qui permet la prise de décision de reconfiguration de la commande en cas de défaut, ainsi que la vitesse et le couple électromagnétique dans la MADA.

Bien que le défaut soit appliqué en régime transitoire, le système continue à fonctionner avec les mêmes performances qu'avant l'apparition du défaut. Il est à noter aussi que les courbes trouvées en simulation sont retrouvées en expérimental.

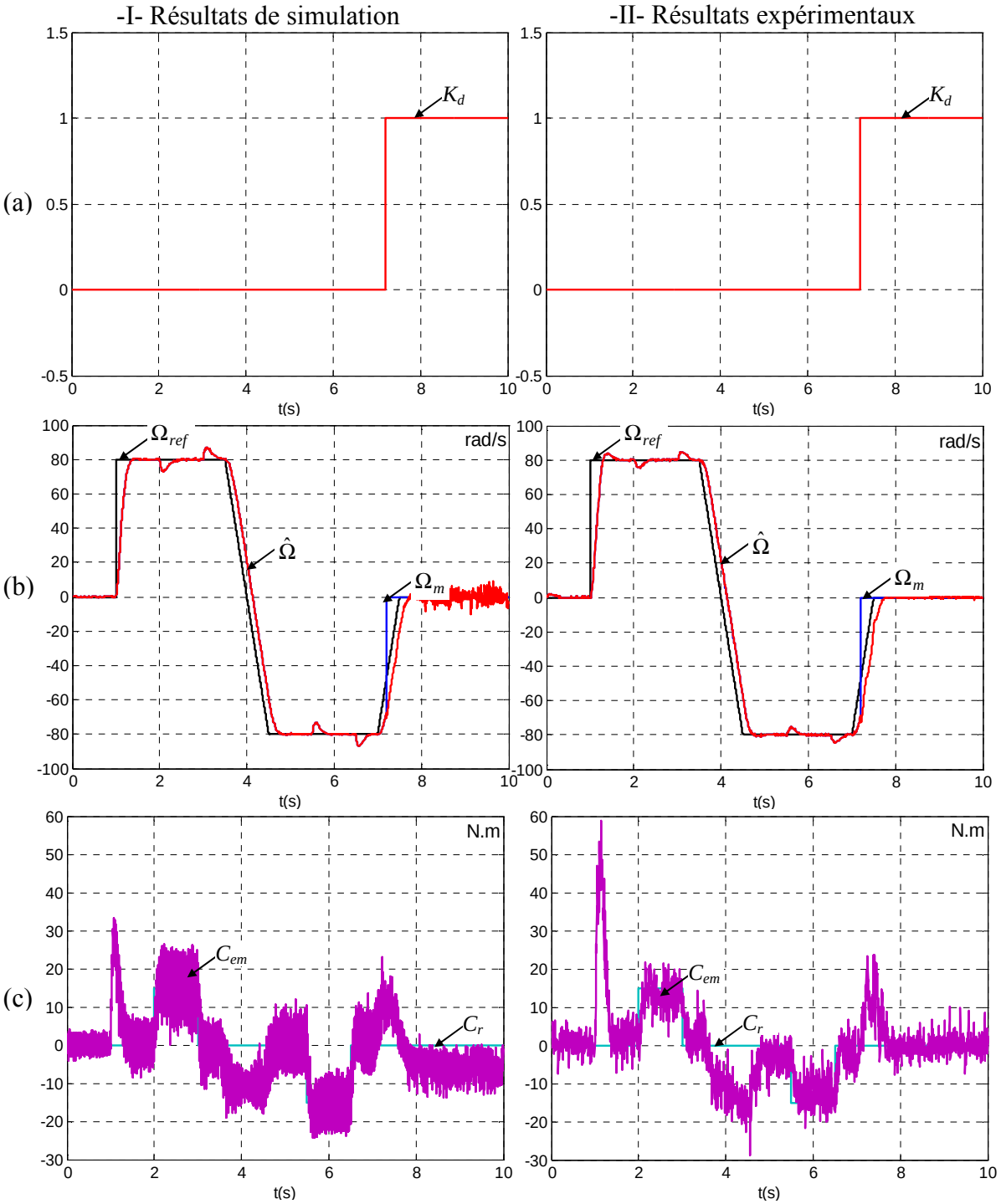


Figure 4. 25. Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant t =7.2s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut.

Tous ces tests valident le fonctionnement en mode supervision. A chaque instant, un défaut capteur de vitesse/position est détectable à l'instant même de son apparition. Cette rapidité de détection permet une reconfiguration à temps ; ce qui fait que la commande est insensible aux défauts. Les algorithmes de reconfiguration utilisés ont prouvé leur efficacité pour différents points de fonctionnement aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent.

Les résultats expérimentaux trouvés tout le long des tests réalisés sont sensiblement les mêmes que ceux trouvés en simulation. Ceci est obtenu grâce à l'utilisation du logiciel de simulation SABER qui nous a permis de réaliser une modélisation assez fine de notre système d'études.

4.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé deux solutions distinctes qui permettent d'augmenter la fiabilité de notre système d'études. Ceci est réalisé en assurant sa continuité de service même lors d'un défaut de capteur vitesse/position. Ceci répond aux exigences de fiabilité et de performances demandées par les industriels.

La première alternative est d'enlever complètement le capteur et de le remplacer par un algorithme reconstituant la position du rotor de la machine ainsi que sa vitesse. Nous remplaçons alors un capteur physique par un capteur numérique. Cette solution trouve particulièrement son intérêt pour les applications MADA à fort coût de maintenance telles que les éoliennes offshores.

La deuxième solution consiste à faire dérouler en parallèle avec la commande un algorithme permettant la détection, l'isolation d'un éventuel défaut et par la suite la reconfiguration de la commande. Les valeurs estimées de la vitesse et de la position ne sont utilisées que si on est en présence d'un défaut. Nous réalisons alors une redondance analytique qui permet de rendre la commande tolérante aux défauts capteurs de vitesse/position. Cette solution est retenue surtout dans les applications industrielles où la sécurité consiste un critère primordial.

Nous avons pu prouver le bon fonctionnement de ces algorithmes ainsi que de l'estimation aussi bien par simulation qu'expérimentalement.

Conclusion Générale et Perspectives

Ce manuscrit présente une étude intitulée '**Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs**'.

L'objectif de ce travail était d'améliorer la disponibilité des entraînements électriques à vitesse variable, et ce en développant des algorithmes rendant les commandes tolérantes aux défauts. Le système considéré pour mener cette étude est un système basé sur une machine à double alimentation fonctionnant en mode moteur. La configuration suivie est telle que le stator et le rotor sont liés au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs. Le système étudié inclut quatre capteurs de courants alternatifs : deux côté stator et deux côté rotor et aussi un capteur mécanique. L'utilisation de ces capteurs offre plusieurs avantages tels que la redondance matérielle et la redondance analytique. Ceci permet de détecter rapidement les défauts d'un capteur et de remplacer la mesure défaillante. Les défauts capteurs considérés sont ceux liés aux capteurs de courants et au capteur de vitesse/position. Ces travaux de thèse ont été réalisés pour répondre aux exigences croissantes des industriels quant à la continuité de service des systèmes électriques.

Dans un premier temps, un premier chapitre a traité les points suivants :

- La structure générale des commandes couramment utilisées et celle développée dans le cadre de ce travail. Cette approche démontre que toutes les commandes surtout celles en boucle fermée sont fortement tributaires des grandeurs mesurées.
- Les technologies qui sont les plus répandues pour les capteurs de courants alternatifs et pour les capteurs de vitesse/position.
- Le système d'étude choisi. Il s'agit d'un système composé par une machine à double alimentation MADA alimentée à partir d'un réseau triphasé par deux ensembles distincts de convertisseurs. Cette machine fonctionne en mode moteur. Une présentation succincte de la MADA ainsi que de la structure et de ses avantages a été faite

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté :

- la commande directe en couple développée tout en précisant le nombre de capteurs que l'on doit installer pour ce type de commande
- le logiciel de simulation *SABER* que nous avons utilisé ainsi que les résultats de simulation comme première validation de la commande. Le concept de validation par simulation est intéressant vu que la modélisation du système entier (partie puissance, partie commande) est fine et la programmation de la commande discrète est faite avec l'esprit de sa réalisation en temps réel en langage *C*.

- la maquette sur laquelle les travaux de recherche développés dans cette thèse ont été validés. Les différents éléments constituant cette maquette sont alors présentés ainsi que leurs différentes caractéristiques. Ceci a été suivi par la présentation des résultats expérimentaux obtenus pour valider le fonctionnement de la commande non linéaire. Il est à noter que les résultats trouvés se rapprochent de façon satisfaisante de la simulation. La modélisation du système dans l'environnement *SABER* est fine et émule les conditions réelles de tests expérimentaux.
- l'effet d'un défaut capteur de vitesse/position ou de courant. Il a été démontré dans cette partie qu'un défaut d'un capteur, quel qu'il soit, déstabilise le fonctionnement du système et introduit des oscillations fortes au niveau des grandeurs électriques et mécaniques de la machine. Il engendre ainsi la divergence des grandeurs contrôlées. Une mise hors service du système s'impose alors, ce qui est contraire aux volontés prononcées par les industriels.

Ensuite, le troisième chapitre présente la méthode proposée pour s'affranchir d'un éventuel défaut de capteur courant. L'intérêt de cette étude a été mis en évidence après analyse des résultats de l'étude de sensibilité réalisée vis-à-vis des capteurs de courant installés. Il a été démontré que la commande non linéaire sur laquelle l'étude a été validée est sensible, plus ou moins de la même manière, à tous les capteurs de courant installés. Le degré de sensibilité dépend du point de fonctionnement de la machine. Ensuite, les algorithmes développés pour assurer la continuité de service lors d'un éventuel défaut de capteur de courant ont été présentés et validés pour différents points de fonctionnement. Le but atteint était celui de rendre la commande insensible aux défauts en détectant, en isolant le défaut apparu et en reconfigurant la commande par la suite. L'importance de ces algorithmes est qu'ils sont simples à développer et donc tout le traitement se déroule en un temps inférieur à la période d'échantillonnage de la commande. Ainsi, la commande devient insensible au défaut vu que les grandeurs qu'elle traite sont toujours correctes. Ces grandeurs sont soit captées par les capteurs, soit reconstituées si ceux là sont en défaut. La solution proposée s'avère donc simple et efficace au même temps.

Le quatrième chapitre est consacré aux défauts liés au capteur mécanique. Le type de défaut qui survient le plus pour ces capteurs est la perte totale de l'information. Ceci est dû aux contraintes auxquelles ils sont soumis telles que les vibrations, les problèmes de Compatibilité Electromagnétique (CEM), l'environnement du travail ou encore l'usure. Deux solutions ont été, alors, présentées :

- fonctionnement sans capteur mécanique : le capteur physique a été remplacé par un capteur redondant analytique qui permet de reconstruire le plus fidèlement possible les sorties du capteur. Cette méthode a été validée aussi bien par simulation qu'expérimentalement. Le point fort de ce travail réside dans le fait qu'avec ce capteur indirect, le fonctionnement à très basse vitesse a été validé également. Cet avantage est lié à la MADA vu que tout est mesurable
- fonctionnement en supervision : si la désinstallation du capteur mécanique n'est pas souhaitée de la part des industriels, une méthode assurant la continuité de service du système dans le cas de présence d'un défaut capteur a été validée. Cette solution a été vérifiée quelque soit le point de fonctionnement de la machine, aussi bien pour un défaut qui apparaît en régime permanent qu'en régime transitoire. Ceci constitue le point marquant de ce mode de fonctionnement proposé. La démarche d'assurer la continuité de service dans le cas d'un défaut du capteur mécanique a été testée sur la maquette expérimentale. Les résultats expérimentaux recueillis prouvent l'efficacité et le bon fonctionnement de la solution proposée.

En perspective de cette étude, d'autres points pourraient être envisagées pour mettre en exergue certains aspects théoriques.

Une première étude serait de valider expérimentalement les méthodes et solutions proposées pour des commandes linéaires et de les comparer avec celle qui vient d'être testée. Cette perspective pourrait généraliser la validité de ce qui a été proposé, surtout que les premiers résultats de simulation réalisés jusqu'ici sont prometteurs. De plus, il serait intéressant de voir si ce type d'algorithmes reste valable pour les systèmes équipés par une machine asynchrone à cage, ou encore une machine synchrone (à rotor bobiné ou à aimants permanents) vu que dans ce cas les degrés de liberté sont considérablement réduits.

Ensuite, pour enlever complètement les capteurs de courants, une étude de reconstitution des courants triphasés en fonction du courant du bus continu pourrait être réalisée. Cette alternative réduirait considérablement le nombre des capteurs utilisés réduisant, ainsi, à néant l'inconvénient de la MADA par rapport à la MAS concernant le nombre de capteurs déployés pour développer une commande quelconque.

En plus, la configuration utilisée présente une redondance matérielle vue la présence de deux convertisseurs. Cette redondance pourrait s'avérer intéressante surtout pour des applications nécessitant un haut niveau de fiabilité. Elle pourrait conduire par exemple à une étude permettant la continuité de service dans le cas d'un défaut au niveau d'un bras d'onduleur. En effet, la MADA peut se convertir en machine asynchrone à cage, et ce, en court-circuitant soit le rotor soit le stator. En cas de défaillance d'un onduleur, le système avec la MADA connectée au réseau par deux convertisseurs peut continuer à fonctionner en court-circuitant les enroulements connectés à l'onduleur défaillant. Le fonctionnement obtenu serait, certes, en mode dégradé, cependant, le système continuerait à fonctionner. Cette procédure pourrait être testée expérimentalement sur le même dispositif expérimental utilisé dans ce travail.

Enfin, il serait intéressant de réaliser une étude de faisabilité quant aux capacités de la MADA à atteindre des points de fonctionnement typiques comme arriver à tourner au double de la vitesse nominale sans démagnétiser. D'un autre côté, dimensionner en conséquence, le banc expérimental qui existe au laboratoire pour pouvoir tester les performances du système en ce point de fonctionnement.

ANNEXES

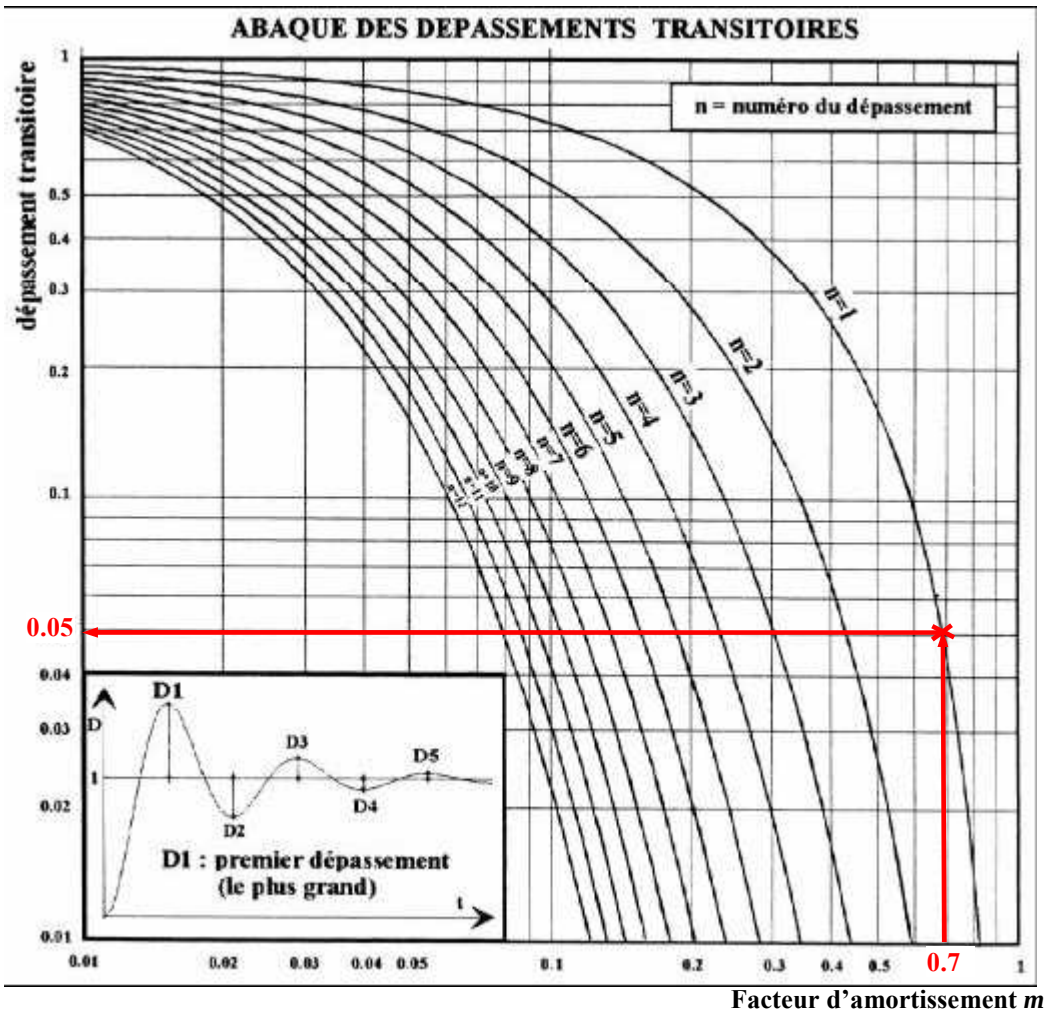
ANNEXE A

Les abaques d'un système de second ordre

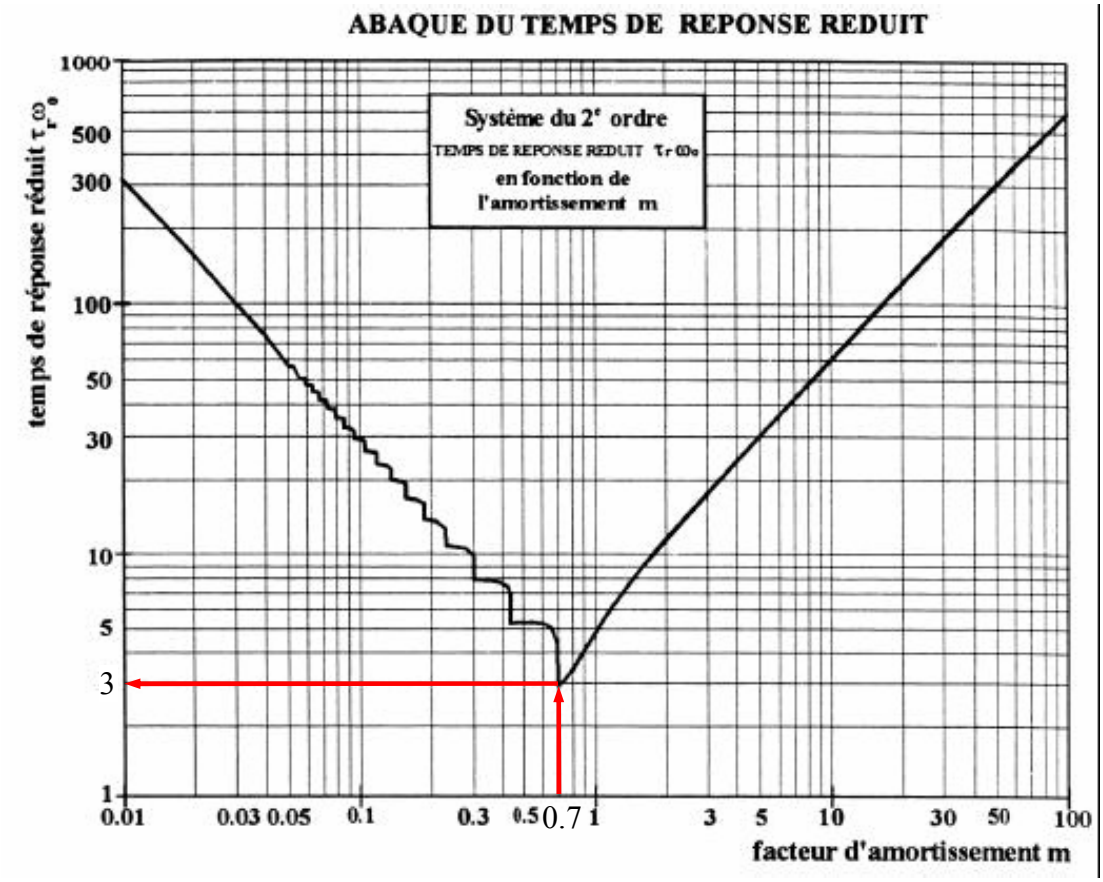
La fonction de transfert du système du second est représentée par l'expression suivante

$T(s)=\dfrac{1}{\dfrac{s^2}{\omega_0^2}+\dfrac{2.m}{\omega_0}.s+1}$ avec m : le coefficient d'amortissement et ω_0 : la pulsation

Les Abaques d'un dépassement transitoires d'un système de second ordre



L’Abaques du temps de réponse réduit d’un système de second ordre



ANNEXE B

Les paramètre de la Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisés en expérimentation et en simulation

Les paramètres de la MADA se trouvant sur le banc d'essai

Nombre de paires de pôles	p	2	-
Inductance cyclique statorique	L_s	0.163	H
Inductance cyclique rotorique	L_r	0.021	H
Inductance mutuelle	M_{sr}	0.055	H
Coefficient de dispersion	σ	0.116	-
Résistance statorique	R_s	1.417	Ω
Résistance rotorique	R_r	0.163	Ω
Couple des frottements secs	C_0	0.247	N.m
Coefficient des frottements fluides	f	0.0073	$N.m.rad^{-1}.s$
Inertie totale	J	0.066	$Kg.m^2$
Tension nominale de l'enroulement statorique	V_{sn}	230	V
Tension nominale de l'enroulement rotorique	V_{rn}	130	V
Courant nominal de l'enroulement statorique	I_{sn}	8.4	A
Courant nominal de l'enroulement rotorique	I_{rn}	19	A
Couple nominal	C_n	25	N.m

ANNEXE C

Datasheet d'un module à IGBT

MITSUBISHI <INTELLIGENT POWER MODULES>

PM75RSE120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

PM75RSE120



FEATURE

a) Adopting new 4th generation planar IGBT chip, which performance is improved by 1μm fine rule process.

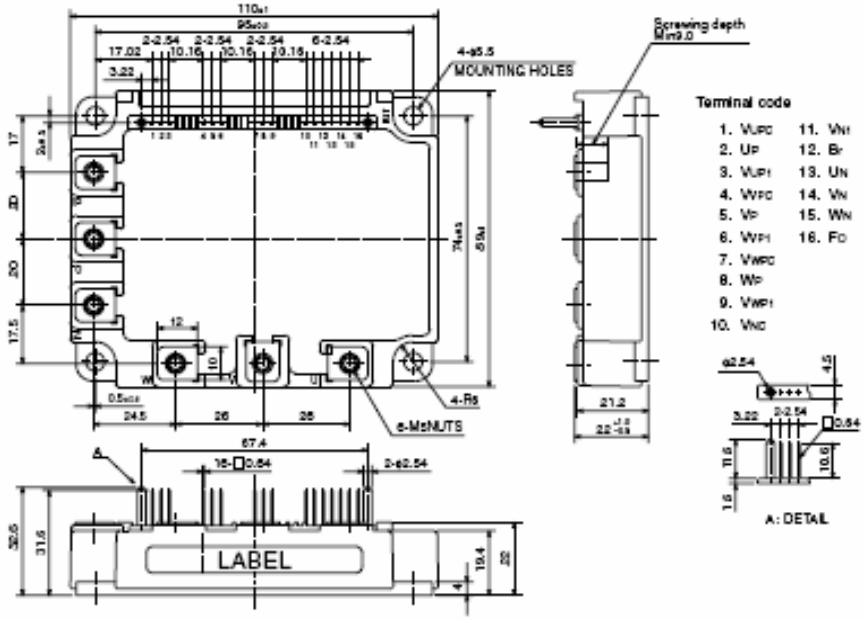
b) Using new Diode which is designed to get soft reverse recovery characteristics.

- 3ϕ 75A, 1200V Current-sense IGBT for 15kHz switching
- 25A, 1200V Current-sense regenerative brake IGBT
- Monolithic gate drive & protection logic
- Detection, protection & status indication circuits for over-current, short-circuit, over-temperature & under-voltage
- Acoustic noise-less 11/15kW class inverter application

APPLICATION

General purpose inverter, servo drives and other motor controls

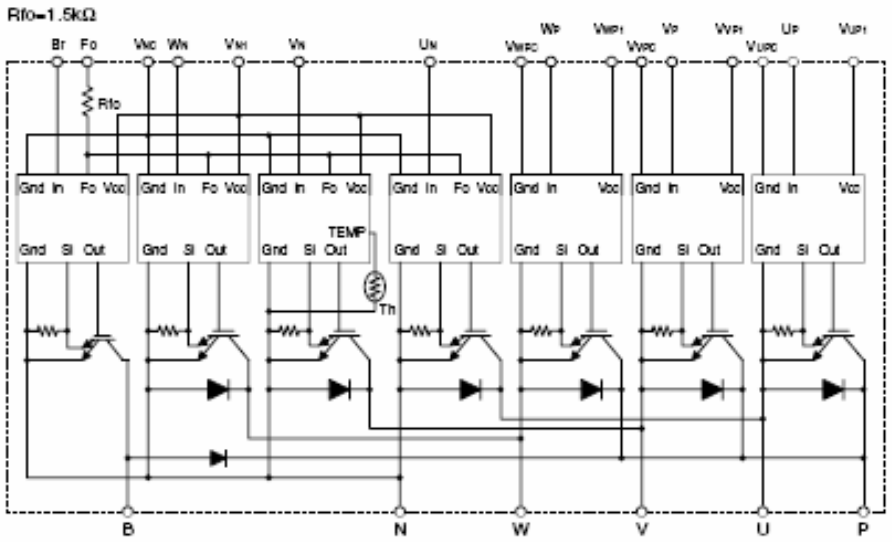
PACKAGE OUTLINES — **Dimensions in mm**



Sep. 2001

MITSUBISHI ELECTRIC

INTERNAL FUNCTIONS BLOCK DIAGRAM



MAXIMUM RATINGS (Tj = 25°C, unless otherwise noted)

INVERTER PART

Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage	V_D = 15V, V_{CIN} = 15V	1200	V
±IC	Collector Current	Tc = 25°C	75	A
±ICP	Collector Current (Peak)	Tc = 25°C	150	A
PC	Collector Dissipation	Tc = 25°C	416	W
Tj	Junction Temperature		−20 ~ +150	°C

BRAKE PART

Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage	V_D = 15V, V_{CIN} = 15V	1200	V
IC	Collector Current	Tc = 25°C	25	A
ICP	Collector Current (Peak)	Tc = 25°C	50	A
PC	Collector Dissipation	Tc = 25°C	290	W
$V_{R(DC)}$	FWDI Rated DC Reverse Voltage	Tc = 25°C	1200	V
IF	FWDI Forward Current	Tc = 25°C	25	A
Tj	Junction Temperature		−20 ~ +150	°C

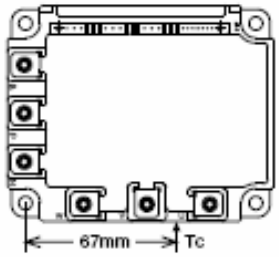
CONTROL PART

Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
V_D	Supply Voltage	Applied between : V_{UP1}-V_{UPC}, V_{VP1}-V_{VPC}, V_{WP1}-V_{WPC}, V_{N1}-V_{NC}	20	V
V_{CIN}	Input Voltage	Applied between : UP-V_{UPC}, VP-V_{VPC}, WP-V_{WPC}, UN • VN • WN • Br-V_{NC}	20	V
V_{FO}	Fault Output Supply Voltage	Applied between : Fo-V_{NC}	20	V
I_{FO}	Fault Output Current	Sink current at Fo terminal	20	mA

TOTAL SYSTEM

Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
$V_{CC(PROT)}$	Supply Voltage Protected by OC & SC	V_D = 13.5 ~ 16.5V, Inverter Part, T_j = 125°C Start	800	V
$V_{CC(surge)}$	Supply Voltage (Surge)	Applied between : P-N, Surge value or without switching	1000	V
T_c	Module Case Operating Temperature	(Note-1)	−20 ~ +100	°C
T_{stg}	Storage Temperature		−40 ~ +125	°C
V_{iso}	Isolation Voltage	60Hz, Sinusoidal, Charged part to Base, AC 1 min.	2500	Vrms

(Note-1) Tc measurement point is as shown below. (Base plate depth 3mm)



THERMAL RESISTANCES

Symbol	Parameter	Test Condition	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
$R_{th(j-c)Q}$	Junction to case Thermal Resistances	Inverter IGBT part (per 1 element), (Note-1)	—	—	0.30	°C/W
$R_{th(j-c)F}$		Inverter FWDI part (per 1 element), (Note-1)	—	—	0.47	
$R_{th(j-c)Q}$		Brake IGBT part (Note-1)	—	—	0.43	
$R_{th(j-c)F}$		Brake FWDI part (Note-1)	—	—	1.0	
$R_{th(j-c')Q}$		Inverter IGBT part (per 1 element), (Note-2)	—	—	0.17	
$R_{th(j-c')F}$		Inverter FWDI part (per 1 element), (Note-2)	—	—	0.27	
$R_{th(j-c')Q}$		Brake IGBT part (Note-2)	—	—	0.30	
$R_{th(j-c')F}$		Brake FWDI part (Note-2)	—	—	0.64	
$R_{th(c-f)}$	Contact Thermal Resistance	Case to fin, Thermal grease applied (per 1 module)	—	—	0.027	

(Note-2) Tc measurement point is just under the chips.
If you use this value, $R_{th(f-a)}$ should be measured just under the chips.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_j = 25°C, unless otherwise noted)

INVERTER PART

Symbol	Parameter	Test Condition		Limits			Unit
				Min.	Typ.	Max.	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	V_D = 15V, I_C = 75A, V_{CIN} = 0V, Pulsed (Fig. 1)	T_j = 25°C	—	2.4	3.2	V
			T_j = 125°C	—	2.1	2.8	
V_{EC}	FWDI Forward Voltage	−I_C = 75A, V_D = 15V, V_{CIN} = 15V (Fig. 2)		—	2.5	3.5	V
t_{on}	Switching Time	V_D = 15V, V_{CIN} = 15V↔0V, V_{CC} = 600V, I_C = 75A, T_j = 125°C, Inductive Load (upper and lower arm) (Fig. 3)		0.5	1.0	2.5	μs
t_{rr}				—	0.15	0.3	
$t_{c(on)}$				—	0.4	1.0	
t_{off}				—	2.5	3.5	
$t_{c(off)}$				—	0.7	1.2	
I_{CES}	Collector-Emitter Cutoff Current	V_{CE} = V_{CES}, V_{CIN} = 15V (Fig. 4)	T_j = 25°C	—	—	1	mA
			T_j = 125°C	—	—	10	

BRAKE PART

Symbol	Parameter	Test Condition		Limits			Unit
				Min.	Typ.	Max.	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	V_D = 15V, I_C = 25A, V_{CIN} = 0V, Pulsed (Fig. 1)	T_j = 25°C	—	2.8	3.8	V
			T_j = 125°C	—	2.5	3.5	
V_{FM}	FWDI Forward Voltage	I_F = 25A (Fig. 2)		—	2.5	3.5	V
I_{CES}	Collector-Emitter Cutoff Current	V_{CE} = V_{CES}, V_{CIN} = 15V (Fig. 4)	T_j = 25°C	—	—	1	mA
			T_j = 125°C	—	—	10	

CONTROL PART

Symbol	Parameter	Test Condition		Limits			Unit
				Min.	Typ.	Max.	
I_D	Circuit Current	V_D = 15V, V_{CIN} = 15V	V_{N1}-V_{NC}	—	60	82	mA
			V_{XP1}-V_{XPC}	—	15	20	
$V_{th(on)}$	Input ON Threshold Voltage	Applied between : U_P-V_{UPC}, V_P-V_{VPC}, W_P-V_{WPC} U_N • V_N • W_N • Br-V_{NC}		1.2	1.5	1.8	V
$V_{th(off)}$	Input OFF Threshold Voltage			1.7	2.0	2.3	
OC	Over Current Trip Level	Inverter part V_D = 15V (Fig. 5,6)	T_j = 25°C	156	239	—	A
			T_j = 125°C	105	—	—	
		Break part −20 ≤ T_j ≤ 125°C, V_D = 15V (Fig. 5,6)		37	—	—	
SC	Short Circuit Trip Level	−20≤ T_j ≤ 125°C, V_D = 15V (Fig. 5,6)	Inverter part	—	250	—	A
			Brake part	—	125	—	
$t_{off(OC)}$	Over Current Delay Time	V_D = 15V (Fig. 5,6)		—	10	—	µs
OT	Over Temperature Protection	Base-plate Temperature detection, V_D = 15V	Trip level	111	118	125	°C
OT_r			Reset level	—	100	—	
UV	Supply Circuit Under-Voltage Protection	−20 ≤ T_j ≤ 125°C	Trip level	11.5	12.0	12.5	V
UV_r			Reset level	—	12.5	—	
$I_{FO(H)}$	Fault Output Current	V_D = 15V, V_{FO} = 15V (Note-3)		—	—	0.01	mA
$I_{FO(L)}$				—	10	15	
t_{FO}	Minimum Fault Output Pulse Width	V_D = 15V (Note-3)		1.0	1.8	—	ms

(Note-3) Fault output is given only when the internal OC, SC, OT & UV protection.
Fault output of OT protection operate by lower arm.
Fault output of OC, SC protection given pulse.
Fault output of OT, UV protection given pulse while over level.

MECHANICAL RATINGS AND CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Test Condition	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
—	Mounting torque	Main terminal screw : M5	2.5	3.0	3.5	N • m
—	Mounting torque	Mounting part screw : M5	2.5	3.0	3.5	N • m
—	Weight	—	—	560	—	g

RECOMMENDED CONDITIONS FOR USE

Symbol	Parameter	Test Condition	Recommended value	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	Applied across P-N terminals	≤ 800	V
V_D	Control Supply Voltage	Applied between : V_{UP1}-V_{UPC}, V_{VP1}-V_{VPC} V_{WP1}-V_{WPC}, V_{N1}-V_{NC} (Note-4)	15 ± 1.5	V
$V_{CIN(on)}$	Input ON Voltage	Applied between : U_P-V_{UPC}, V_P-V_{VPC}, W_P-V_{WPC} U_N • V_N • W_N • Br-V_{NC}	≤ 0.8	V
$V_{CIN(off)}$	Input OFF Voltage		≥ 4.0	
f_{PWM}	PWM Input Frequency	Using Application Circuit input signal of IPM, 3φ sinusoidal PWM VVVF Inverter (Fig. 8)	≤ 20	kHz
t_{dead}	Arm Shoot-through Blocking Time	For IPM's each input signals (Fig. 7)	≥ 3.0	µs

(Note-4) Allowable Ripple rating of Control Voltage : dv/dt ≤ ±5V/µs, $2V_{p-p}$

PRECAUTIONS FOR TESTING

1. Before appling any control supply voltage (V_D), the input terminals should be pulled up by resistores, etc. to their corresponding supply voltage and each input signal should be kept off state.
   After this, the specified ON and OFF level setting for each input signal should be done.
2. When performing "OC" and "SC" tests, the turn-off surge voltage spike at the corresponding protection operation should not be allowed to rise above V_{CES} rating of the device.
   (These test should not be done by using a curve tracer or its equivalent.)

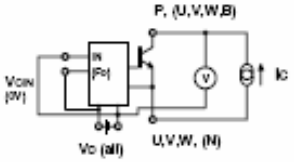


Fig. 1 $V_{CE(sat)}$ Test

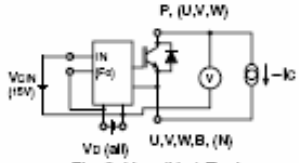


Fig. 2 V_{EC}, (V_{FM}) Test

a) Lower Arm Switching

b) Upper Arm Switching

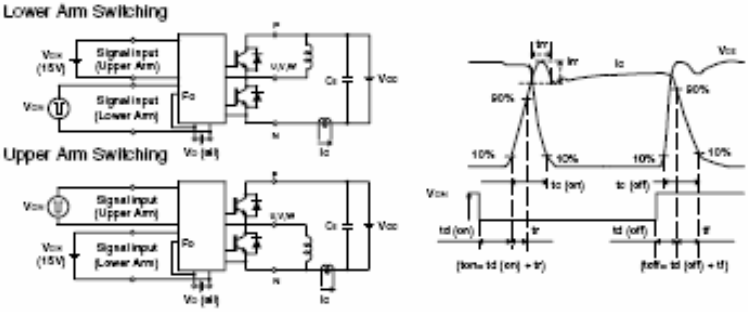


Fig. 3 Switching time Test circuit and waveform

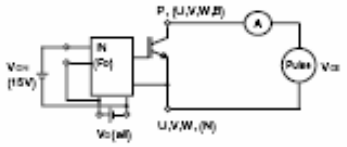


Fig. 4 Ices Test

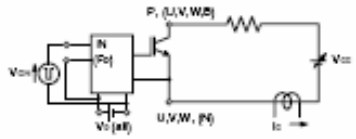


Fig. 5 OC and SC Test

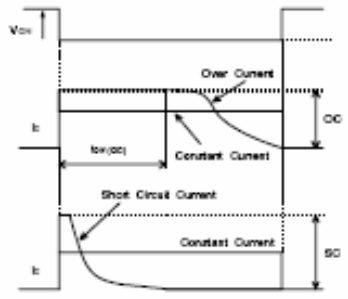


Fig. 6 OC and SC Test waveform

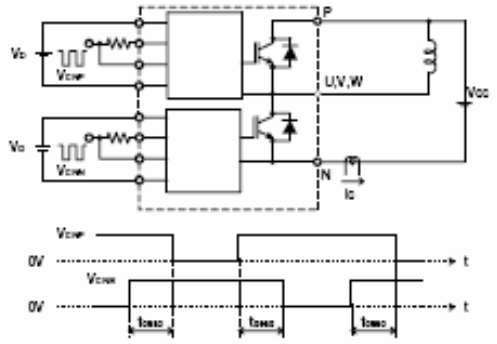


Fig. 7 Dead time measurement point example

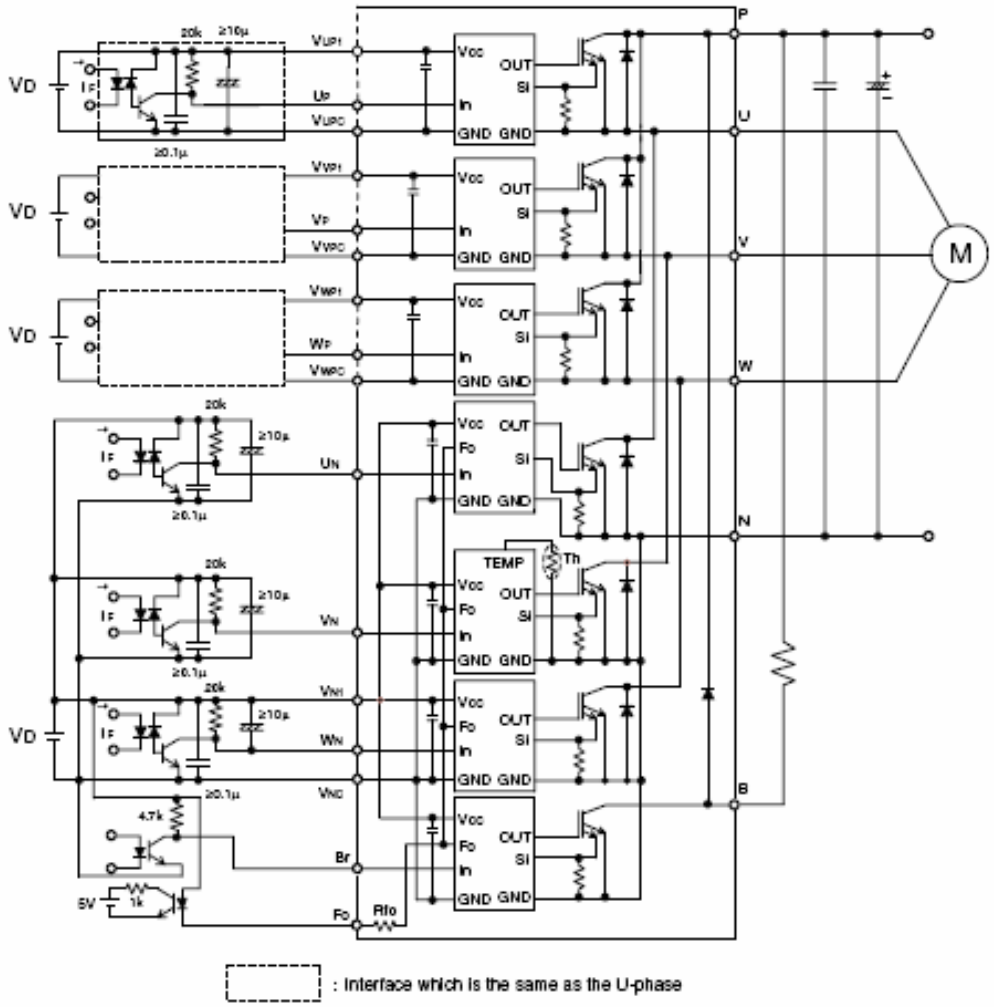


Fig. 8 Application Example Circuit

NOTES FOR STABLE AND SAFE OPERATION :

- Design the PCB pattern to minimize wiring length between opto-coupler and IPM's input terminal, and also to minimize the stray capacity between the input and output wirings of opto-coupler.
- Quick opto-couplers : TPLH, TPLH ≤ 0.8μs. Use High CMR type. The line between opto-coupler and intelligent module should be shortened as much as possible to minimize the floating capacitance.
- Slow switching opto-coupler : recommend to use at CTR = 100 ~ 200%, Input current = 8 ~ 10mA, to work in active.
- Use 4 isolated control power supplies (VD). Also, care should be taken to minimize the instantaneous voltage charge of the power supply.
- Make inductance of DC bus line as small as possible, and minimize surge voltage using snubber capacitor between P and N terminal.
- Use line noise filter capacitor (ex. 4.7nF) between each input AC line and ground to reject common-mode noise from AC line and improve noise immunity of the system.

Bibliographie

[1] P. Chapouille, “Fiabilite, maintenabilite”, Techniques de l’ingénieur – T4 300.

[2] Y. Mortureux, “La sûreté de fonctionnement : méthodes pour maîtriser les risques”, Techniques de l’ingénieur – BM 5 008.

[3] G. Zwingelstein, “Diagnostic des défaillances ; Théorie et pratique pour les systèmes”, Hermès, Traité des Nouvelles Technologies, série Diagnostic et Maintenance, 1995.

[4] G. D’Antona, L. Di Rienzo, R. Ottoboni, A. Manara, “Metrological validation of a novel three-phase current sensor”, in IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference – Budapest, Hungary, May 21-23 2001.

[5] F. Richter, C. Sourkounis, “Precise current sensor for power electronic devices”, in Power Electronics Specialists Conference- PESC 2008 – Island of Rhodes, Greece, 15-19 June 2008.

[6] J. Ribrant and L. Bertling, “Survey of failures in wind power systems with focus on Swedish wind power plants during 1997-2005”, Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE, pp: 1-8, 24-28 June 2007.

[7] J. Ribrant in Master Thesis, “Reliability performance and maintenance - A survey of failures in wind power systems”, KTH School of Electrical Engineering, 2005/2006.

[8] M. Correvon, “Systèmes électromécaniques : codeurs optiques et mesure de position, conditionnement et traitement”, Cours-chapitre10, Haute Ecole d’Ingénieurs et de Gestion du Canton du Vaud-Suisse (heiv-vd), Haute Ecole Spécialisée de Suisse Occidentale (Hes.so) - http://www.chireux.fr/mp/cours/electromecanique/Chap10.pdf

[9] F. Costa, P. Poulichet, “Sondes pour la mesure de courant en électronique de puissance”, Techniques de l’ingénieur – D3 085

[10] A. Leconte, “Mesures en électrotechnique : mise en œuvre”, Techniques de l’ingénieur – D1 502

[11] D. A. Ward, J. La T. Exon, “Using Rogowski coils for transient current measurements”, Engineering Science and Education Journal – Measurement – June 1993

[12] J. Lepkowski, “Motor control sensor feedback circuits”, Microchip technology Inc. 2003 – AN894 - http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00894a.pdf

[13] http://www.usinenouvelle.com/expo/capteurs-de-courant-a-p47613.html

[14] http://www.usinenouvelle.com/expo/technologie-a-effet-ha-p47679.html

[15] http://www.e-kart.fr/2006/images/page_photo/pieces_detachees/tours_capteur_lem.html

[16] P. Leblois, “Mesures tachymetriques”, techniques de l’ingénieur, Doc. R1 809

[17] http://www.hellopro.fr/Codeur-incremental-%F858-a-axe-sortant-ou-traversant-1000519-18033-produit.html

[18] L. Ben-Brahim, M. Benammar, A. Mahran, A. Alhomsi, “A new closed loop converter for sinusoidal encoders –preliminary results-”, ”, in EPE’2009, European conference on power electronics and applications, Barcelona – Spain, 8-10 September 2009.

[19] L. Isambert, “Codeurs rotatifs industriels”, cours lycée Lislet Geoffroy – 2TSELEC, 15-11-2004

[20] “Acquisition de données : détection”, Schneider Electric - http://sitelec.org/datasheet/ct209.pdf

[21] M. S. Vicatos, J. A. Tegopoulos, “A doubly fed induction machine differential drive model for automobiles”, in IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 2, June 2003

[22] J. Arbi, M.J-B Ghorbal, I. Slama-Belkhodja, L. Charaabi, “Direct Virtual Torque Control for Doubly Fed Induction Generator Grid Connection”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 56, Issue 10, pp 4163 - 4173, 2009.

[23] S. Khojet El Khil, “Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée : optimisation des pertes dans les convertisseurs, reconfiguration de la commande pour un fonctionnement

sécurisé" - Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse et l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 04 Décembre 2006

[24]D. Lecoq, "Contribution à l'étude des moteurs alternatifs à double alimentation par convertisseurs statiques pour entraînements de forte puissance"– Thèse de Doctorat de Université de Brussel, Juin 1994.

[25]M. Pouloujadoff, "Machines asynchrones : régime permanent", Technique de l'Ingénieur – D3480

[26]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

[27]D. Lecoq, P. Lataire, W. Wymeersch, "Application of the double fed asynchronous motor (DFAM) in variable-speed drives", in EPE'1993, Power electronic and applications, european conference on power electronics and applications– Brighton 13-16/09/1993

[28]P. E. Vidal, M. Piertzak-David, F. Bonnet, "Mixed control strategy of a doubly fed induction machine", in Springer-Verlag 2007, published online 19 September 2007 - Electr Eng (2008) 90:337–346, DOI 10.1007/s00202-007-0082-2

[29]Y. Kawabata, E. Ejiogu, T. Kawabata, "Vector-controlled double-inverter-fed wound-rotor induction motor suitable for high-power drives", in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, pp 1058-1066, September/October 1999.

[30]G. Poddar, v. T. Ranganathan, "Direct torque and frequency control of double inverter fed slip ring induction motor drive", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 6, pp 1329-1337, December 2004

[31]L. Morel, "Machine à double alimentation : optimisation du convertisseur et contrôle vectoriel avec et sans capteur"– Thèse de Doctorat de Université de Franche Comté, Novembre 1996.

[32]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.

[33]G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation"- Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 13 Mars 2007.

[34]F. Bonnet, "Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone `a Double Alimentation utilisée en mode Moteur" - Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Septembre 2008 (document confidentiel).

[35]M. P. Kazmierkowski, R. Krishman, F. Blaabjerg, "Control in power electronics : selected problems", Copyright 2002, Elsevier Science (USA)

[36]F. Bonnet and M. Pietrzak-David, "Control Optimization of a Doubly Fed Induction Machine", in IEEE 39th Power Electronics Specialists Conference, PESC'2008 - Island of Rhodes, Greece June 15-19, 2008.

[37]F. Bonnet, P.-E.Vidal and M. Pietrzak-David, "Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine", in IEEE Transactions on Industrial Electronics 54.5, pp 2482-2490, (oct. 2007).

[38]R. Ruelland, G. Gateau, "Architecture et fonctionnement d'un système d'informatique industrielle dsp-fpga", note interne, LAPLACE-ENNSEEIHT, 2 rue Camichel BP7122 31071 Toulouse CEDEX7, 2004.

[39]Y. Zhang, J. Jiang, "Bibliographical Review on Reconfigurable Fault-Tolerant Control Systems", In Proceedings of the 5th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes 2003, Washington, D.C., USA, pp 265-276, June 9-11, 2003.

[40]R. J. Montoya et, al., " Restructurable Controls", NASA Scientific and Technical Information Branch, Washington, USA, 1983.

[41]H. E. Garcia, A. Ray, and R. M. Edwards, "Reconfigurable control of power plants using learning automata", IEEE Control Systems Magazine, 85-92, 1991.

[42]E. Eryurek and B. R. Upadhyaya, "Fault-Tolerant control and diagnostics for large-scale systems", IEEE Control Systems Magazine, Vol 15, Issue 5, pp 34-42, 1995.

[43]M. Blanke, R. Izadi-Zamanabadi and T. F. Lootsma, "Fault monitoring and re-configurable control for a ship propulsion plant", Int. J. of adaptative control and signal processing, pp 671-688, 1998.

[44]J. Chen, C. Roberts, P. Weston, "Fault detection and diagnosis for railway track circuits using neuro-fuzzy systems", Elsevier Control Engineering practice, pp 585-596, 2007.

[45]L. Galotto Jr., Bimal K Bose, L. C. Leite, J. Onofre Pereira Pinto, L. E. Borges da Silva, G. Lambert-Torres, "Auto-Associative Neural Network Based Sensor Drift Compensation in Indirect Vector Controlled Drive System", IECON'2007, The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society Nov. 5-8, Taipei, Taiwan, 2007

[46]E. Favre and W. Teppan, "State-of-Art in current sensing technologies", PCIM'03, May 20-22, Nuremberg, Germany, 2003

[47]C.W. Chan, S.Hua and Z.Hong-Yue, "Application of fully Decoupled parity equation in fault Detection and Identification of DC Motors" IEEE Transactions. on Industrial Electronics, Vol. 53, No14, pp. 1277–1284, August 2006.

[48] K. Rothenhagen and F.W. Fuches "Current sensor Fault Detection by bilinear Observer for a Doubly Fed Induction generator" IECON'2006, the 32nd Conference on the IEEE Industrial Electronics Society, Paris, France, November 6-10, 2006.

[49]RJ. Patton and J. Chen-Control Eng. Practice , "Observer-Based Fault Detection and Isolation : Robustness and Applications", Vol. 5, No. 5, pp. 671-682, 1997, 1997 Elsevier Science Ltd

[50]L. Baghli, P. Poure and A. Rezzoug, "Sensor fault detection for fault tolerant vector controlled induction machine", EPE'2005, 11th European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, September 11-14, 2005

[51]S. Skander Mustapha, I. Slama-Belkhodja, "Current sensor failure in a DFIG Wind-Turbine: Effect analysis, detection and control reconfiguration", International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol.1, No°3, pp.426-433, July-august 2006.

[52]I. Bahri, M-W. Naouar, I. Slama-Belkhodja, E. Monmasson, "FPGA-based FDI of faulty current sensor in current controlled PWM converters", in IEEE-EUROCON 2007, Warsaw , Poland, September 9-12, 200

[53]L. Parsa, H. A. Toliyat, "A Self Reconfigurable Electric Motor Controller for Hybrid Electric Vehicle Applications", IECON'2003, Industrial Electronics Society, The 29th Annual Conference of the IEEE, Vol 1, pp 919-929, 2003.

[54]F.R.Salmasi: Dual Estimators for Position and Current Sensorless SRM Drives Based on the Decomposed Model, IEMDC2005, IEEE-International Electric Machines and Drives Conference, San Antonia, Texas, USA, May 2005

[55]H. Wang, S. Pekarek and B. Fahimi, "Elimination of position and current sensors in high performance adjustable speed AC drives", IEMDC2005, IEEE-International Electric Machines and Drives Conference, San Antonia, Texas, USA, May, 2005

[56]M.Abdellatif, I.Slama-Belkhodja, M.Pietrzak-David, "Reconfiguration de la commande en présence d'un défaut capteur de courant", in Conférence Electrotechnique du Futur, EF'2007 - Toulouse, France, 6-7 Septembre 2007

[57]Z. Sutnar, Z. Peroutka, M. Rodic, "Sliding mode flux observer and rotor speed estimation for DTC controlled induction motor drive", in European conference on power electronics and applications – Barcelona – Spain, 2009

[58]J. Hu, B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range", in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 5, September 1998

[59]H. Wang, S. Pekarek, B. Fahimi, E. Zivi, J. Ciezki, "Elimination of position and current sensors in high performance adjustable speed AC drives", IEEE International Electric Conference on Machines and Drives, pp: 1902 – 1911, 2005.

[60]I. Bahri, J. Arbi, I. Slama-Belkhodja, E. Monmasson, "FPGA-based fault tolerant current controllers for induction machine", Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium, 2009. ELECTROMOTION 2009. 8th International Symposium on 1-3 July 2009

[61]M. Galvez-Carrillo, M. Kinnaert, "Fault detection and isolation in current and voltage sensors of doubly fed induction generators", in7th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Barcelona – Spain, June 30-July 3, 2009.

[62]K. Kondo, K. Yuki, "Application of induction motor speed sensorless vector control to railway vehicule traction", in Electrical Engineering in Japan, Vol. 161, No. 2, 2007 – Translated from Denki Gakkai Ronbunshi, Vol. 125-D, No. 1, pp1-8, January 2005

[63] J. Guzinski, M. Digeut, Z. Krzeminski, A. Lwicki, H. Abu-Rub, "Application of speed and load torque observers in hight-speed train drive for diagnostic purposes", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 1, pp 248-256, January 2009.

[64] K. Kondo, K. yuki, N. Terauchi, T. Hasebe, "Evaluation of induction motor speed sensorless control for railway vehicule traction system", EPE'2005, in European conference on power electronics and applications, pp 4-8, 2005.

[65] R. Cárdenas, R. Peña, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "MRAS Observer for Sensorless Control of Standalone Doubly Fed Induction Generators" in IEEE Transactions on Energy Conversion, VOL. 20, NO. 4, December 2005

[66] L. Morel, H. Godfroid, A. Mirzaian, and J. M. Kauffmann, "Double-fed induction machine: converter optimization and field oriented control without position sensor," Proc. Inst. Elect. Eng., Electr. Power Appl., Jul. 1998, Vol. 145, No. 4, pp. 360–368.

[67] R. Datta and V. T. Ranganathan, "A simple position sensorless algorithm for rotor side field oriented control of wound rotor induction machine," IEEE Trans. Ind. Electron. , Aug. 2001, Vol. 48, No. 4, pp. 786–793.

[68] K. Rothenhagen and F.W. Fuches, "Position estimator including saturation and iron losses for encoder fault detection of doubly-fed induction machine", EPE-PEMC'2008, in International power electronics and motion control conference– Poznan – Poland, 2008

[69] S. Khojet El Khil, I. Slama-Belkhodja, M. Pietrzak-David, B. De Fornel, "Sensorless Field Oriented Control of Doubly Fed Induction Speed Drive", EUROCON 2007, the International Conference on Computer as a Tool, Warsaw – Poland, September 9-12, 2007.

[70] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, and B. De Fornel, "A MRAS-Luenberger sensorless speed control of doubly fed induction machine," in Proc. European Power Electronics Conference, Toulouse, France, 2003.

[71] S. Khojet El Khil, I. Slama-Belkhodja, M. Pietrzak-David, "Observation de la vitesse d'une MADA pour la reconfiguration de sa commande", in JTEA 2008, Hammamet, Tunisia, May 24, 2008.

[72] M. Abdellatif, M. Pietrzak-David, I. Slama-Belkhodja, "Rotor position sensor fault detection, isolation ans reconfiguration of a doubly fed induction machine control", EPE'2009, in European conference on power electronics and applications, Barcelona, Spain, September 8-10, 2009.

[73] R.Hoseinnezhad, P. Harding "A novel hybrid angle tracking observer for resolver to digital conversion", in proceeding of the 44th IEEE conference on*:* Decision and control, and the Europeen Control Conference 2005, pp 7020 - 7025– Seville – Spain, December 12-15, 2005

[74] L. Idkhajine, E. Monmasson, M-W. Naouar, A. Prata, K. Bouallaga, "Fully integrated FPGA-based controller for synchronous motor drive", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 56, Issue 10 , pp 4006 - 4017, 2009

[75] H. Wang, S. Pekarek, B. Fahimi, E. Zivi, J. Ciezki, "Elimination of position and current sensors in high performance adjustable speed AC drives", IEEE International Conference on , pp 1902 - 1911 Electric Machines and Drives, 2005

[76] J. Holtz, J. Quan, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification", in IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 4, July/August 2002