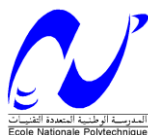


République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



THÈSE

Pour l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences

Présentée Par:

DJELLOULI, Tahar

(Ing., Magister en Génie Electrique, Maître Assistant à l'Université de Ghardaïa)

Thème

**Commande sans capteur d'une machine
asynchrone en mode sain et en mode
dégradé**

Soutenu le **08/05/2022** devant le jury proposé composé de :

| | | |
|------------------------------------|---------------------------------|-----------------------|
| M. TADJINE Mohamed | Professeur, ENP Alger | Président |
| M. MOULAHOU M Samir | Professeur, Univ de Médéa | Directeur de thèse |
| M. BOUCHERIT Mohamed Seghir | Professeur, ENP Alger | Co-directeur de thèse |
| M. BOUCHHIDA Ouahid | Professeur, Univ de Médéa | Examineur |
| M. GROUNI Said | Professeur, Univ de Tamanrasset | Examineur |
| M. MOUALDIA Abdelhafidh | MCA, Univ de Médéa | Examineur |
| M. BOUDANA Djamel | Professeur, ENP Alger | Examineur |

ENP 2022

Laboratoire de Commande des Processus (LCP), Ecole Nationale Polytechnique (ENP)

10, Avenue Pasteur, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

www.enp.edu.dz

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



THÈSE

Pour l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences

Présentée Par:

DJELLOULI, Tahar

(Ing., Magister en Génie Electrique, Maître Assistant à l'Université de Ghardaïa)

Thème

**Commande sans capteur d'une machine
asynchrone en mode sain et en mode
dégradé**

Soutenu le **08/05/2022** devant le jury proposé composé de :

| | | |
|------------------------------------|---------------------------------|-----------------------|
| M. TADJINE Mohamed | Professeur, ENP Alger | Président |
| M. MOULAHOUAM Samir | Professeur, Univ de Médéa | Directeur de thèse |
| M. BOUCHERIT Mohamed Seghir | Professeur, ENP Alger | Co-directeur de thèse |
| M. BOUCHHIDA Ouahid | Professeur, Univ de Médéa | Examineur |
| M. GROUNI Said | Professeur, Univ de Tamanrasset | Examineur |
| M. MOUALDIA Abdelhafidh | MCA, Univ de Médéa | Examineur |
| M. BOUDANA Djamel | Professeur, ENP Alger | Examineur |

ENP 2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

"هُوَ الَّذِي يُرِيكُمُ الْبَرْقَ خَوْفًا وَطَمَعًا وَيُنشِئُ
السَّحَابَ الثَّقَالَ [13]، وَيُسَبِّحُ الرَّعْدُ بِحَمْدِهِ
وَالْمَلَائِكَةُ مِنْ خِيفَتِهِ وَيُرْسِلُ الصَّوَاعِقَ فَيُصِيبُ بِهَا
مَنْ يَشَاءُ وَهُمْ يُجَادِلُونَ فِي اللَّهِ وَهُوَ شَدِيدُ

الْمِحَالِ" سورة الرعد الآية: [13,14]

"وَمِنْ آيَاتِهِ أَنْ يُرْسِلَ الرِّيَّاحَ مُبَشِّرَاتٍ وَلِيُذِيقَكُمْ مِنْ
رَحْمَتِهِ وَلِتَجْرِيَ الْفُلُكُ بِأَمْرِهِ وَلِتَبْتَغُوا مِنْ فَضْلِهِ
وَلَعَلَّكُمْ تَشْكُرُونَ"

سورة الروم الآية: [46]

التحكم بدون ملتقط سرعة لآلة غير متزامنة في الوضع الصحي وفي الوضع المتردي

ملخص:

العمل المقدم في هذه الأطروحة هو " التحكم بدون ملتقط سرعة لآلة غير متزامنة في الوضع الصحي وفي الوضع المتردي ". اختار المؤلف لدراسة آلة غير متزامنة ذات دوار ملفوف مزدوج التغذية، والتي يتم فيها توصيل لفات الساكن والدوار بموجين للجهد. هذه الآلة لها تطبيقات مختلفة: كمولد للطاقت المتجددة ، فإنه يستخدم على نطاق واسع في أنظمة طاقة الرياح متغيرة السرعة أو كمحرك لبعض التطبيقات الصناعية عالية الإستطاعة مثل الدفع البحري وجر السكك الحديدية طالما أنه يسمح بالتشغيل على نطاق واسع من اختلاف السرعة. تم تطبيق إستراتيجيتين للتحكم ، الأولى هي التحكم الشعاعي بتوجيه تدفق الجزء الدوار (FOC) ، مع قانون توزيع الإستطاعات الفعالة بين الساكن والدوار ، وهذا القانون يؤدي إلى وجود علاقة بين نبض مقادير الجزء الساكن ونبض مقادير الدوار. ومع ذلك ، فإن هذه الإستراتيجية حساسة للتغيرات في معالم العضو الدوار. الإستراتيجية الثانية هي التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) المرتبط بجدولي اختيار الجزء الثابت والدوار المنفذين بواسطة شبكة عصبية اصطناعية (ANN). يُظهر DTC ذو الشبكة العصبية صلابة جيدة فيما يتعلق بالتغيرات المعالمية لدوار الآلة مقارنةً بالتحكم الشعاعي (FOC). تهتم دراستنا أيضًا بالتحكم في الوضع المتردي لضمان استمرارية خدمة النظام المدفوع بواسطة الآلة في حالة حدوث عطل على مستوى الموجه. تمت معالجة إعادة تشكيل تشغيل MADA في مواجهة عطب موجه الجهد. في الواقع ، يزيل موجه الجهد المعطوب ويعمل مع موجه واحد. تم عرض نتائج المحاكاة خلال هذا العمل ، وأظهرت هذه النتائج الأداء الجيد لهذا الآلة في حالة وجود عطب. كما تتميز هذه الدراسة أيضًا بميزة التخلص من ملتقط السرعة الميكانيكي لأسباب الخلل والتكلفة والحجم والموثوقية. تم فحص التحكم المباشر في العزم العصبي بدون ملتقط السرعة باستخدام مرشح كالمان الممتد (FKE) لتقدير السرعة. نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها مرضية ، فهي تظهر أداءً جيدًا سواء في حالة الفراغ أو تحت حمل أثناء التطبيق المفاجئ لعزم مقاوم بتغير كبير في السرعة: من سرعة منخفضة إلى سرعة عالية (فوق السرعة الاسمية) مروراً بالسرعة الاسمية المحددة للآلة.

الكلمات المفتاحية:

آلة غير متزامنة ثنائية التغذية (MADA)، ملتقط السرعة، موجه الجهد ، التحكم المتجه الموجه بتدفق الدوار (FOC) ، التحكم المباشر في العزم (DTC)، الشبكة العصبية الاصطناعية (ANN) ، ملتقط السرعة الميكانيكي ، مرشح كالمان الممتد (FKE) .

Sensor less control of an induction machine in healthy mode and in degraded mode

Abstract

This work presents the "Sensor less control of an induction machine in healthy mode and in degraded mode". The author chose for his study a Doubly Fed Induction Machine (DFIM), whose stator windings and rotor are connected to two voltage inverters.

The DFIM has various applications: as a generator for renewable energies, it is widely used in variable speed wind power systems or as a motor for certain high power industrial applications such as maritime propulsion and rail traction as long as it allows operation over a wide range of speed variation.

Two control strategies are applied, the first one is a vector control by the rotor Field Oriented control (FOC), with a law of distribution of active powers between the stator and the rotor, this law gives rise to a relation between the pulsation of the stator quantities and that of the rotor quantities. However, the FOC strategy is sensitive to variations in rotor parameters.

The second strategy is the Direct Torque Control (DTC) associated by two stator and rotor selection tables performed by an Artificial Neural Network (ANN). The neuronal DTC exhibits good robustness with respect to the rotor parametric variations of the machine with respect to the FOC vector control.

Our study is also interested in the control in degraded mode to ensure the continuity of the system service driven by the DFIM in the event of a failure at the level of an inverter. A reconfiguration of the DFIM operation in the face of a voltage inverter fault has been processed. In fact, the dual power supply eliminates the faulty inverter and works with a single inverter.

Simulation results were presented throughout this work, these results show good performance of this machine in the presence of a fault. This study also has the advantage of eliminating the mechanical speed sensor for reasons of defect, cost, size and reliability.

The neural DTC control without a speed sensor was investigated using an Extended Kalman Filter (EKF) to estimate speed. The simulation results obtained are satisfactory, they exhibit good performance at no-load and under load during the sudden application of a resistive torque with a large speed variation: from low speed to high speed (nominal over speed) passing through the nominal speed

Key words:

Doubly Fed Induction Machine (DFIM), Voltage Inverters, Field Oriented control(FOC), Direct Torque Control (DTC), Artificial Neural Network (ANN), Extended Kalman Filter (EKF).

Commande sans capteur d'une machine asynchrone en mode sain et en mode dégradé

Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse est la " Commande sans capteur d'une machine asynchrone en mode sain et en mode dégradé". L'auteur a choisi pour son étude une Machine Asynchrone à rotor bobiné Doublement Alimentée (MADA), dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à deux onduleurs de tensions

La MADA a pour diverses applications: en tant que génératrice pour les énergies renouvelables , elle est largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles de grandes puissances telles que la propulsion maritime et la traction ferroviaire tant qu'elle permet de se fonctionner sur une grande plage de variation de la vitesse.

Deux stratégies de commande sont appliquées, la première est un contrôle vectoriel à flux rotorique orienté (FOC), avec une loi de répartition de puissances actives entre le stator et le rotor. Cette loi donne lieu à une relation entre la pulsation des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques. Cependant, la stratégie FOC est sensible aux variations des paramètres rotoriques .

La deuxième stratégie est la commande directe du couple (DTC) associée par deux tables de sélection au stator et au rotor effectuées par un réseau de neurones artificiels (RNA).

la DTC neuronale présente une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques rotoriques de la machine par rapport à la commande vectorielle FOC. Notre étude s'intéresse aussi à la commande en mode dégradé pour assurer la continuité de service du système entraîné par la MADA en cas d'une défaillance au niveau d'un onduleur.

Une reconfiguration de fonctionnement de la MADA face à un défaut de l'onduleur de tension a été traitée. En effet, la double alimentation permet d'éliminer l'onduleur défaillant et de fonctionner avec un seul onduleur.

Des résultats de simulation ont été présentés tout au long de ces travaux. Ces résultats montrent des bonnes performances de cette machine en présence de défaut. Cette étude présente aussi l'avantage d'élimination du capteur mécanique de vitesse pour des raisons défaut, de coûts, encombrement et fiabilité.

La commande DTC neuronale sans capteur de vitesse a été étudiée en utilisant un filtre de Kalman étendu (FKE) pour estimer la vitesse. Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants, ils présentent des bonnes performances à vide et en charge lors de l'application brusque d'un couple résistant avec une grande variation de vitesse: de basse vitesse à haute vitesse (survitesse nominale) passant par la vitesse nominale de la machine.

Mots clés:

Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA), Onduleurs de tensions , Contrôle vectoriel à flux rotorique (FOC), Commande directe du couple (DTC), Réseau de Neurones artificiels (RNA), Filtre de Kalman Etendu (FKE).

Avant propos

Tout d'abord, je remercie dieu ﷻ (ALLAH) le tout puissant de m'avoir donné la santé et la patience durant toutes les années d'études.

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein de :

- Laboratoire de Contrôle des Processus (LCP) à l'Ecole National Polytechnique d'Alger (ENP) B.P 182, 16200, Alger, Algeria
- Laboratoire: LREA à l'Université Dr .Yahia Farès, Ain D'heb, 26000, Médéa, Algerie
- Laboratoire: **IRIMAS** à l'Université de Haute Alsace, 68093 Mulhouse, Cedex France

Le sujet traité est " **Commande sans capteur d'une machine asynchrone en mode sain et en mode dégradé**"

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance, mes remerciements pour mon directeur de thèse Moulahoum Samir , Professeur à l'université Dr .Yahia Farès de Médéa, de m' avoir proposé ce sujet et d' avoir suivi l'encadrement de ma thèse.

Je remercie aussi le co-directeur M. **BOUCHERIT** Mohamed Seghir Professeur à l'ENP d'Alger de me permettre à inscrire au premier temps à l'ENP et pour ses qualités humaines scientifiques ainsi que pour ses conseils, ses remarques toujours constructives. Je tiens à remercier M. **WIRA** Patrice Professeur à l'université de Haute Alsace pour m'avoir accueilli au sein de son institut universitaire de technologie (IUT) de Mulhouse en France, malgré qu'il était très chargé, il m'avait encouragé et que j'ai ainsi largement pu profiter de ses grandes qualités humaine et scientifique.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **TADJINE Mohamed**, Professeur à l'ENP, pour son aide et l'honneur qui nous a fait en acceptant d'être président du jury. Mes remerciements vont également aux membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant à l'évaluation de ce travail :

- Monsieur **BOUCHHIDA Ouahid**, professeur à l'Université Dr. Yahia Fares de Medéa ,
- Monsieur **GROUNI Said**, Professeur à l' Université de Tamanrasset
- Monsieur **MOUALDIA Abdelhafidh**, maitre de conférences classe A à l'Université Dr .Yahia Farès de Medéa.
- Monsieur **BOUDANA Djamel**, Professeur à l' ENP d'Alger.

Finalement, je réserve une place singulière à toutes les personnes qui ont contribué, d'une façon directe ou indirecte, continue ou ponctuelle, et qui m'ont aidé de près ou de loin à élaborer et réaliser cette thèse.

Sommaire

| | |
|--|----|
| Avant-propos | |
| Sommaire | |
| Liste des figures | |
| Liste des tableaux | |
| Nomenclature | |
| Glossaire | |
| Introduction générale | 19 |
| CHAPITRE I Sur la MADA: Structures et Commandes | |
| I.1 Introduction..... | 23 |
| I. 2. Description de la machine asynchrone à double alimentation: | 23 |
| I. 3. Principe de fonctionnement de la MADA | 24 |
| I. 4. Modes de fonctionnement de la MADA | 25 |
| I. 4.1. Fonctionnement en mode génératrice | 26 |
| I. 4.1.1. Fonctionnement en Mode génératrice Hypo-Synchrone | 27 |
| I. 4.1.2. Fonctionnement en Mode génératrice Hyper-Synchrone | 27 |
| I. 4.2. Fonctionnement en mode moteur: | 28 |
| I-4.2.1. Configuration I: Stator connecté au réseau, rotor alimenté | 28 |
| I.4.2.2. Configuration II: MADA alimentée par deux convertisseurs | 29 |
| I-5- Avantages et Inconvénients de la MADA | 30 |
| I.5.1. Avantages de la MADA | 30 |
| I.5.2-Inconvénients de la MADA | 30 |
| I.6. Domaines d'application de la MADA | 31 |
| I.6.1. Génération d'énergie | 31 |
| I.6.1.1. Énergie éolienne | 31 |
| I.6.1.2 Énergie hydraulique | 32 |
| I.6.1.2.a- Application de pompage | 32 |
| I.6.1.2.b- Application réversible de pompage-turbinage | 32 |
| I.6.2. Génération d'énergie pour application embarquée | 34 |
| I.6.3. Entraînements à vitesse variable | 35 |
| I.6.3.1 Insertion de résistance au rotor | 35 |
| I.6.3.2 Récupération de l'énergie rotorique de glissement | 35 |
| I.7. Travaux de recherches sur la MADA | 36 |
| I-7-1-Fonctionnement pour application génératrice | 36 |
| I-7-2- Fonctionnement pour une application Moteur | 39 |
| I.8. Conclusion | 41 |
| CHAPITRE II: Commande vectorielle de la MADA | |
| II.1. Introduction | 44 |
| II.2. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation | 44 |
| II.2.1.Hypothèses simplificatrices | 45 |
| II.2.2. Equations électriques de la MADA | 46 |
| II.2.3. Equations magnétiques | 46 |
| II.2.4. Equations mécaniques de la machine | 47 |
| II.3. Modélisation de la MADA dans des référentiels diphasés | 47 |
| II.3.1. Equations électriques et magnétiques dans le système d'axes (d, q) | 48 |
| II.3.2. Couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park | 49 |

Table des matières

| | |
|--|----|
| II.3.3. Choix de référentiel . | 49 |
| II. 3.3.1.Référentiel lié au stator | 49 |
| II. 3.3.2.Référentiel lié au rotor | 49 |
| II. 3.3.3. Référentiel lié au champ tournant | 49 |
| II.4. Modèle de la MADA dans le repère de PARK sous forme d'état | 50 |
| II.5.Association convertisseur- machine | 51 |
| II.5.1. Alimentation de la machine par onduleur | 51 |
| II.5.2. Modélisation du redresseur | 52 |
| II.5.3. représentation de réseau | 53 |
| II.5.4. Modélisation du filtre | 53 |
| II.5.5. Modélisation d'onduleur de tension | 54 |
| II.5.5.1. Tensions des phases statoriques | 55 |
| II.5.5.2. Tensions composées de la charge (MADA) | 55 |
| II.5.5.3. Tensions simples de la machine | 56 |
| II.5.5.4. Principe de la technique MLI | 57 |
| II.5.5.5 Equation de référence (la modulatrice) | 58 |
| II.6. Calcul des puissances | 59 |
| I.6.1. Le bilan de puissance côté stator et rotor | 59 |
| II.6.2. Loi de répartition de puissance | 60 |
| II.6.3. Coefficient de répartition de puissance active k | 61 |
| II.6. Commande vectorielle de la MADA | 62 |
| II.7.1. Introduction | 62 |
| II.7.2. Principe de la commande vectorielle | 62 |
| II.7.3.Commande vectorielle à flux orienté de la MADA | 64 |
| II.7.3.1.Procédé d'orientation du flux | 64 |
| II.7.3.2.Commande vectorielle par orientation du flux rotorique | 64 |
| II.7.3.3.Structure d'une alimentation en tension par orientation du flux | 65 |
| II.7.3.4. Termes de compensation et contrôle des courants | 65 |
| II.7.3.5. Commande vectorielle avec découplage par compensation | 66 |
| II.7.3.6. Calcul des correcteurs | 67 |
| II.7.3.7. Régulation de vitesse de la MADA | 69 |
| II.7.3.7.1 Correcteur IP avec saturation dans la chaîne directe | 70 |
| II.7.3.7.2 Synthèse du correcteur IP de vitesse | 70 |
| II.6.4.Structure générale de la Commande vectorielle de la MADA | 72 |
| II.6.5. Simulation de la commande vectorielle de la MADA | 72 |
| II.6.5.1 Profils de poursuite et de régulation | 72 |
| II.6.5.2.Test de robustesse en basse vitesse et en haute vitesse | 77 |
| II.7. Conclusion | 80 |
| CHAPITRE III: Commande Directe du couple(DTC) de la MADA | |
| III.1. Introduction | 83 |
| III.2. Stratégie de la commande directe de couple | 83 |
| III.2.1.Principe de la DTC | 84 |
| III.2.2. Modélisation de l'onduleur alimentant la MADA | 84 |
| III.2.3. Utilisation des tables de commutations | 86 |
| III.2.3.1. principe d'utilisation de deux tables | 86 |
| III.2.3.2. Contrôle du stator et du rotor par deux onduleurs | 87 |
| III.2.3.3. Estimation du flux et du couple électromagnétique | 88 |

Table des matières

| | |
|---|-----|
| III.2.3.4. Elaboration du vecteur de tension | 90 |
| III.2.4. Structure générale de la DTC classique | 91 |
| III.2.5: Résultats de simulation | 92 |
| III.2.6: DTC neuronale de la MADA | 94 |
| III.2.6.1: Bref historique | 94 |
| III.2.6.2. Neurone formel | 95 |
| III.2.6.3. Structures d'interconnexion des réseaux de neurones | 96 |
| III.2.6.4. L'apprentissage | 96 |
| III.2.6.5. Procédure d'apprentissage | 97 |
| III.2.6.6. La table de sélection neuronale | 98 |
| III.2.6.7. Structure générale de la DTC neuronale | 98 |
| III.2.7. Simulation de la DTC neuronale | 99 |
| III.3: Conclusion | 105 |
| CHAPITRE IV: Commande en mode dégradé de la MADA | |
| IV.1 Introduction. | 107 |
| IV.2 Synthèse des différents défauts dans MADA | 107 |
| IV.2.1 Les défaillances de la MADA | 109 |
| IV.2.1.1 Défaillances électriques | 109 |
| IV.2.1.2 Défaillances mécaniques | 110 |
| IV.2.2. Les défauts de la commande | 111 |
| IV.2.2.1 Les défauts de l'onduleur | 111 |
| IV.2.2.1.1 Les défauts des semi-conducteurs de puissance | 112 |
| IV.2.2.1.2 Les défauts de la commande de l'onduleur | 112 |
| IV.2.3. Reconfiguration la loi de commande d'une MADA suite à un défaut de l'onduleur | 113 |
| IV.2.4. Structure de la nouvelle commande | 115 |
| IV.2. 5. Résultats de simulation | 116 |
| IV. 3. Le défaut du capteur de vitesse | 123 |
| IV.4. Conclusion | 123 |
| CHAPITRE V: Commande sans capteur de vitesse de la MADA | |
| V.1 Introduction | 125 |
| V.2. Quelques travaux sur l'estimation des grandeurs de la MADA | 126 |
| V.3. Problématique des commandes sans capteurs | 127 |
| V.4. méthodes d'estimation de la vitesse . | 128 |
| V.4.1. Estimation de la vitesse avec modèle de la machine | 128 |
| V.4.1.1. Méthode à base d'estimateur | 128 |
| V.4.1.2. Méthode à base d'observateur | 129 |
| V.4.2. Estimation de la vitesse sans modèle de la machine | 130 |
| V.4.2.1. Méthode d'harmonique d'encoches | 130 |
| V.4.2.2. Méthode d'injection des signaux | 131 |
| V.4.2.3. Méthodes d'intelligence artificielle | 131 |
| V.5. Estimation de la vitesse de la MADA par Filtre de Kalman | 131 |
| V-5-1 Principe du Filtre de Kalman Étendu(FKE) | 132 |
| V-5-2 Application du FKE à la MADA | 132 |
| V-5-2.1 Modèle d'état étendu de la MADA | 132 |
| V.5.2.2. Discrétisation du modèle du système | 133 |
| V.5.2.3. Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état | 135 |

Table des matières

| | | |
|--|---|-----|
| V.5.2.4. Implantation de l'algorithme du FKE discret | 136 | |
| V.5.2.4.1. Présentation du FKE | 136 | |
| V.5.2.4.2. Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances | 136 | |
| V.5.2.5. Phase de prédiction | 136 | |
| V.5.2. 6. Phase de correction | 137 | |
| V.5.3. Structure générale de la FOC sans capteur par FKE | 138 | |
| V.5.4. Résultats de simulation | 138 | |
| V.5.5. Structure générale de la DTC neuronale sans capteur par FKE | 143 | |
| V.5.6. Résultats de simulation | 143 | |
| V.6. Conclusion | 148 | |
| Conclusion générale | | |
| Conclusion générale | 150 | |
| Références bibliographiques | | |
| Références bibliographiques | 154 | |
| ANNEXES | | |
| <i>Annexe A₁</i> | Paramètres de la MADA utilisée | 163 |
| <i>Annexe A₂</i> | Transformation de PARK et CONCORDIA | 163 |
| <i>Annexe A₃</i> | Publications et conférences internationales | 164 |

Liste des figures

| | | |
|--------------------|--|----|
| Figure 1.1 | Représentation de la machine asynchrone à double alimentation(MADA) | 24 |
| Figure 1.2 | Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation | 24 |
| Figure 1.3 | Modes opérationnels caractéristiques de la DFIM | 25 |
| Figure 1.4 | Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice | 26 |
| Figure 1.5 | Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone | 27 |
| Figure 1.6 | Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone | 27 |
| Figure 1.7 | Fonctionnement en mode moteur avec un onduleur | 28 |
| Figure 1.8 | Fonctionnement en mode moteur avec un cyclo-convertisseur | 28 |
| Figure 1.9 | Fonctionnement en mode moteur avec deux onduleurs et un bus commun | 29 |
| Figure 1.10 | Fonctionnement en mode moteur avec 2 onduleurs avec deux bus continus | 29 |
| Figure 1.11 | Fonctionnement en mode moteur avec deux cyclo-convertisseurs | 29 |
| Figure 1.12 | Configuration de la MADA pour une éolienne sur une plage de vitesse réduite | 32 |
| Figure 1.13 | Exemple d'application hydro-électrique à vitesse variable d'une MADA | 33 |
| Figure 1.14 | Schéma synoptique d'une application embarquée d'une MADA à vitesse variable et fréquence fixe sur un réseau autonome | 34 |
| Figure 1.15 | Schéma d'alimentation de l'automotrice assurant la liaison entre Zermatt et Gomergrat en Suisse. | 35 |
| Figure 1.16 | Montages de Krämer | 36 |
| Figure 1.17 | Montage de Scherbius | 36 |
| Figure 2.1 | Représentation schématique du modèle d'une MADA | 44 |
| Figure 2.2 | MADA avec des bagues collectrices | 45 |
| Figure 2.3 | Représentation simplifier de la MADA | 45 |
| Figure 2.4 | Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA | 48 |
| Figure 2.5 | Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation | 52 |
| Figure 2.6 | Redresseur triphasé à diodes | 52 |
| Figure 2.7 | Représentation de la tension de sortie du redresseur | 53 |
| Figure 2.8 | représentation du filtre LC. | 53 |
| Figure 2.9 | représentation de tension filtrée | 54 |
| Figure 2.10 | Onduleur triphasé alimentant le stator d'une MADA | 55 |
| Figure 2.11 | Schéma d'un bras de l'onduleur | 55 |
| Figure 2.12 | Représentation des bras d'un onduleur par des interrupteurs à deux positions | 56 |
| Figure 2.13 | Schéma de principe du contrôle par la MLI à hystérésis d'un bras de l'onduleur | 57 |

Liste des figures et des tableaux

| | | |
|--------------------|---|-----|
| Figure 2.14 | Principe de la technique triangulo-sinusoïdale | 58 |
| Figure 2.15 | Position du référentiel par rapport au flux | 63 |
| Figure 2.16 | Principe de la commande vectorielle | 63 |
| Figure 2.17 | Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe d | 67 |
| Figure 2.18 | Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe q. | 67 |
| Figure 2.19 | Schéma bloc de régulation des courants statoriques | 68 |
| Figure 2.20 | Schéma bloc de régulation des courants rotoriques | 69 |
| Figure 2.21 | Boucle de régulation de vitesse avec correcteur IP | 69 |
| Figure 2.22 | Boucle de régulation de vitesse avec correcteur IP et saturation du couple | 70 |
| Figure 2.23 | Chaîne de régulation de la vitesse | 71 |
| Figure 2.24 | Schéma globale de la FOC d'une MADA | 72 |
| Figure 2.25 | Commande vectorielle d'une MADA à flux rotorique orienté (FOC) | 75 |
| Figure 2.26 | Résultats de simulation d'une MADA_FOC avec sens inversé | 77 |
| Figure 2.27 | Simulation de commande vectorielle FOC d'une MADA en basse et haute vitesse | 79 |
| Figure 2.28 | Simulation de la FOC d'une MADA avec variation de R_r | 80 |
| Figure 3.1 | Présentation de la locomotive MAK DE502 équipé par le système de traction ABB | 83 |
| Figure 3.2 | Représentation schématique d'un onduleur deux niveaux à IGBT | 84 |
| Figure 3.3 | Position du flux statorique et du flux rotorique dans la MADA | 85 |
| Figure 3.4 | Vecteurs de flux et représentation du couple de la MADA | 87 |
| Figure 3.5 | Représentation schématique d'un onduleur à deux niveaux | 87 |
| Figure 3.6 | Représentation vectorielle d'un onduleur deux niveaux dans le plan(α^* , β^*). | 88 |
| Figure 3.7 | Représentation du vecteur tension | 89 |
| Figure 3.8 | Schéma d'estimation du couple électromagnétique | 90 |
| Figure 3.9 | Vecteurs de tension applicables pour l'estimation des flux statoriques | 90 |
| Figure 3.10 | Schéma fonctionnel global du DTC classique avec capteur de vitesse | 92 |
| Figure 3.11 | Simulation d'une DTC classique avec une inversion de vitesse nominale | 94 |
| Figure 3.12 | Présentation d'un réseau de neurones formel | 95 |
| Figure 3.13 | Présentation de l'architecture d'un réseau de neurones | 96 |
| Figure 3.14 | Structure de réseau de neurone de trois couches cachées | 98 |
| Figure 3.15 | Schéma fonctionnel global du DTC par RNA avec capteur de vitesse | 99 |
| Figure 3.16 | Résultats de simulation de la DTC avec une table neuronale d'une MADA | 100 |

Liste des figures et des tableaux

| | | |
|--------------------|---|-----|
| Figure 3.17 | Résultats de simulation de la DTC par RNA avec inversion de sens de rotation | 102 |
| Figure 3.18 | Résultats de simulation de la DTC par RNA d'une MADA en basse vitesse et sur vitesse avec défluxage | 103 |
| Figure 3.19 | Résultats de simulation de la DTC par RNA d'une MADA pour un test de robustesse | 104 |
| Figure 4.1 | Causes externes de défauts de la MADA | 108 |
| Figure 4.2 | Causes internes de défauts de la MADA | 108 |
| Figure 4.3 | Types d'excentricité : (a) dynamique ; (b) statique ; (c) mixte | 111 |
| Figure 4.4 | Reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA | 114 |
| Figure 4.5 | Boucle de régulation pour une magnétisation stator vers une magnétisation rotor | 114 |
| Figure 4.6 | Dispositif de puissance permet la reconfiguration du mode de fonctionnement | 115 |
| Figure 4.7 | Résultats de simulations d'une commande vectorielle en mode dégradé | 118 |
| Figure 4.8 | Résultats de simulations de reconfiguration d'une FOC_MADA à une FOC_MAS | 120 |
| Figure 4.9 | Résultats de reconfiguration d'une FOC_MADA à une FOC_MAS avec un sens de rotation inversé | 122 |
| Figure 5. 1 | Structure du filtre de Kalman étendu | 136 |
| Figure 5.2 | Représentation de l'algorithme du filtre de Kalman. | 137 |
| Figure 5.3 | Schéma globale de la commande FOC sans capteur (FKE) | 138 |
| Figure 5.4 | Simulation de la FOC sans capteur (par FKE) avec inversion de sens de rotation | 140 |
| Figure 5.5 | Résultats de reconfiguration d'une FOC_MADA à une FOC_MAS par FKE | 142 |
| Figure 5.6 | Schéma fonctionnel global de la DTC par RNA avec FKE | 143 |
| Figure 5.7 | Résultats de simulation de la DTC neuronale d'une MADA sans capteur par FKE | 144 |
| Figure 5.8 | Simulation de la DTC neuronale avec inversion de sens de rotation sans capteur de vitesse avec FKE | 146 |
| Figure 5.9 | Simulation de la DTC neuronale d'une MADA sans capteur par FKE en basse vitesse et en haute vitesse | 147 |

Liste des tableaux

| | | |
|-------------|--|-----|
| Tableau 2.1 | Paramètres des correcteurs PI des courants statoriques | 68 |
| Tableau 2.2 | Paramètres des correcteurs PI des courants rotoriques | 69 |
| Tableau 2.3 | Paramètres du correcteur IP de la vitesse | 71 |
| Tableau 3.1 | Niveaux de tensions simples en sortie d'un onduleur deux niveaux | 88 |
| Tableau 3.2 | Table de sélection des vecteurs de tension | 91 |
| Tableau 3.3 | Cycle de fonctionnement de la MADA pour la simulation de la DTC classique | 92 |
| Tableau 5.1 | Cycle d'un fonctionnement de la MADA commandée par FOC sans capteur par FKE | 139 |
| Tableau 5.2 | Cycle d'un fonctionnement de la MADA commandée par FOC avec reconfiguration sans capteur par FKE | 141 |
| Tableau 5.3 | Cycle1 de fonctionnement pour la simulation de la DTC neuronale par FKE | 143 |
| Tableau 5.4 | Cycle2 de fonctionnement pour la simulation de la DTC neuronale par FKE | 145 |
| Tableau 5.5 | Cycle 3 de fonctionnement pour la simulation de la DTC par FKE en survitesse | 146 |

Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans cette thèse sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

| Symboles | Significations | Unités |
|-----------------------|---|----------|
| R_s | Resistance de l'enroulement statorique | Ω |
| R_r | Resistance de l'enroulement rotorique | Ω |
| L_r | Inductance cyclique rotorique par phase | H |
| L_s | Inductance cyclique statorique par phase | H |
| L_{so} | Inductance homopolaire statorique | H |
| L_{ro} | Inductance homopolaire rotorique | H |
| L_s | Inductance propre d'une phase statorique | H |
| L_r | Inductance propre d'une phase rotorique | H |
| L_f | Inductance du filtre LC | H |
| C_f | Capacité du filtre LC | F |
| M_s | Inductance mutuelle entre deux phases statoriques | H |
| M_r | Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques | H |
| m_{sr} | Inductance mutuelle maximale entre phases statoriques et rotoriques | H |
| $M_{sr}=M$ | Inductance mutuelle cyclique | H |
| p | Nombre de paires de pôles | |
| J | Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur | $kg.m^2$ |
| f_v | Coefficient de frottement visqueux | N.s/rad |
| T_s, T_r | Constante de temps statorique et rotorique | s |
| σ | Coefficient de dispersion de Blondel | |
| θ_s | Position angulaire du stator | rad |
| θ_r | Position angulaire du rotor | rad |
| θ | Position angulaire relative entre le rotor et l'axe d | rad |
| N | Vitesse mécanique | tr/mn |
| N_s | Vitesse de synchronisme | tr/mn |
| n_s | Vitesse de synchronisme | tr/s |
| Ω | Pulsation (vitesse) mécanique | rad/s |
| Ω_s | Pulsation (vitesse) de synchronisme | rad/s |
| ω_s | Pulsation statorique | rad/s |
| ω_r | Pulsation rotorique | rad/s |
| ω_{gl} | Pulsation de glissement | rad/s |
| g | Glissement | |
| e | Erreur | |
| u | Loi de commande | |
| U | Tension statorique entre phases | V |
| U_{CC} | Tension continue appliquée à l'onduleur | V |
| I | Courant statorique de ligne | A |
| f | Fréquence | Hz |
| f_s, f_r | Fréquence des grandeurs statorique ,rotorique | Hz |
| f_p | Fréquence de la porteuse | Hz |
| Φ, ϕ, φ | Flux | Wb |

| | | |
|--------------------------|--|--------------------|
| V, v | Tension | V |
| P_a | Puissance active | W |
| C_{em}, T_{em} | Couple électromagnétique | N.m |
| C_r, T_r | Couple résistant (Couple de charge) | N.m |
| e, E | Erreurs absolue et normalisée | rad/s |
| de, dU | dérivée de l'Erreur, absolue et normalisée | rad/s ² |
| du, dU | Incrément de la sortie (loi de commande), absolue et normalisée | |
| K_{id}, K_{pd} | Coefficients intégral et proportionnel du régulateur du courant d'axe d | |
| K_{iq}, K_{pq} | Coefficients intégral et proportionnel du régulateur du courant d'axe q | |
| K_{iw}, K_{pw} | Coefficients intégral et proportionnel des régulateurs de vitesse PI et IP | |
| K_{de}, K_e, K_{du} | Gains de normalisation | |
| k_p | Gain de l'action proportionnel du régulateur PI | |
| k_i | Gain de l'action intégrale du régulateur PI. | |
| $P(\theta)$ | Matrice de rotation dans le plan | |
| v_{ao}, v_{bo}, v_{co} | Tension entre phases et neutre fictif | V |
| $u_{AB}, u_{BC},$ | Tension entre phases en sortie de l'onduleur | V |
| S_A, S_B, S_C | Signaux de commande des bras de l'onduleur | |
| s | Operateur de Laplace | |
| T_e, T_s | Période d'échantillonnage | s |
| T | Période de commutation de l'onduleur | s |
| ϕ^*, ϕ_{ref} | Flux rotorique de référence | Wb |
| D | Dépassement | % |
| ξ | Amortissement | |
| t_m | Temps de montée | s |
| $t_{r5\%}$ | Temps de réponse à 5 % | s |
| a, b, c | Indice correspondants aux trois phases a, b, c | |
| ω_n | Pulsation propre | rad/s |
| X_{as}, X_{bs}, X_{cs} | Grandeurs statoriques dans le repère triphasé (A_s, B_s, C_s) fixe au stator | |
| X_{ar}, X_{br}, X_{cr} | Grandeurs rotoriques dans le repère triphasé (a_r, b_r, c_r) fixe au rotor | |
| d, q | Indice des composantes orthogonales directe et en quadrature | |
| X_{ds} | Grandeur statorique d'axe d | |
| X_{qs} | Grandeur statorique d'axe q | |
| X_{dr} | Grandeur rotorique d'axe d | |
| X_{qr} | Grandeur rotorique d'axe q | |
| x^*, X^* | Grandeur de référence ou de consigne | |

Glossaire

| Acronyme | Signification |
|-----------------|---|
| ANN | Artificiel-Network-Neurone |
| C.V | Commande vectorielle |
| DFOC | Direct Field Oriented Control |
| DSC | Directe Self Control |
| DTC | Directe Torque Control (Commande Directe du Couple) |
| FOC | Field Oriented Control Commande à flux orienté |
| GADA | Génératrice asynchrone à double alimentation |
| IFOC | Indirect Field Oriented Control |
| IP | Régulateur Intégral et Proportionnel |
| MADA | Machine asynchrone à double alimentation. |
| MAS | Machine asynchrone à cage |
| MLI | Modulation de Largeur d'Impulsion |
| MRAS | Commande Adaptative par Modèle de Référence |
| PI | Régulateur Proportionnel et Intégral |
| PWM | Pulse Width Modulation |
| RBF | Réseaux à Fonction Radiale de Base |
| RNA | Réseaux de Neurones Artificiels |

Introduction générale

Introduction générale

Il est tout d'abord important de rappeler que la machine asynchrone est actuellement la machine la plus utilisée dans les applications industrielles. Cela est dû, en grande partie, à sa simplicité de construction, sa robustesse, son faible coût, sa facilité d'entretien et ses performances.

Sachant que la machine asynchrone à cage(MAS) doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour fonctionner en moteur et au dessus pour fonctionner en générateur[VID04], par contre dans le cas de la Machine Asynchrone à rotor bobiné Doublement Alimentée(MADA) ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur, mais c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode génératrice, elle a donc deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de l'énergie électrique quelque soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement.

La MADA a pour diverses applications: en tant que génératrice pour les énergies renouvelables (largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable) ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles de grandes puissances telles que la propulsion maritime et la traction ferroviaire tant qu'elle permet de se fonctionner sur une grande plage de variation de la vitesse [VID04].

Grâce au développement des semi-conducteurs, de l'électronique de puissance, des techniques de commande des machines asynchrones et au développement de l'outil informatique. Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à la machine asynchrone à double alimentation. Il est dû à l'accessibilité de son rotor et donc de permettre la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien de côté du stator que de côté du rotor [SAL07].

La MADA alimentée par deux convertisseurs présente, notamment pour des applications de grandes puissances, de bonnes performances : fonctionnement en survitesse et grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement, ce qui consiste à alimenter le rotor par un convertisseur bidirectionnel en courant.

la MADA occupe de plus en plus une place centrale dans les processus industriels à vitesse variable. Ainsi toute perturbation affectant l'entraînement électrique peut amener l'arrêt total de l'ensemble du processus. La continuité de service des systèmes de traction ou éoliens constituent aujourd'hui des préoccupations majeures pour l'insertion de ces sources d'énergie dans le réseau électrique. Les défaillances peuvent provoquer de graves dysfonctionnements de ces systèmes et conduisent actuellement à sa mise en hors service. En outre, si le défaut n'est pas rapidement détecté et compensé, il peut dans certains cas mettre en danger tout le système. Il est donc nécessaire de trouver des stratégies permettant de maintenir le fonctionnement de l'entraînement électrique même après un défaut de semi-conducteur [KHO06].

La commande sans capteur de vitesse, (en anglais, sensorless control) des machines électriques est un axe fondamental de développement et de la recherche industrielle car, il présente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques où la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et perfectionner la sûreté de fonctionnement.

Au cours de notre travail, notre thèse vient d'être composée de cinq chapitres:

✓ Le premier est "**Sur la MADA: Structures et Commandes**" c'est un chapitre de synthèse bibliographique, un état de l'art des travaux s'intéressant sur la machine asynchrone doublement alimentée (MADA) sera exposé. Pour ce la, il est tout d'abord nécessaires de présenter une description de la Machine Asynchrone à rotor bobiné et son principe de fonctionnement . Ensuite, ce chapitre va présenter les modes de fonctionnement et les domaines d'application. à la fin de ce chapitre , certaines travaux effectuées seront cités, dégagant les principaux points qui ont contribué à l'étude de la MADA, Ce qui nous permet de situer notre étude par rapport à ceux déjà existants.

✓ Dans le deuxième chapitre, nous allons appliquer la stratégie de commande adoptée à savoir la "**Commande vectorielle de la MADA**" par orientation du flux rotorique, en ne considérant tout d'abord que le régime permanent. Généralement, après avoir exprimé les équations liant les tensions aux flux et les courants aux flux, nous allons donc reprendre la modélisation de la MAS en se gardant bien de donner des valeurs particulières aux tensions rotoriques. En effet, étant donné que l'on considère, les tensions des enroulements statoriques et rotoriques sont imposées par des onduleurs de tensions qui doivent être modélisés [FOR03]. Pour commander la MADA, comme bien d'autres procédés, il nous faut disposer de son modèle avec une connaissance plus ou moins précise des éléments le constituant, par un modèle entrée- sortie sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variables d'état [ABD97]. A partir de ce modèle, on peut faire la conception et la simulation des algorithmes de commande en régime permanent qu'en régime transitoire. La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Un autre aspect extrêmement important dans la réalisation de variateurs est la robustesse. Les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état et le point de fonctionnement du système. La variation des paramètres électriques et mécaniques dégradent les performances de cette commande et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables[SAL07].

✓ Le troisième chapitre sera consacré à la synthèse de la "**Commande Directe de Couple(DTC) de la MADA**". Tout d'abord, deux stratégies de contrôle des flux seront présentées. La première stratégie est la DTC doublée associée à deux tables de commutations classiques permettant un contrôle vectoriel des flux statorique et rotorique, la seconde est associé à la DTC au stator et au rotor effectuée par un réseau de neurones artificiels (RNA) dans le but d'améliorer les performances telles que la minimisation des ondulations au niveau du couple électromagnétique.

✓ Dans le quatrième chapitre "**Commande en mode dégradé de la MADA**" de nombreuses défaillances peuvent apparaître sur les machines asynchrones d'une façon générale . Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes sont très variées. la reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA suite à des défauts des convertisseurs statiques associés à cette machine et reconfiguration de la loi de commande qui va s'intervenir en cas d'une défaillance touche un onduleur . Ce qui donnera motivation à chercher à performer une continuité de service du fonctionnement du système, il s'agit bien sur de réaliser une transition judicieuse entre les deux commandes en plein fonctionnement lorsqu' un défaut de l'onduleur défaillant du rotor ou sera le passage d'un fonctionnement MADA à un fonctionnement machine à cage(MAS) avec une des armatures en court-circuit. On note aussi que le capteur mécanique de vitesse subit aussi une défaillance à cause de la poussière, des chocs mécaniques ou des vibrations ce qui demande une réparation ou élimination carrément ce que se pose la nécessité de la commande sans capteur de vitesse et fait l'objet du dernier chapitre.

✓ le cinquième chapitre va étudier la "**Commande sans capteur de vitesse de la MADA**". C'est important au premier lieu d'exposer quelques travaux de recherche sur l'estimation des grandeurs de la MADA et la problématique des commandes sans capteur de vitesse.

Nous allons choisir l'estimation de la vitesse par le Filtre de Kalman étendu(FKE) pour l'appliquer à la commande directe de couple(DTC) de la MADA sans capteur de vitesse . L'algorithme d'estimation de la vitesse d'une commande de la MADA sera faite bien sur sans capteur de vitesse (observation de vitesse en utilisant un FKE).

Notre étude sera validée chaque fois par une série de simulation et va clôturer par une conclusion générale.

CHAPITRE I:
Sur la MADA: Structures et
Commande

Sur la MADA: Structures et Commandes

I-1-Introduction:

L'intérêt porté à la machine asynchrone doublement alimentée (MADA), ne cesse de croître surtout dans le domaine des énergies renouvelables. En effet, dans le domaine éolien, la MADA présente bien des avantages pour des applications moteur, notamment alimentée par deux convertisseurs surtout pour des applications de grandes puissances, de bonnes performances : fonctionnement en survitesse (jusqu'à deux fois la vitesse nominale) sans être démagnétisé, bonnes performances à très basse vitesse pour un fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse,...etc. Par ailleurs, la MADA grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine.

Avant d'entamer la modélisation et la commande de notre système un état de l'art des travaux s'intéressant "sur la MADA structures et commandes" est effectué. Pour ce la, il est tout d'abord nécessaires de présenter une description de la Machine Asynchrone à rotor bobiné et son principe de fonctionnement . Ensuite, ce chapitre va présenter les modes de fonctionnement et les domaines d'application.

Enfin, certaines travaux effectuées seront cités, dégageant les principaux points qui ont contribué à l'étude de la MADA, Ce qui nous permet de situer notre étude par rapport à ces travaux qui sont déjà existants.

I. 2. Description de la machine asynchrone à double alimentation:

La Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) fait partie de la famille des machines à courant alternatif à double alimentation. Elle est appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motor) pour des applications d'entraînement à vitesse variable.

La première apparition de cette machine a été connue depuis l'année 1899 [DRI05],[VIC037] ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [BEN03]. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais, il est constitué de trois bobinages connectés généralement en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [VID04]. La Figure (I.1) représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation.

Ce type de machines nécessite une seule source d'alimentation qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines d'application à vitesse variable, de sorte que le glissement de la MADA peut être contrôlé par l'association des convertisseurs de puissance du côté statorique ou rotorique ou bien des deux à la fois. Ceci dépend essentiellement du facteur technico-économique de construction.

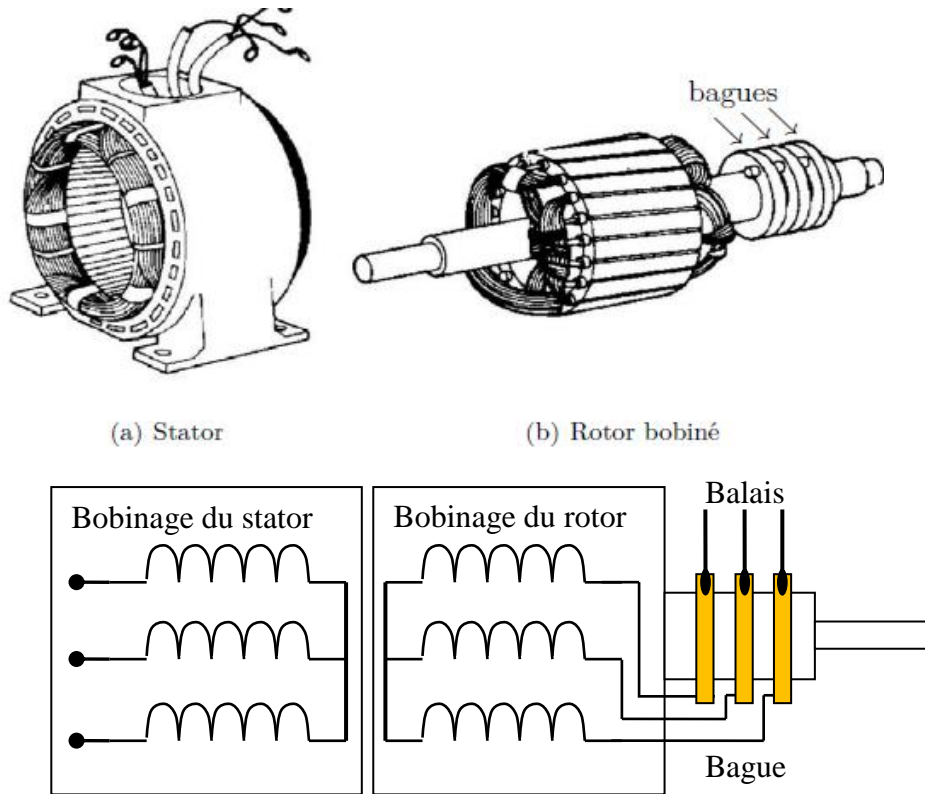


Figure 1.1 :Représentation de la machine asynchrone à double alimentation(MADA)

Le schéma de la figure 1.2 représente le symbole d'une MADA.

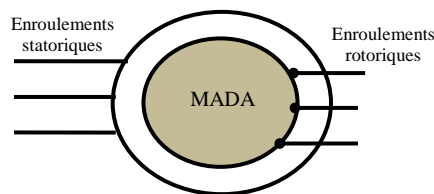


Figure 1.2 – Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).

I. 3. Principe de fonctionnement de la MADA:

Pour le fonctionnement de la MADA, elle est excitée simultanément au stator et au rotor respectivement, avec deux fréquences imposées par deux sources d'alimentations. Une certaine synchronisation entre les deux champs est exigée pour garantir une certaine stabilité de la machine. Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de f.m.m_s des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi f$, et le rotor tourne avec la vitesse ω ; alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur des forces magnétomotrices (f.m.m_r) des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_{gl} telle que [ABD97]:

$$\omega_{gl} = \omega_r = \omega_s - \omega \tag{I.1}$$

Où : g est le glissement et ω_{gl} est la vitesse angulaire de glissement.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques ; dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés [ABD97].

Pour que la rotation du vecteur résultant des f.m.ms par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence, définie à partir de

$$\omega_r = 2\pi fr; \text{ c'est à dire: } f_r = f_s \cdot g$$

Comme la MADA peut fonctionner en génératrice ou en moteur aux vitesses hypo-synchrone et hyper-synchrone, on peut distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la MADA comme il est illustré par la figure (1.3) [DRI05] :

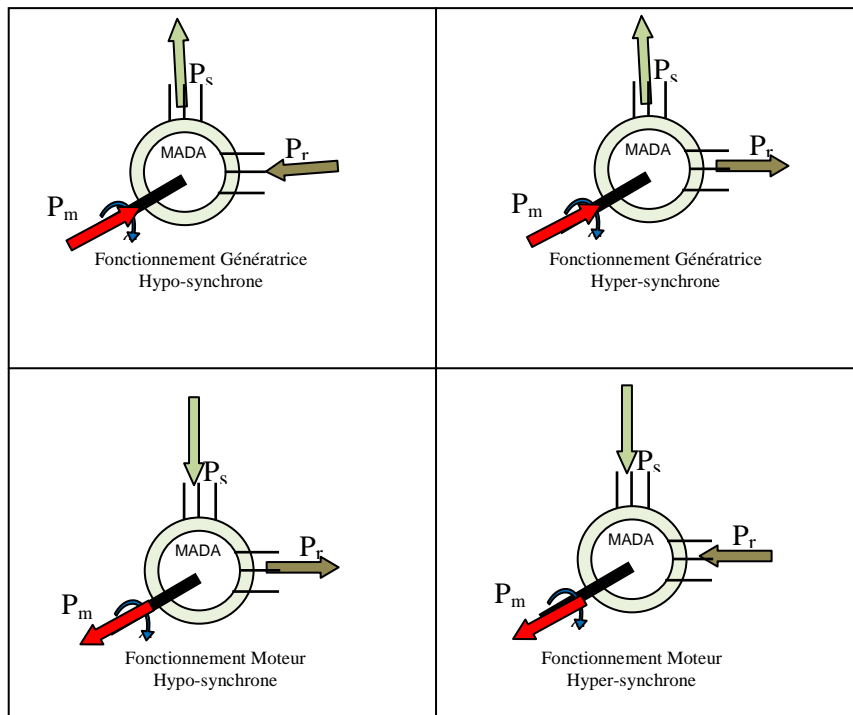


Figure. 1.3. Modes opérationnels caractéristiques de la DFIM

Dans cette dernière, P_s , P_r et P_m désignent respectivement les puissances du stator, du rotor et la puissance mécanique

I. 4. Modes de fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. [BOY06]

Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [MOU19]

La littérature atteste du grand intérêt accordé à la MADA. En tant que génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique . Pour les applications moteur, la MADA alimentée par deux convertisseurs présente pour certaines applications de grandes puissances de bonnes performances: fonctionnement en survitesse sans démagnétisation, bonnes performances à très basse vitesse pour un fonctionnement sans capteur de vitesse[SAL07]

I. 4.1. Fonctionnement en mode génératrice

Avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA connaissent un grand essor et un grand nombre de publications accompagne ce développement. Son utilisation pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne, la littérature est abondante dans ce domaine et les thèmes abordés sont très variés:

- Modélisation, zones limites de fonctionnement et stabilité de la MADA.
- Qualité de l'énergie fournie et qualité des courants et tensions notamment en présence des défauts au niveau du réseau.
- Stratégies de commande de la MADA avec ou sans capteur de vitesse et de position.
- Dimensionnement du convertisseur au rotor.
- Un stator relié au réseau ou sur charge indépendante.

son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.). accompagne ce développement.

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec une MADA, est représentée par la **Figure 1.4**, [BEN03]. Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau.

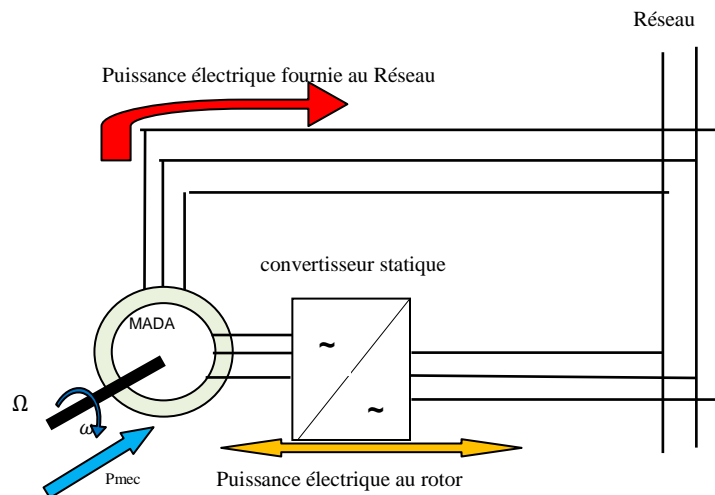


Figure 1.4 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice

En générale, la commande des tensions rotoriques permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme. [SAL07].

I. 4.1.1. Fonctionnement en Mode génératrice Hypo-Synchrone

La figure 1.5 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

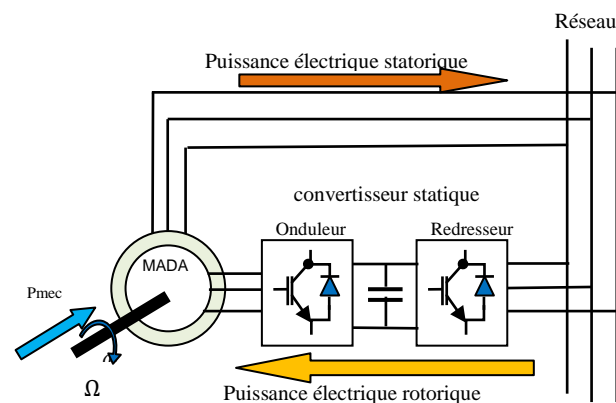


Figure 1.5 Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone

I. 4.1.2. Fonctionnement en Mode génératrice Hyper-Synchrone

La figure 1.6 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor

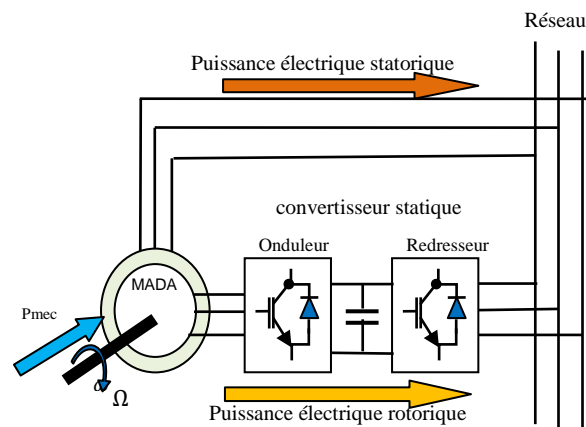


Figure 1.6: Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone

I. 4.2. Fonctionnement en mode moteur:

La machine asynchrone à double alimentation été conçue pour fonctionner en moteur sur une grande plage de variation de vitesse comme première application. L'utilisation d'une MADA permet de varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques, ce dispositif sera donc économique quand on place les convertisseurs entre le rotor et le réseau en réduisant leurs tailles d'environ 70% [MER07]. La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que [ELB09]:

- ✓ La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- ✓ La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime.
- ✓ Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charge etc...

La MADA offre plusieurs possibilités de configuration avec l'association des convertisseurs de puissance, tout dépend essentiellement du domaine d'application de la MADA.

D'après la littérature, , il existe plusieurs configurations de fonctionnement. [HOP01]

I.4.2.1. Configuration I: Stator connecté au réseau, Rotor alimenté par un convertisseur

Cette variante est un fonctionnement en moteur comme nous le montre la **figure 1.7**. En effet le stator est relié au réseau triphasé à fréquence et tension constantes tandis que le rotor est relié à un onduleur ou un cyclo-convertisseur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur [BEK14].

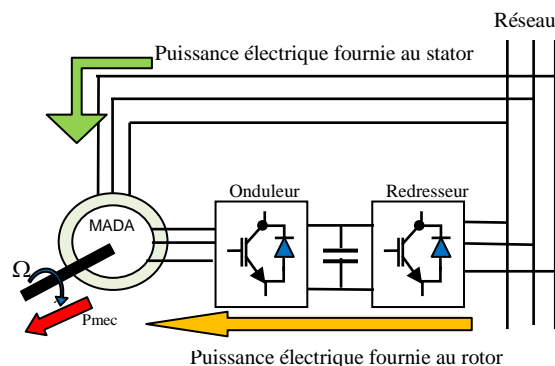


Figure 1.7: Fonctionnement en mode moteur avec un onduleur.

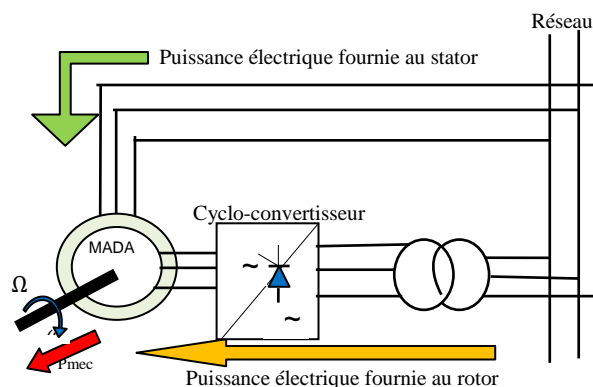


Figure 1.8: Fonctionnement en mode moteur avec un cyclo-convertisseur

I.4.2.3. Configuration II: MADA alimentée par deux convertisseurs

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes [CHA10] :

- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun comme représenté sur la **figure 1.9**.
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs comme représentés à la **figure 1.10**.
- Deux cyclo-convertisseurs comme le montre la **figure 1.11**

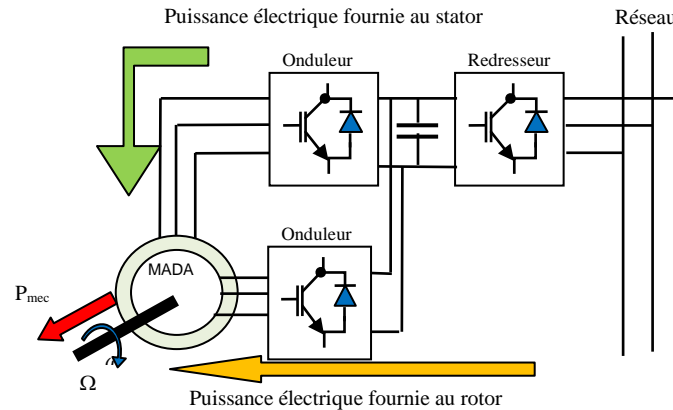


Figure 1.9: Fonctionnement en mode moteur avec deux onduleurs et un bus continu commun

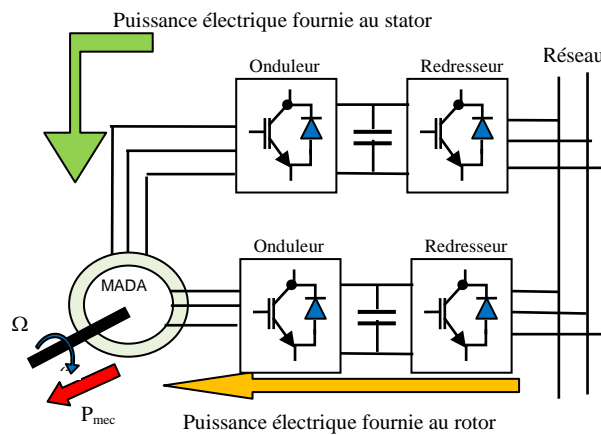


Figure 1.10: Fonctionnement en mode moteur avec deux onduleurs avec deux bus continus

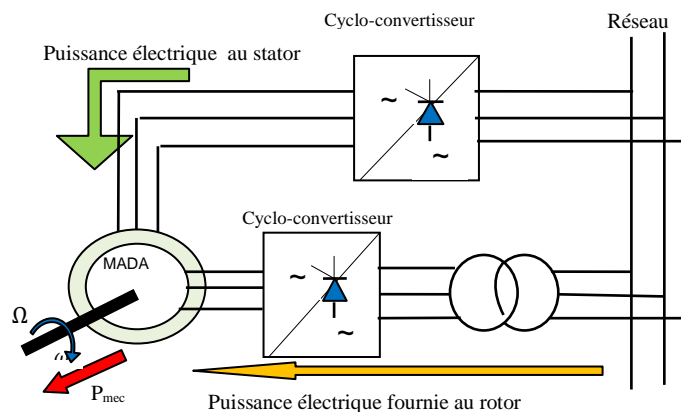


Figure 1.11: Fonctionnement en mode moteur avec deux cyclo-convertisseurs.

I-5- Avantages et Inconvénients de la MADA :

Dans ce paragraphe, on peut citer les avantages et les inconvénients majeurs de la machine asynchrone à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

I.5.1. Avantages de la MADA :

Parmi ses nombreux avantages, nous citons [BEN10] :

- ✓ La répartition des puissances actives entre le stator et le rotor, conduisant une répartition des pulsations statoriques et rotoriques [VID04] (La partage des fréquences entre le stator et le rotor), il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmenter son rendement [RAM00].
- ✓ La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge [SAL07].
- ✓ le rendement des convertisseurs statiques est meilleur (à puissance mécanique identique comparé à l'utilisation d'une MAS) [BON08].
- ✓ L'alimentation de la machine par deux onduleurs permet de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété nous assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine [SAL07].
- ✓ La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances [DJE15].
- ✓ Un fonctionnement en régime dégrade, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.
- ✓ La mesure des courants au stator et au rotor, contrairement à la machine à cage, donnent ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique [SAL07].
- ✓ La large gamme de vitesse accessible à couple et à flux constant.
- ✓ Cette machine peut assurer tous les fonctionnements des autres machines. On peut donc y voir un avantage majeur, elle pourrait permettre de passer d'un fonctionnement à un autre tout à fait acceptable. Par exemple dans une application ferroviaire, nous pouvons revenir à mode de fonctionnement de type machine asynchrone à rotor court-circuité en cas de l'apparition d'un défaut sur l'un des bras des onduleurs. La gestion des modes dégradés est plus facile [VID04].

I.5.2-Inconvénients de la MADA :

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. Afin d'être objectif, il ne faut pas oublier les inconvénients apportés par cette machine. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants.

- ✓ La machine à bague, dans un milieu corrosif, les bagues peuvent s'oxyder et cela nécessite un entretien particulier. Cependant pour un même fonctionnement, les moteurs à bagues demandent un entretien moindre que les moteurs à courant continu [ZID19].
- ✓ La machine à double alimentation requiert un collecteur à trois bagues au rotor. Donc pour une même puissance, ce moteur est un peu plus long et à peine plus lourd que le moteur asynchrone à cage équivalent. [ZID19].

- ✓ Le rotor et le stator doivent être reliés à l'armoire d'alimentation. Cependant le stator sera généralement connecté par des câbles HT de faible section. L'appareillage est plus important et nécessite un entretien. [ZID19].
- ✓ L'aspect multi-convertisseur, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. [VID04].
- ✓ Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer.
- ✓ Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. Nous utilisons un nombre des convertisseurs (parfois on utilise deux redresseurs et deux onduleur sous un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (toujours un redresseur et un onduleur).
 - ✓ Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone MAS elle est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine [VIC03].

I.6. Domaines d'application de la MADA

La MADA est présente dans de plus en plus de domaines. La description suivante a pour but de dresser une classification non exhaustive des domaines où la MADA est utilisée [BON08].

I.6.1. Génération d'énergie

Les énergies fossiles finiront par se tarir à plus ou moins longue échéance et leurs impacts sur l'environnement commencent à être pris en considération. C'est pour cela que des systèmes consistant à transformer une énergie renouvelable en énergie électrique sont en plein développement. La MADA est alors utilisée dans la conversion d'énergie éolienne en énergie électrique, et son utilisation pour transformer de l'énergie hydraulique en énergie électrique de façon réversible commence à être envisagée [DJE15].

On s'intéresse dans cette partie aux systèmes de génération d'énergie utilisant une MADA dans la chaîne de conversion.

I.6.1.1. Énergie éolienne

La thèse de A. Petersson [BET03] présente une étude sur l'analyse, la modélisation et le contrôle d'une MADA utilisée en générateur pour les éoliennes. Tout d'abord, la courbe donnant la répartition des densités de probabilité de la vitesse du vent (distribution de Rayleigh) est présentée. De plus, la courbe en cloche qui présente le rendement de la conversion (énergie éolienne- énergie mécanique) paramétrée en fonction du rapport entre la vitesse du vent et la vitesse de rotation permet de justifier l'intérêt de fonctionner à vitesse de rotation variable. Ensuite, de nombreuses configurations électriques permettant un fonctionnement de type vitesse fixe ou vitesse variable sont décrites. L'auteur calcule ensuite le rendement global de l'éolienne en fonction du type de machine et de sa configuration électrique. La principale conclusion de cette première partie de l'étude est que la configuration de la **Figure 1.12** présente le meilleur rendement comparé aux autres structures.

Enfin, cette étude montre que le dimensionnement du convertisseur placé au rotor est fonction de la largeur de la plage de vitesse de rotation. Ce mémoire présente aussi des modèles de la MADA valables en régime permanent et transitoire ainsi que des stratégies de contrôle. L'auteur s'intéresse dans la dernière partie aux oscillations du flux, du courant rotorique ainsi que des tensions induites au rotor en cas de creux de tension réseau.

I.6.1.2 Énergie hydraulique

I.6.1.2.a- Application de pompage

Dans l'édition 2005 de [WIL05], un exemple d'application de la MADA entraînant une pompe à vitesse variable est présenté. Le stator est connecté au réseau tandis que le rotor est alimenté par l'intermédiaire d'un convertisseur de fréquence. L'auteur compare cette solution à une solution utilisant des résistances placées.

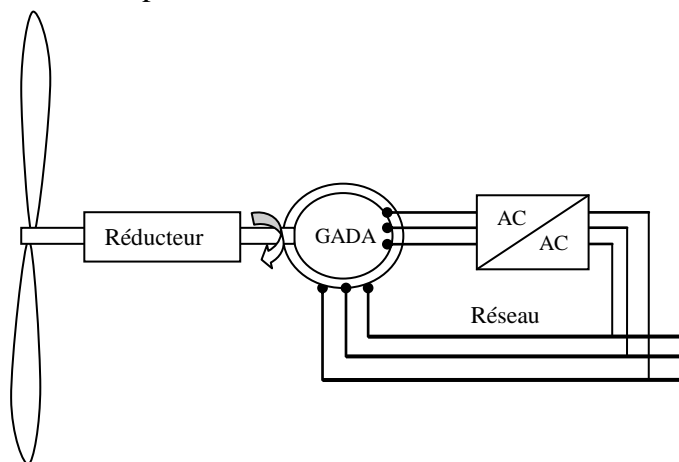


Figure 1.12: Configuration de la MADA pour une éolienne sur une plage de vitesse réduite.

au rotor pour assurer le démarrage ainsi que le réglage de la vitesse. Toute l'énergie qui serait dissipée dans les résistances est alors renvoyée au réseau dans la configuration utilisant un convertisseur statique. Cette application permet l'approvisionnement en eau potable de la ville de Stuttgart, en Allemagne. La pompe est actionnée par un moteur de 3300 kW–5 kV–50 Hz et la plage de vitesse est comprise entre 425 tr · min⁻¹ et 595 tr · min⁻¹. La vitesse variable du moteur permet de régler le débit d'eau selon les besoins de la ville [LOU17].

I.6.1.2.b- Application réversible de pompage-turbinage

On s'intéresse maintenant à des centrales hydroélectriques. On peut citer, par exemple, la centrale de Montezic [EDF91] (4 turbines Francis de 230 MW) qui réalise un transfert d'énergie par pompage entre deux retenues. Par ce moyen, l'énergie de base excédentaire, disponible en heures creuses sur le parc de production thermique et nucléaire, est transformée en énergie potentielle hydraulique redistribuée pendant les heures de forte consommation. Ainsi, l'aménagement possède la souplesse de fonctionnement indispensable pour fournir rapidement la puissance modulable demandée et, d'autre part, du fait de sa puissance installée, cet aménagement représente la possibilité de palier occasionnellement l'indisponibilité d'une tranche de centrale nucléaire de 900 MVA. Cette centrale est actuellement équipée de quatre alternateurs (machines synchrones) de 250 MVA. C'est en considérant ce type de centrale que [HOD04] étudie une MADA utilisée en fonctionnement réversible pour une application de pompage-turbinage à vitesse

variable. La **Figure 1.13** présente le schéma d'un tel système. Dans ce cas, les intérêts d'utiliser une vitesse de rotation variable sont :

En mode « pompage »

La puissance absorbée par la pompe dépend de la vitesse de rotation du groupe. Il est donc possible de réguler la puissance absorbée en ajustant la vitesse de rotation. Ceci se traduit par une amélioration de la stabilité du réseau.

En mode « turbinage »

Toutes les turbines présentent un rendement dépendant de la hauteur de chute, du débit et de la vitesse de rotation. Pour fonctionner à vitesse variable, cette étude s'intéresse à une configuration utilisant un convertisseur statique de type Neutral Point Clamped (NPC) trois(3) niveaux qui alimente le rotor de la machine. On retrouve alors une MADA utilisée dans [20] qui permet une variation de vitesse sur une plage limitée.

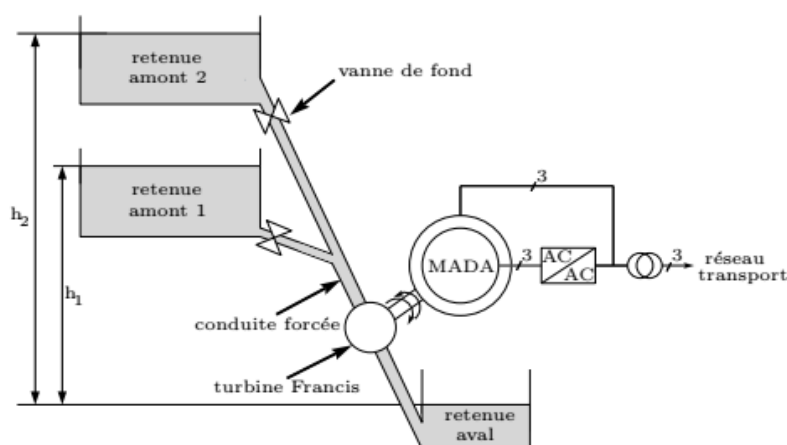


Figure 1.13: Exemple d'application hydro-électrique à vitesse variable d'une MADA

La même problématique fait l'objet de l'article [BON07] qui utilise les données présentes dans [KJØ01]

En raison des contraintes d'exploitation, le débit turbiné est amené à varier. On remarque alors que pour fonctionner à rendement optimal, la vitesse de rotation du groupe sera amenée à varier en cas de variation du débit. De même, si la hauteur de chute varie (utilisation de la retenue 1 de hauteur de chute h_1 ou de la retenue 2 de hauteur h_2 (voir la **Figure 1.13**), alors pour obtenir un rendement maximal, il faut que la vitesse de rotation soit aussi variable dans ce cas là. C'est pour cette raison qu'un convertisseur statique composé d'un redresseur actif quatre niveaux de type « point de neutre clampé » ou Neutral Point Clamped (NPC) associé à un onduleur NPC est utilisé et étudié. Il permet de contrôler les courants rotoriques et, de ce fait, de contrôler le couple électromagnétique et donc la vitesse de rotation. De plus, la puissance réactive injectée sur le réseau peut être contrôlée par action sur les courants rotoriques. Dans cet article, le démarrage (Le démarrage s'effectue à vide, c'est à dire que la vanne en amont de la turbine est fermée) de la turbine en mode pompage ou turbinage, s'effectue avec le stator mis en court circuit et le rotor alimenté par l'onduleur. On retrouve alors un fonctionnement identique à celui d'une machine asynchrone à cage mais avec les rôles du stator et du rotor inversés. Une fois la vitesse de rotation nominale atteinte, le stator est ensuite connecté au réseau, la fréquence des courants rotoriques passant alors d'environ 50 Hz à une valeur très faible. Cette technique permet un sous dimensionnement

(Par rapport à la puissance de la machine asynchrone) de l'onduleur placé au rotor de la MADA. En effet, une fois le groupe démarré, la vitesse de la machine varie autour de la vitesse nominale. Dans ce cas, les courants rotoriques présentent une amplitude importante et une fréquence relativement faible (fort courant, faible tension).

I.6.2. Génération d'énergie pour application embarquée.

Pour l'alimentation du réseau de bord dans des applications embarquées, comme par exemple les avions, l'utilisation de la MADA permet un gain de masse et d'encombrement. On qualifie alors cette application de génératrice à fréquence fixe et à vitesse variable. De plus, d'après [PAT05], la MADA permet dans ce type d'application de compenser les harmoniques de courant absorbé par les charges connectées sur ce réseau. Dans [PAT05], l'exemple d'un réseau de bord d'avion est présenté. Le rotor de la MADA est accouplé à une turbine d'entraînement dont la vitesse de rotation est amenée à varier. Le fonctionnement considéré est donc à fréquence fixe et vitesse variable étant donné que le réseau de l'avion est à fréquence constante (ici la fréquence est égale à 400 Hz). Un synoptique de cette application est représenté par la **Figure 1.14**.

Une machine synchrone à aimant permanent est elle aussi accouplée à la turbine. Elle permet de fournir de l'énergie au rotor de la MADA via le convertisseur statique quand la vitesse de rotation de l'ensemble est inférieure à la vitesse de synchronisme de la MADA (fonctionnement hypo-synchrone) et de renvoyer de l'énergie dans le cas d'un fonctionnement hyper-synchrone. La structure nécessite l'utilisation d'un filtre passif (condensateurs) afin d'obtenir une qualité du réseau acceptable quand des charges non linéaires sont connectées au réseau. Or, dans le cadre d'une application embarquée, l'ajout d'un filtre passif peut s'avérer problématique pour des raisons de poids et d'encombrement. C'est pour cette raison que le convertisseur placé au rotor est contrôlé pour :

- avoir une fréquence fixe au niveau des tensions statoriques.
- compenser les harmoniques de courant absorbé par une charge non-linéaire, donc d'avoir des tensions statoriques présentant un taux de distorsion le plus faible possible.
- compenser la puissance réactive absorbée par la charge.

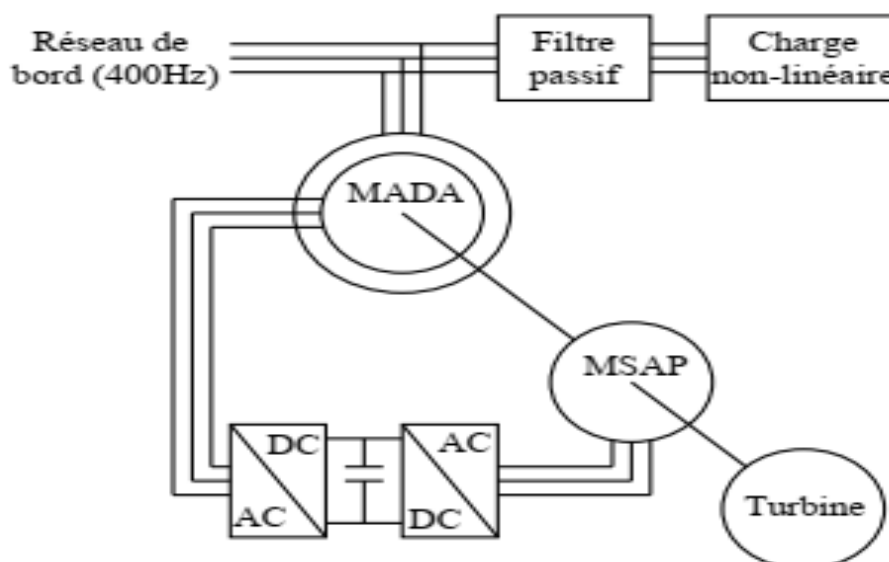


Figure 1.14: Schéma synoptique d'une application embarquée d'une MADA à vitesse variable et fréquence fixe sur un réseau autonome.

I.6.3. Entraînements à vitesse variable

La MADA est aussi utilisée pour des applications d'entraînement à vitesse variable de forte puissance comme par exemple la métallurgie (laminoirs) ou le pompage.

I.6.3.1 Insertion de résistance au rotor

Bien que l'on ne puisse pas considérer les applications utilisant des résistances variables connectées au rotor d'une machine asynchrone à rotor bobiné comme étant des applications utilisant une MADA, cette partie détaille quand même un exemple d'application, car ce type de montage est ou a été souvent utilisé. Dans le livre [WIL05], une application ancienne de traction électrique est présentée. Il s'agit d'une automotrice faisant la navette entre Zermatt (1604 m) et Gomergrat (3089 m), en Suisse. La traction est assurée par 4 moteurs triphasés à rotor bobiné de 78 kW; 1470 tr / min; 700 V–50 Hz. Comme le montre la Figure 1.15, deux phases sont alimentées par des conducteurs aériens (caténaire), et la troisième est reliée aux rails. La vitesse peut être ajustée de zéro à 14, 4 km /h grâce à des résistances insérées dans le circuit du rotor. Actuellement, le rendement de cette chaîne de conversion n'est pas acceptable car une partie non négligeable de l'énergie électrique est perdue dans les résistances. Cette solution est donc abandonnée de nos jours. On retrouve quand même cette solution pour limiter le courant d'appel lors du démarrage de moteurs asynchrones à rotor bobiné, comme présenté dans [FRA04]

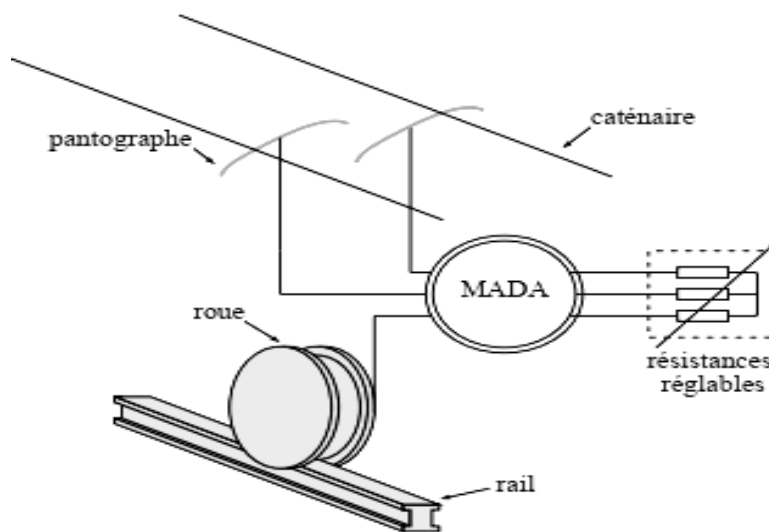


Figure 1.15: Schéma de l'automotrice assurant la liaison entre Zermatt et Gomergrat en Suisse.

I.6.3.2 Récupération de l'énergie rotorique de glissement

Contrairement à la partie précédente où l'énergie de glissement est dissipée dans des résistances, cette partie présente des montages permettant de récupérer cette énergie de glissement.

Dans [LEO96], la partie qui traite de la récupération de l'énergie de glissement d'un moteur asynchrone à rotor bobiné, présente le fonctionnement des montages dits montage de « Krämer » et montage de « Scherbius ». La Figure 1.16 présente le principe de ces montages. L'énergie de glissement est récupérée au niveau des enroulements rotoriques de la MADA. Les courants rotoriques sont alors redressés par l'intermédiaire du redresseur à diodes. Ensuite, deux configurations sont possibles.

montage de « Krämer » : L'idée de ce montage est de commander l'induit d'un moteur à courant continu accouplé sur le même arbre de la MADA par l'intermédiaire d'un hacheur. Le réglage de la vitesse de rotation de l'ensemble est donc possible grâce au contrôle du courant d'induit.

montage de « Scherbius » : Dans ce montage, l'énergie de glissement est conservée sous forme électrique dans le but d'être renvoyée sur le réseau. Le schéma de la **Figure 1.17** illustre ce montage. Comme dans [FOR04], ce montage est plus communément appelé **cascade hypo-synchrone**.

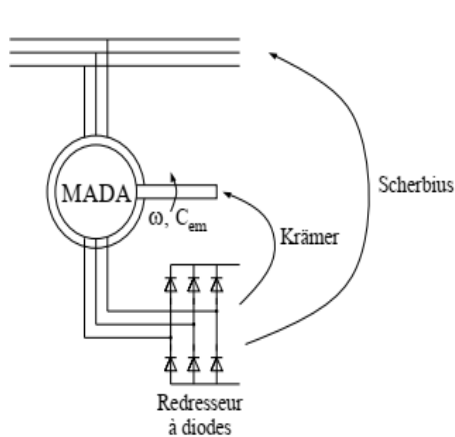


Figure 1.16: Montages de Krämer

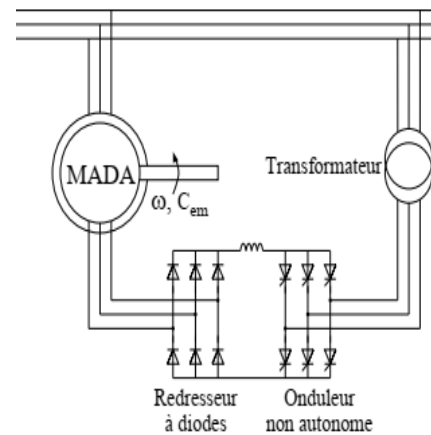


Figure 1.17: Montage de Scherbius.

On définit une cascade hypo-synchrone comme étant un dispositif faisant appel à l'électronique de puissance et permettant de réduire de manière significative la vitesse d'une machine asynchrone à rotor bobiné tout en conservant une valeur acceptable du rendement. Le but du montage est en fait de contrôler la quantité de puissance rotorique injectée sur le réseau par l'intermédiaire de l'onduleur non autonome. En effet, la tension de cet onduleur étant imposée par le secondaire du transformateur, le réglage de la puissance s'effectue grâce au réglage du courant dans l'inductance du bus continu. Ce type de variation de vitesse a été totalement supplanté par l'utilisation d'onduleurs autonomes.

I-7- Travaux de recherches sur la MADA:

I-7-1-Fonctionnement pour une application génératrice :

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

❖ **P.G. holmes** Parmi les premiers à s'intéresser à la MADA en mode génératrice, qui étudie dans [HOL84] une machine à deux enroulements rotoriques alimentés par un cyclo-convertisseur. Cette machine fonctionne en génératrice entraînée par une éolienne. Les résultats obtenus sont satisfaisants lorsque le couple est proportionnel au carré de la vitesse.

❖ **R. Gheysens** [GHE90] compare l'influence d'une alimentation en tension ou en courant sur le comportement de la machine. Les enroulements rotoriques sont reliés à un

cyclo-convertisseur. Il introduit la notion de trois couples différents : un asynchrone statorique, un asynchrone rotorique et un dernier issu de l'interaction de la source de tension au stator et le courant ou la tension au rotor. Une série de résultats expérimentaux faits sur une machine de 4.5 kW complète l'étude.

- ❖ **M. G. Ioannides** s'intéresse principalement dans l'ensemble de ses études, [IOA88] [IOA90] [IOA91] [IOA92] [IOA93], aux zones d'instabilité de la MADA et à la non linéarité de son circuit magnétique. Les résultats prouvent que la stabilité de la machine est affectée par les perturbations de la vitesse, de la charge et de fréquence d'excitation indépendamment du facteur de puissance. Quand à la saturation, il s'est avéré qu'elle mène à deux fréquences: l'une asynchrone, l'autre synchrone. La majorité des résultats théoriques sont confirmés expérimentalement.
- ❖ **M. MACHMOUM** [MAC91] [MAC92], présente un modèle de la MADA avec une alimentation en tension côté rotor par un cyclo- convertisseur dans un repère tournant lié au vecteur tension statorique. Une analyse de l'expression analytique du couple en régime permanent permet de constater que le couple dépend de trois paramètres : le glissement, le rapport entre les amplitudes des tensions statoriques et rotoriques et le déphasage entre les deux sources de tensions. Il présente par la suite les résultats obtenus notamment ceux du couple, des courants statoriques et rotoriques en fonction du rapport des tensions, de l'angle de déphasage entre les vecteurs tensions statorique et rotorique. Les résultats expérimentaux, représentant la vitesse, le courant rotorique, la force contre-électromotrice et le couple de charge, révèlent que les variations de l'angle de charge sont limitées sous risque d'instabilité. Il tire comme conclusion qu'il est possible d'obtenir un couple élevé avec un bon facteur de puissance.
- ❖ **M. POLOUJADOFF** [POL88] voit que la représentation graphique des phaseurs permet de mieux appréhender le comportement de la MADA. Il représente les variations des variables internes de la machine sous forme de diagrammes circulaires et analyse par la suite les trajectoires des vecteurs complexes tension, flux et courants lors des régimes transitoires ce qui lui permet par la suite d'introduire la saturation sur les variations des courants en régime permanent suivant différentes conditions et dans tous les types de fonctionnement. Dans [POL03], l'auteur complète cette étude par une saturation de la MADA. Sa méthode graphique permet de tracer une limite de stabilité pour les valeurs propres du système suivant son fonctionnement..
- ❖ **TOUMI** [TOU92] étudie la stabilité d'une MADA, notamment pour les applications éoliennes. Après avoir établi un modèle mathématique de la MADA il emploie la méthode des petites variations pour linéariser le modèle. Ensuite, l'auteur applique le critère de Routh afin d'obtenir des variations des coefficients de ce critère. L'influence de l'inertie ainsi que le rapport des tensions statoriques et rotoriques sont étudiés.
- ❖ **J. SOENS** [SOE03] présente une étude originale d'une MADA de même type d'alimentation que précédemment en fonctionnement générateur dédiée à l'application éolienne et dont la puissance est de 850 kW. Il note tout d'abord que généralement les travaux consacrés à l'étude des limites de fonctionnement de la MADA se sont basés sur relation entre la puissance active du rotor et les zones de vitesses possibles de la machine. Il propose alors une étude plus approfondie consacrée au courant et à la tension rotorique en fonction de la vitesse et des puissances actives et réactives de la machine. Il se base sur un

modèle dynamique de la machine en supposant que le rapport de transformation entre le stator et le rotor est unitaire. Ses conclusions sont les suivantes :

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

❖ **M. YAMAMOTO [YAM91]** étudie le cas d'une MADA en fonctionnement générateur dont le stator est couplé au réseau et le rotor alimenté par un cyclo convertisseur. Cette machine est dédiée à des applications du type hydroélectricité et éolien. Son étude porte principalement sur le contrôle des puissances active et réactive du stator ainsi que sur les formes d'ondes des courants de la machine. L'analyse spectrale des courants statoriques et rotoriques permet d'affirmer que certaines harmoniques du courant rotoriques sont transmises à l'enroulement statoriques ce qui change le spectre des fréquences des courants de ce dernier. Des résultats expérimentaux sont présentés afin de valider l'étude proposée.

❖ **A. DITTRICH [DIT01]** s'intéresse à la qualité de la puissance d'une MADA dédiée à une application du type éolien. Pour cela, il propose d'améliorer la qualité des présences d'harmoniques dans les courants à deux raisons : la distorsion de la tension réseau et la distribution non-sinusoidale du flux dans la machine. Il propose alors de réduire les harmoniques des courants par les méthodes de compensation dues à des effets secondaires. Il présente des résultats expérimentaux pour les courants avec et sans compensation pour des essais sur une machine de 4 kW et montre l'amélioration des formes d'ondes des courants et des analyses spectrales de ces mêmes courants témoignant de l'efficacité de la méthode proposée. Un convertisseur et l'armature du stator liée directement au réseau, visant une application du type éolien ou génération de l'électricité à travers l'hydraulique. A travers un contrôle vectoriel utilisant quatre régulateurs de courant, cette structure lui permet d'assurer un contrôle indépendant des séquences négatives et positives des courants de la machine. Cette approche lui permet de minimiser au maximum l'effet des perturbations réseau sur le facteur de puissance. Il conclut que cette approche peut améliorer la qualité de la puissance fournie sur des sites isolés.

❖ **B. HOPFENSBERGER [HOF00]** présente une étude de la MADA dont les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé et le rotor est alimentée par un onduleur. Il étudie le cas d'un fonctionnement moteur en traitant les applications nécessitant une variation de la vitesse de rotation de la machine. Il adopte une stratégie de contrôle de type champ orienté. L'orientation du repère est selon le flux statorique. Il étudie par la suite le cas de fonctionnement sans capteur de position où il compare deux méthodes différentes pour estimer la position du rotor. La première méthode est une estimation à partir des courants statoriques et rotoriques et la seconde est une estimation à partir des puissances active et réactive du stator et des courants rotoriques. Il propose ensuite quelques résultats expérimentaux lui permettant de souligner la nécessité d'utiliser un filtrage afin d'améliorer les performances du fonctionnement sans capteur de vitesse.

❖ **R. DATTA [DAT01]** propose une commande sans capteur de position et de vitesse d'une MADA dédiée à une application éolienne. Il s'agit d'une commande vectorielle par orientation du flux statorique.

I-7-2- Fonctionnement pour une application Moteur :

Pour le cas de l'application moteur de la MADA les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaire ou non linéaire avec ou sans capteur de vitesse ou de position de la MADA. La stratégie de commande la plus utilisée mentionnée par la bibliographie est le contrôle vectoriel par orientation du flux notamment l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer, sauf pour P. Vidal qui oriente ses travaux vers une commande non linéaire de la MADA[VID04]. Les convertisseurs utilisés pour alimenter la MADA sont soit les Cyclo-convertisseurs soit des onduleurs à base d'IGBT.

❖ **D. LECOQ [LEC97]** fut l'un des premiers à présenter des résultats concernant la commande d'une machine asynchrone à double alimentation avec un contrôle vectoriel à flux orienté. Son étude est une prospection visant à établir la faisabilité d'une pareille configuration et à en tirer les principaux avantages. Dans ses études il s'est intéressé à une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par deux onduleurs l'un lié au rotor et l'autre lié au stator. Il affirme que grâce à ce type d'alimentation, la MADA possède quatre degrés de libertés qui lui permettent de réguler la vitesse (ou le couple), le flux (statorique, rotorique et d'entrefer), le glissement et le facteur de puissance[LEC94]. Il s'intéresse dans son étude à une orientation du flux statorique puis à celui de l'entrefer pour une application moteur. Il présente deux stratégies de commande : l'une directe par orientation du flux statorique et qui contient trois régulateurs de courants. Dans cette commande et dans le souci d'avoir un facteur de puissance unitaire au stator l'auteur impose une référence nulle au courant i_{sd} . Dans la seconde stratégie, indirecte, il oriente le flux d'entrefer en utilisant un courant magnétisant proportionnel au flux d'entrefer et quatre régulateurs de courants. Dans ce dernier cas, il présente des résultats expérimentaux. Il donne des résultats expérimentaux de la commande présentée. Ses principales conclusions confirment la faisabilité d'une telle configuration où les performances dynamiques de la MADA sont comparables à celles de la machine à cage. La MADA représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance notamment ceux exigeants un large domaine de fonctionnement étendue à puissance constante [LEC95].

❖ **R. GHOSN [GHO01]**, reprend la même configuration de la MADA déjà présentée par **D. Lecoq**. Ses objectifs sont : une commande vectorielle par orientation du flux avec et sans capteur de vitesse ou de position et une répartition des puissances actives entre le stator et le rotor. facteur de puissance unitaire au rotor, en comparant trois algorithmes de commande différente (notamment celui utilisé par D. Lecoq). En étudiant la robustesse de chaque algorithme face aux variations paramétriques de la machine ainsi que les valeurs de certaines grandeurs de la commande, l'auteur parvient à dégager un algorithme qu'il considère comme le plus satisfaisant. Ainsi sa commande est basée sur un seul régulateur identique pour les quatre courants de la machine. Le long de son travail, il s'est basé sur une répartition de la puissance active entre le stator et le rotor (défini pour un rapport entre ces deux puissances) afin d'optimiser le dimensionnement des convertisseurs du stator et du rotor. Il présente des résultats de simulation pour les quatre quadrants et il définit une fréquence de fonctionnement minimale qu'il impose aux convertisseurs liés au rotor et au stator. Le choix de cette fréquence minimale est basé sur un phénomène thermique qui stipule que plus la fréquence de fonctionnement du convertisseur est grande, plus les oscillations thermiques autour des interrupteurs de puissance sont faibles. Il est alors possible de fonctionner en survitesse sans démagnétisation (avec répartition de puissance), la vitesse maximale de fonctionnement dépend du coefficient de la loi de répartition de puissance.

- ❖ **G. BROWN**[BRO89][BRO92]: étudie quant à lui une MADA alimentée par deux Cyclo-convertisseurs. Il présente un fonctionnement dans les quatre quadrants en précisant le fonctionnement hyper et hypo synchrone. La stratégie de commande est un contrôle vectoriel. Ses objectifs consistent à minimiser les harmoniques de couple en agissant sur la fréquence du stator et à assurer un synchronisme des champs tournants en contrôlant les phases des tensions statorique et rotorique.
- ❖ **D. RAMUZ** [RAM00] étudie une MADA alimentée par deux convertisseurs. Le cahier des charges qu'il présente est le suivant : un fonctionnement à couple constant pour une vitesse allant de 0 à une vitesse de base, ensuite un fonctionnement à puissance active constante comme le montre la figure 1.5 pour une application du type enrouleur dérouleurs. Afin d'assurer des puissances actives et réactives égales et au stator et au rotor, il impose des fréquences au stator et au rotor égales, mais de signes opposées, ce qui lui permettra d'atteindre une vitesse maximale égale au double de la vitesse nominale. Le contrôle vectoriel présenté est basé sur la régulation des composantes directe et en quadrature du courant rotorique, le stator fonctionnant en boucle ouverte. Il compare les avantages et les inconvénients de l'orientation du flux rotorique ou celui de l'entrefer. Ses principales conclusions sont que, pour une orientation du flux statorique, des tensions dites « actives » sont plus faibles et que des courants dits « actifs » sont plus élevés que pour le cas d'un flux d'entrefer. Il étudie la robustesse de la stratégie de commande qu'il présente ainsi que des résultats expérimentaux.
- ❖ **P.E. Vidal** [VID04] reprend dans son étude la loi de répartition de puissance ainsi que la structure de la commande vectorielle présentée par D.Lecoq. Il commence par une modélisation de la MADA en se basant tout d'abord sur les courants puis sur les flux afin de rechercher d'autres lois de commande linéaire et non-linéaire. Il analyse alors le comportement de la MADA en régime permanent afin de dégager des schémas équivalents et par la suite des indications tirées d'un formalisme : le REM (Représentation Energétique Macroscopique des systèmes) qui permet d'obtenir de manière synthétique et visuelle une représentation des couplages mis en jeu dans la modélisation choisie.
- ❖ **S. Drid** [DRI05]: Dans sa thèse, il s'intéresse à une nouvelle approche pour contrôler une MADA alimentée par deux onduleurs de tension au stator comme au rotor. Son approche est basée sur un contrôle à double orientation du flux statorique et rotorique. L'orthogonalité entre les deux flux, qui doit être impérativement observée, conduit à une commande linéaire et découplée de la machine avec une optimisation du couple. Des simulations viennent appuyer l'étude théorique.
- ❖ **S. Khojet El Khil** [KHO06]: s'intéresse à la machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. La stratégie de commande développée est basée sur un contrôle vectoriel avec une orientation du flux rotorique, avec une loi de répartition de puissances actives entre le stator et le rotor. Cette loi permet d'optimiser le dimensionnement de chaque convertisseur. Une commande sans capteur de vitesse ou de position est développée. La compensation du couple de charge permet d'assurer de bonnes performances avec une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine. L'étude de la reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA face à des défauts au niveau des onduleurs de tension, permet de dégager un avantage majeur de cette machine. En effet, la double alimentation permet d'éliminer l'onduleur défaillant et de fonctionner avec un seul onduleur. Les résultats de simulation présentés témoignent des bonnes performances de cette machine en présence de tels défauts

- ❖ **G. Salloum [SAL07]:** Introduit La commande robuste de la MADA, par l'approche H_∞ , qui est abordée en faisant une comparaison entre quatre stratégies de contrôle : la sensibilité mixte, une variante de la sensibilité mixte, le loop-shaping et la μ -synthèse. Une étude par μ -analyse de la robustesse en stabilité et en performance offre un critère de choix du correcteur. La réalisabilité du correcteur sera à son tour un critère déterminant du choix de la méthode de correction. Dans une dernière partie, il centre son intérêt sur la commande robuste de la MADA sans capteurs mécaniques en travaillant sur des méthodes d'estimation de la vitesse et de l'angle mécanique. Son étude est limitée à l'introduction de deux méthodes d'estimation : La MRAS, éventuellement associée à un filtre de KALMAN, et l'injection d'une composante haute fréquence associée à un traitement numérique pour en déduire la vitesse. La première approche est simple à implanter mais elle est très sensible aux variations paramétriques, surtout la résistance statorique, tandis que la deuxième est complètement insensible à ces variations mais très lourde en calcul...
- ❖ **F. BONNET [BON08]** Son étude justifie les avantages apportés par la structure de deux onduleurs. D'une part, la tolérance en cas de panne onduleur ainsi que la diminution des pertes dans les onduleurs rendent cette structure attractive. D'autre part, la possibilité de doubler la puissance du moteur (le couple est maintenu à sa valeur nominale sur une plage de vitesse égale à deux fois la vitesse nominale) et de répartir la puissance entre le stator et le rotor sont deux avantages significatifs. De plus, les degrés de liberté présents dans ce système sont étudiés, et un réglage optimisant le dimensionnement des onduleurs est déterminé. Ensuite, les flux statoriques et rotoriques sont utilisés comme variables d'état. Par conséquence, le modèle ainsi défini est compact, s'interprète et s'exploite facilement. Enfin, un contrôle basé sur l'association de deux stratégies de commandes directes de couple à fréquence de découpage variable ou fixe est développé. Les résultats expérimentaux utilisant une machine de 4 kW sont comparés aux résultats de simulation. Ainsi, la modélisation, les stratégies de commandes et la simulation sont validées.
- ❖ **Y. BEKAKRA [BEK14]** Dans sa thèse, il propose des méthodes de commande linéaire et non linéaire de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) pour les deux modes de fonctionnements moteur et génératrice. Pour le cas linéaire, il a appliqué les lois de commande classique de type PI qui donne des bons résultats. Dans le cas non linéaire ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, pour cela il a fait deux commandes (par mode glissant et logique flou type 1). L'étude comparative entre les deux commandes, montre que la régulation par ces méthodes présente des performances meilleures en termes de temps de réponse et de rejet de perturbation.

I-8 Conclusion

Dans ce chapitre, sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA): Structures et Commandes, sa description générale est faite, le fonctionnement pour les différents types d'alimentation, ainsi que les différents modes de fonctionnement de la MADA ont été présentés, les avantages et les inconvénients qu'elle pourrait apporter.

Cette étude porte principalement sur son fonctionnement en génératrice, pour des applications éoliennes et hydroélectriques, ou sur son fonctionnement en moteur avec une grande variété de modes d'alimentation et de contrôle

A la fin de ce chapitre, on a balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la machine asynchrone doublement alimentée. La richesse et la variété des sujets traités

justifient l'intérêt croissant pour cette machine dans divers champs d'applications. Elles peuvent être séparées en deux catégories :

- **Génération d'énergie à vitesse variable:** Pour les applications éoliennes et pour les réseaux d'avions, on l'utilise en tant que générateur à fréquence fixe et à vitesse variable. La caractéristique de ces applications est que la plage de variation de vitesse est relativement étroite et se situe autour de la vitesse de synchronisme. Le rotor est alimenté par un convertisseur statique généralement sous dimensionné par rapport à la puissance de la machine. On retrouve aussi ce principe dans les montages de type hypo-synchrone. On trouve dans la littérature de très nombreuses études dédiées à ce type d'application.

- **Entraînements à vitesse variable:** Dans ce cas, les applications fonctionnent généralement sur une plage de vitesse de rotation beaucoup plus importante que dans le cas précédent. Depuis les années 1980, on trouve quelques études pour des applications plus spécifiques utilisant une MADA alimentée par deux convertisseurs. Néanmoins, depuis le début des années 2000, des études plus générales sur la commande des MADA alimentées par deux onduleurs de tensions ont été réalisées.

CHAPITRE II
Commande vectorielle de la
Machine Asynchrone
à Double Alimentation
(MADA)

Commande vectorielle de la (MADA)

II.1. Introduction :

Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'un système quelconque, l'une des parties les plus importantes est la modélisation du système en équation, et il est important aussi de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques de la machine étudiée. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande. La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Généralement, après avoir exprimé les équations liant les tensions aux flux et les courants aux flux, certaines modélisations attribuent des valeurs nulles aux tensions rotoriques dans le but de modéliser les machines asynchrones à cage. Nous allons donc reprendre la première partie de cette modélisation en se gardant bien de donner des valeurs particulières aux tensions rotoriques. En effet, étant donné que l'on considère ici une machine asynchrone à double alimentation, les tensions des enroulements statoriques et rotoriques sont imposées par des onduleurs de tensions [FOR03].

Pour commander la MADA, il nous faut disposer de son modèle avec une connaissance plus ou moins précise des éléments le constituant. Mathématiquement, on peut représenter la MADA par un modèle entrée- sortie sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variables d'état [ABD97]. A partir de ce modèle, on peut faire la conception et la simulation de la commande ; ainsi que l'étude et l'analyse des régimes transitoires. De ce fait, il est réaliste de poser des conditions et des hypothèses pour écrire le modèle comportemental, ce qui est établie à partir des équations électriques de la machine [BAS01].

II. 2. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation comporte trois bobines statorique, et aussi trois bobines rotoriques décalées entre elles par un angle de $\frac{2\pi}{3}$ identique de répartition et similaire à celles du stator. Cette machine asynchrone se compose principalement de deux parties, stator et rotor (**Figure 2.1**).

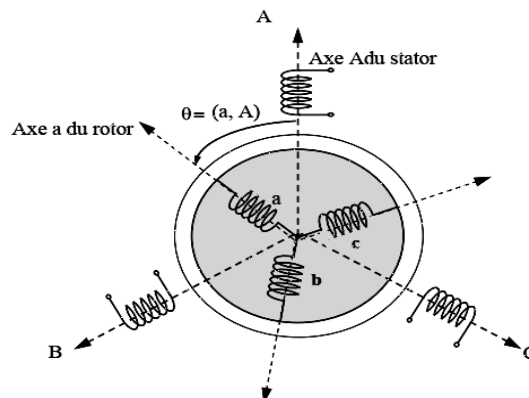


Figure 2.1: Représentation schématique du modèle d'une MADA

Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et il est séparé du stator par un entrefer. En principe, les enroulements rotoriques sont couplés généralement en étoile et ils sont reliés à trois bagues sur les quelles glissent des balais.

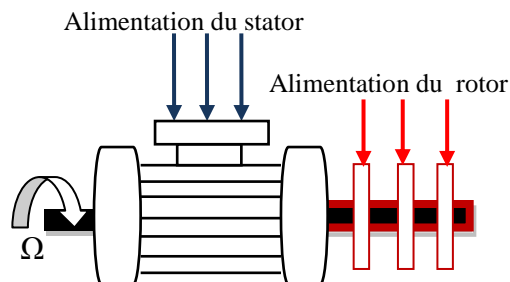


Figure 2.2: MADA avec des bagues collectrices

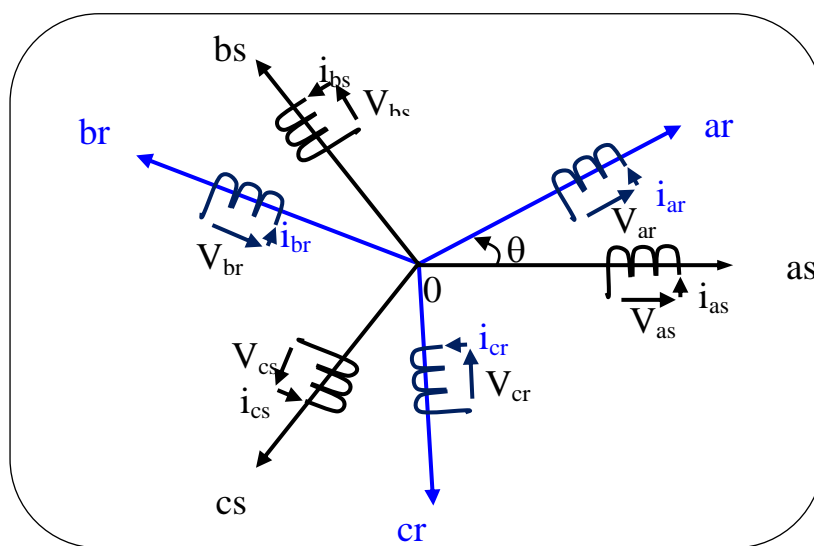


Figure 2.3: Représentation simplifier de la MADA.

a_s, b_s, c_s : phases du stator; a_r, b_r, c_r : phases du rotor.

II.2.1.Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices [CAR95], dans le but d'établir un modèle simple, qui sont [CHA83]:

- ❖ la machine est de construction symétrique équilibrée, tant au rotor qu'au stator, le rotor est bobiné, les bobinages sont triphasés au stator et au rotor et possèdent P paires de pôles.
- ❖ On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- ❖ Répartition sinusoïdale des champs magnétiques de chaque bobinage, le long de l'entrefer qui est d'épaisseur et de perméabilité constante, donc que l'effet d'encoche est négligé,
- ❖ Les résistances des différents enroulements ne varient pas avec la température.

- ❖ On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, et sa perméabilité constante condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- ❖ On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
- ❖ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.
- ❖ les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables, et les pertes mécaniques sont négligeables

Ces hypothèses ont pour conséquences :

- les inductances propres entre les enroulements statoriques sont constantes.
- les inductances propres entre les enroulements rotoriques sont constantes.
- les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale avec la position des enroulements, les flux magnétiques sont additifs

II.2.2. Equations électriques de la MADA :

En tenant compte les hypothèses citées ci- dessus, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machines s'écrivent comme suit [BRO92][CHE03][MUL02] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$$\begin{cases} [V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \\ [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \end{cases} [V_r] \neq 0 \quad (\text{II.2.a}) \quad \begin{cases} [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.2.b})$$

$$\begin{cases} [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \\ [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

R_s, R_r : Résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

II.2.3. Equations magnétiques :

Les équations magnétiques sous forme matricielle [MUL02][LIA91] sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \\ [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{II.5}) \quad ; \quad \left\{ \begin{array}{l} [L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \\ [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{II.6})$$

Sachant que :

$[R_s]$, $[R_r]$: sont les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$[L_s]$ $[L_r]$: sont les matrices des inductances propres statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}]$ $[M_{rs}]$: sont les matrices des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$[M_s]$ $[M_r]$: sont les matrices des inductances mutuelles statorique-statorique et rotorique-rotorique

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

II.2.4. Equations mécaniques de la machine:

L'équation fondamentale mécanique décrivant la dynamique du rotor [MOK04]. Cette équation est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_v \Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II.8})$$

Avec : J : est le moment d'inertie du rotor de la machine en $(kg.m^2)$

Ω_r est la vitesse angulaire mécanique du rotor en (rd/s) , avec: $\Omega = \frac{\omega}{p}$, Tel que :

P : est le nombre de paires de pôles

ω : est la vitesse angulaire électrique de rotation du rotor

f_v : est le coefficient de frottement en $(N.m.s/rd)$

C_{em} : est le couple électromagnétique en $(N.m)$

C_r : est le couple résistant en $(N.m)$.

II.3. Modélisation de la MADA dans des référentiels diphasés :

On considère que chaque armature triphasée statorique et rotorique peut être représentée par une armature diphasée équivalente à l'aide de la transformation de PARK, chaque armature diphasée est donc représentée par deux enroulements identiques placés sur deux axes en quadrature . Il est possible d'exprimer les relations liant les flux aux courants ainsi que les relations liant les tensions aux flux dans le repère diphasé en utilisant une transformation permettant de réduire le nombre de variables[BON08].

La transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes a, b, c , en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire, elle ne participe pas à la création de cette $f.m.m$ de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d,q) . La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Ceci conduit à la conservation de puissances instantanées et la réciprocity des inductances mutuelles, et permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, qui reste invariable

pour la machine réelle [ABD97],[TAM06]. Le schéma de la **figure 2.4** montre le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation. Le but d'un changement de repère est de rendre l'écriture des équations de la machine plus simple à exploiter. Dans notre étude nous avons utilisé la transformation de Park.

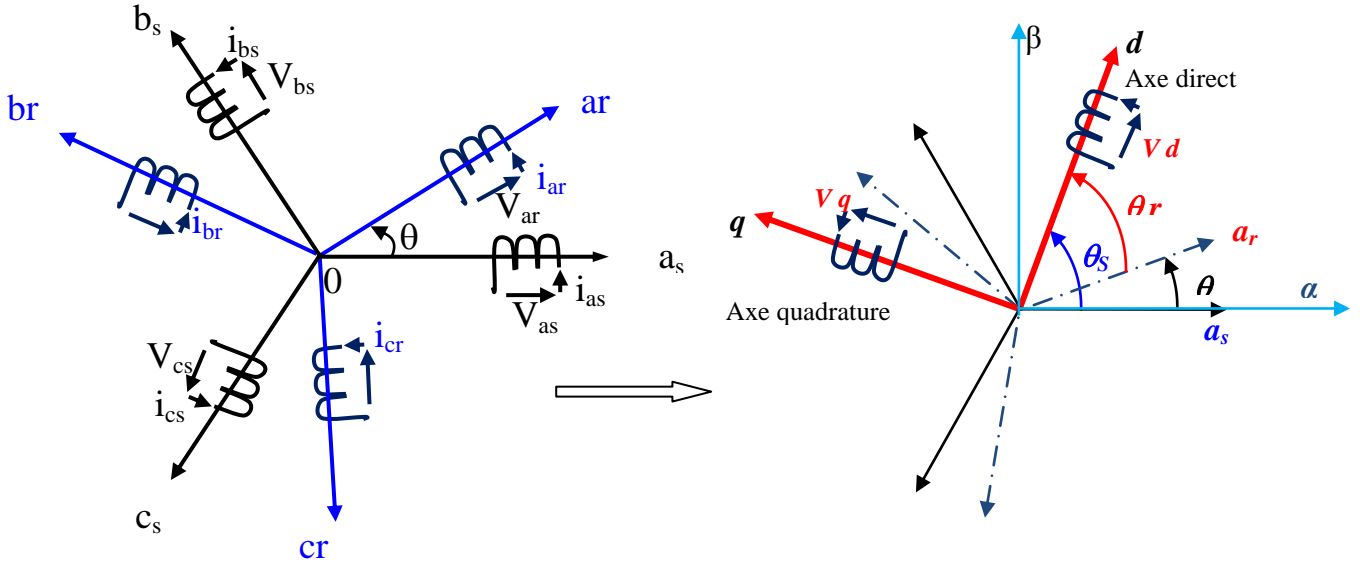


Figure 2.4: Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

Avec :

θ : est l'angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a

θ_r : est l'angle entre l'axe rotorique A, et l'axe de Park direct d

θ_s : est l'angle entre l'axe statorique a, et l'axe de Park direct d

ω_a : est la vitesse angulaire du système d'axes (d, q)

ω_r : est la vitesse angulaire électrique rotorique.

II.3.1. Equations électriques et magnétiques dans le système d'axes (d, q) :

Les expressions des tensions statorique et rotorique suivant l'axe (d, q) sont données par

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_a \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_a \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_a - \omega) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_a - \omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Les expressions des flux statoriques et rotoriques dans le système en (d, q) [ABD16]:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre du rotor.

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre du stator.

$M = \frac{3}{2} l_m$: Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

II.3.2. Couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park :

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement (II.7) au système d'équations différentielles modélisant la machine [MOK04].

La forme générale du couple électromagnétique d'une MADA modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) = \frac{3}{2} P (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad \text{(II.11)}$$

II.3.3. Choix de référentiel :

Pour effectuer une étude par simulation de la MADA, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe.

A partir du système d'axe (d, q) on peut avoir d'autres d'axes qui sont des cas particuliers, dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles. En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique :

II. 3.3.1. Référentiel lié au stator :

Ce référentiel est appelé aussi système d'axes (α,β). Dans ce cas, (ω_a=0). Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques [2]. Les équations électriques de la machine deviennent :

| | |
|--|---|
| <p>Au stator :</p> $\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad \text{(II.12.a)}$ | <p>Au rotor :</p> $\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{(II.12.b)}$ |
|--|---|

II. 3.3.2. Référentiel lié au rotor :

Dans ce cas, le système d'axes (d,q) est immobile par rapport au rotor et tourne avec la vitesse (ω_a=ω_r). Ce système d'axes est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [2]. Les équations électriques de la machine dans ce référentiel deviennent :

| | |
|--|---|
| <p>Au stator :</p> $\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_r \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_{ds} \end{cases} \quad \text{(II.13.a)}$ | <p>Au rotor :</p> $\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \text{(II.13.a)}$ |
|--|---|

II. 3.3.3. Référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est appelé aussi système d'axes (X,Y), il tourne avec la vitesse du champ électromagnétique, c'est-à-dire (ω_a=ω_s). Les équations électriques deviennent :

| | |
|--------------------|-------------------|
| <p>Au stator :</p> | <p>Au rotor :</p> |
|--------------------|-------------------|

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.14.a}) \quad \begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.14.b})$$

Avec :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega + C_r \quad (\text{II.15})$$

Cette dernière représentation qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux. En général, le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs deviennent continues.

II.4. Modèle de la MADA dans le repère de PARK sous forme d'état:

Pour obtenir le modèle complet de la MADA, on remplace les expressions des flux dans les équations de tension. On obtient quatre équations électriques en fonction des composantes des courants et/ou flux statoriques et rotoriques. L'association de l'équation mécanique aux quatre équations électriques donne le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park qui peut être mis sous la forme d'état suivante [DJE15]:

$$\frac{dX}{dt} = \dot{x} = Ax + Bu \quad (\text{II.16})$$

On choisit le référentiel lié au champs tournant, le modèle de la machine MADA alimentée en Tension est représenté par les équations (II.14.a), (II.14.b) et l'équation mécanique(II.15), en considérant les courants statoriques et les courants rotoriques comme variables d'état, après avoir les remplacés dans les équations précédentes , ce système devient sous forme matricielle d'état comme suit :

$$\frac{dX}{dt} = \dot{x} = Ax + Bu \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} x = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr}]^T \\ u = [v_{ds} \ v_{qs} \ v_{dr} \ v_{qr}]^T \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega + \omega_s & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s} \omega \\ -\frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega - \omega_s & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s} \omega & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & -\frac{M}{\sigma L_r} \omega & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & -\frac{1}{\sigma} \omega + \omega_s \\ \frac{M}{\sigma L_r} \omega & \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma} \omega - \omega_s & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$\text{ou } A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega + \omega_s & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s} \omega \\ -\frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega - \omega_s & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s} \omega & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & -\frac{M}{\sigma L_r} \omega & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & -\frac{1}{\sigma} \omega + \omega_s \\ \frac{M}{\sigma L_r} \omega & \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma} \omega - \omega_s & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 p \Omega + \omega_s & a_3 & a_4 p \Omega \\ -a_2 p \Omega - \omega_s & a_1 & -a_4 p \Omega & a_3 \\ a_5 & -a_6 p \Omega & a_7 & -a_8 p \Omega + \omega_s \\ a_6 p \Omega & a_5 & a_8 p \Omega - \omega_s & a_7 \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & b_2 \\ b_2 & 0 & b_3 & 0 \\ 0 & b_2 & 0 & b_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: coefficient de dispersion

$$a_1 = -\frac{R_s}{\sigma L_s}; \quad a_2 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma}; \quad a_3 = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r}; \quad a_4 = \frac{M}{\sigma L_s}; \quad a_5 = \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r}; \quad a_6 = \frac{-M}{\sigma L_r};$$

$$a_7 = -\frac{R_r}{\sigma L_r}; \quad a_8 = \frac{1}{\sigma}; \quad b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}; \quad b_2 = -\frac{M}{\sigma L_s L_r}; \quad b_3 = \frac{1}{\sigma L_r}$$

II.5. Association convertisseur- machine

Le réglage de la vitesse des machines asynchrones est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par l'intermédiaire du courant continu. L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie continu alternative [RAH17].

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, ou à fréquence variable pour varier la vitesse des machines électriques (MLI: Modulation de Largeurs d'Impulsion ou PWM: Pulse Width Modulation).

Selon l'utilisation, les interrupteurs sont commandables soit à l'ouverture ou à la fermeture (Fréquence fixe) ou à l'ouverture et à la fermeture (MLI) [RAH17].

II.5.1. Alimentation de la machine par onduleur :

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC et un onduleur MLI. Pour entraîner en rotation une machine asynchrone, plusieurs méthodes sont utilisables, du branchement direct sur le réseau, aux variateurs de vitesse en passant par les démarreurs. Un variateur de vitesse peut avoir différents objectifs [MAL01] :

- Obtenir des performances importantes dans différentes phases de fonctionnement : tourner à différentes vitesses, suivre des profils dynamiques de vitesse, garder une vitesse constante malgré une variation du couple de charge... etc ;
- Augmenter la durée de vie des moteurs à induction en maîtrisant le niveau de courant dans ces enroulements ;

- Minimiser la consommation d'énergie.

On a vu précédemment plusieurs configurations de commande de la MADA à vitesse variable. Dans ce travail on va étudier l'association d'une machine asynchrone à rotor bobiné avec un système d'alimentation à fréquence variable au stator et au rotor. La **figure 2.5** présente le schéma de principe de la MADA à vitesse variable. Ce système comporte deux alimentations à fréquence variable, l'une liée au stator et l'autre au rotor. Les deux alimentations sont identiques sauf que l'alimentation rotorique comprend un transformateur abaisseur. Chaque alimentation comporte les trois parties suivantes :

- Un redresseuse triphasée double alternance à diodes ;
- Un filtre passe bas passif (L, C) ;
- Un onduleur de tension à MLI.

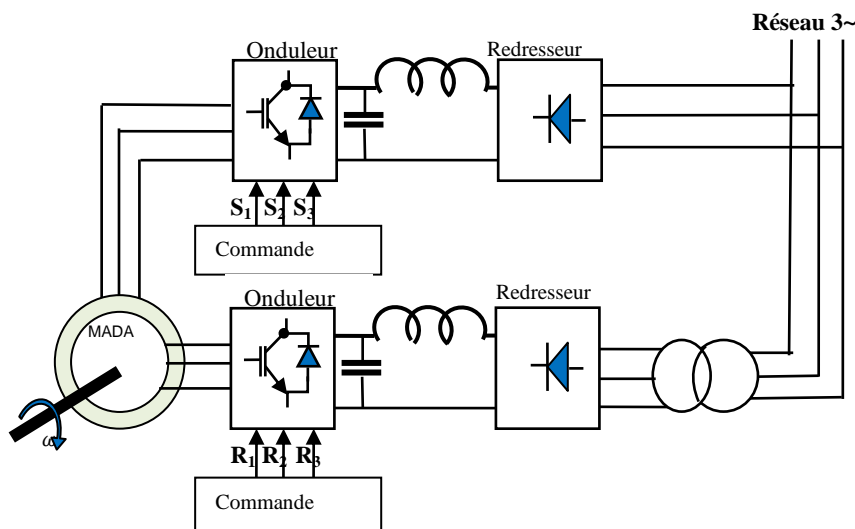


Figure 2.5: Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation.

II.5.2. Modélisation du redresseur:

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative -continu. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branche à leur sortie. Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées, représenté sur la **figure 2.6**

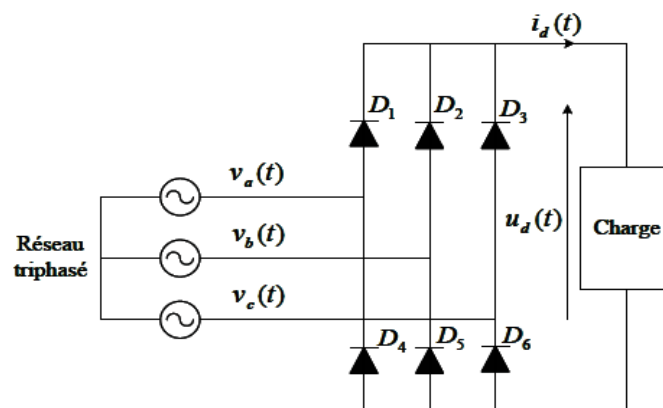


Figure 2.6: Redresseur triphasé à diodes

II.5.3. représentation de réseau :

Dans ce cas on représente le réseau d'alimentation de la machine comme trois tensions par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.21)$$

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D₁ conduit, l'une des deux diodes D₂ et D₃ conduit également. Il en vient que D₁ conduit lorsque V₁ est supérieur à V₂ et V₃, ou encore : V₁ = Max (V_j); j=1,2,3.

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

D_i conduit si V_i = Max (V_j); i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.

D_i conduit si V_i = Min (V_j); i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

U_d = Max(V_j) - Min(V_j) ; j=1, 2, 3.

La valeur instantanée de la tension redressée est donnée par : $u_{dt} = [Max(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) - (Min v_a(t), v_b(t), v_c(t))]$

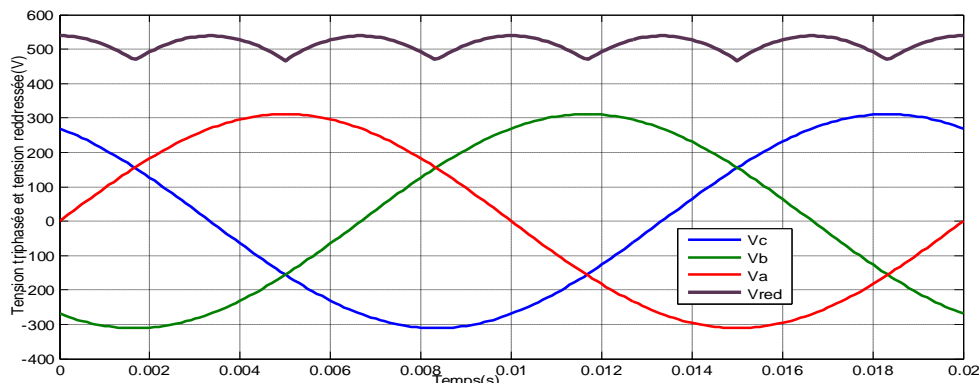


Figure 2.7: Représentation de la tension de sortie du redresseur.

La tension redressée présente un taux d'ondulations. Pour réduire ces ondulations il faut placer un filtre passe bas entre le redresseur et l'onduleur.

II.5.4. Modélisation du filtre :

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C, celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel Id et supprime les brusques variations de V_{dc} lors des commutations ; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance du courant $\frac{di_d}{dt}$, on place en série une inductance de lissage L l'ensemble C-L constitue un filtre passe bas. Le schéma représentatif est donné par la **Figure 2.8**

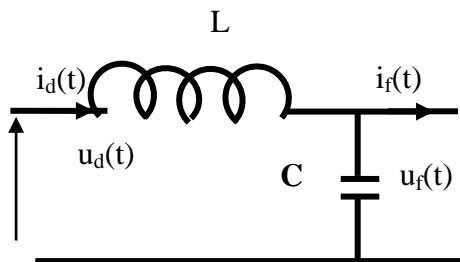


Figure 2.8: représentation du filtre LC

Les équations du filtre sont les suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L}(u_d(t) - u_f(t)) \\ \frac{du_f(t)}{dt} = \frac{1}{C}(i_d(t) - i_f(t)) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Avec :

$u_d(t)$: est la tension redressée ;

$u_f(t)$: est la tension filtrée appliquée à l'onduleur ;

La forme discrétisée des équations du filtre est commode pour une simulation numérique, elle est donnée par [RAH17] :

$$\begin{cases} i_d(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{L}(u_d(t) - u_f(t)) + i_d(t) \\ u_f(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{C}(i_d(t) - i_f(t)) + u_f(t) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Voici l'expression de la fonction de transfert de ce filtre :

$$F_t(s) = \frac{u_f(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LC} s)^2} \quad (\text{II.24})$$

Avec s est l'opérateur de LAPLACE.

Cette fonction est du deuxième ordre, sa fréquence de coupure étant : $f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Pour dimensionner le filtre, il suffit de choisir la fréquence de coupure suffisamment inférieure à la fréquence de la première harmonique de u_d .

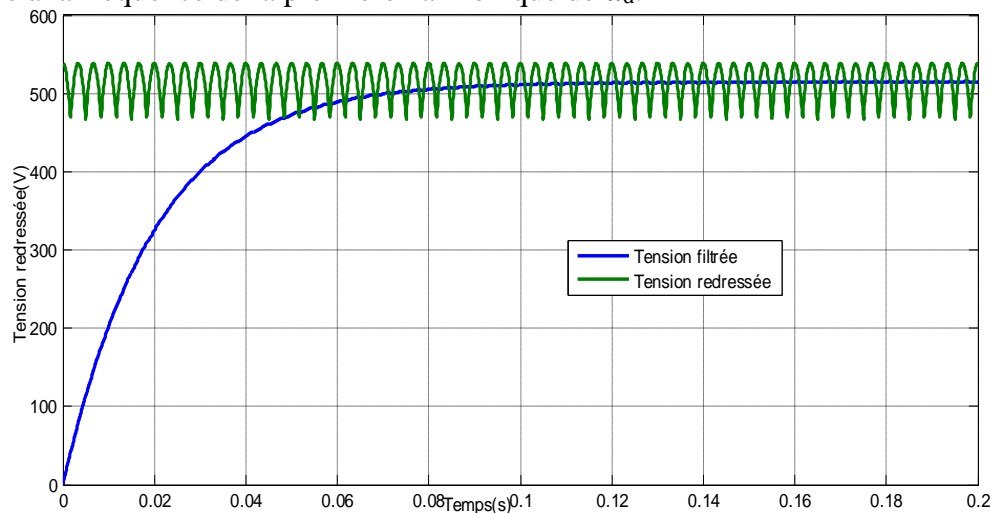


Figure 2.9: représentation de tension filtrée

II.5.5. Modélisation d'onduleur de tension :

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue alternative. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). Dans ce travail, on commande les deux onduleurs de tension par la MLI de courant. L'onduleur c'est le cœur du système d'alimentation. Il est formé de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs. Un interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Il permet d'imposer à la machine des tensions ou des courants à amplitude et fréquence variables [TAM06], [MAL01]. La figure (II.10) représente le schéma de principe d'un onduleur triphasé qui alimente le stator de la MADA.

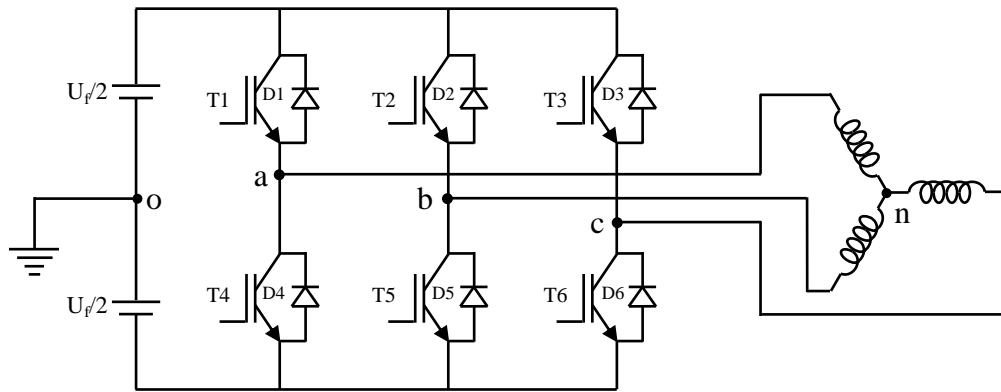


Figure 2.10: Onduleur triphasé alimentant le stator d’une MADA

La commande des deux transistors du même bras doit être complémentaire pour assurer la continuité des courants de sortie [LAB95] et éviter le court-circuit de la source Figure 2.11 .

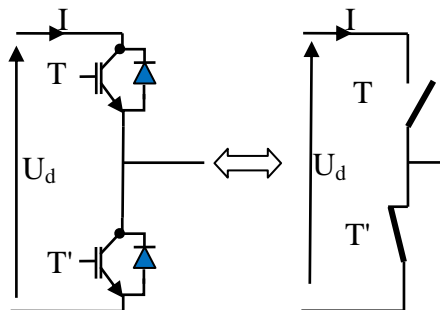


Figure 2.11: Schéma d’un bras de l’onduleur

II.5.5.1. Tensions des phases statoriques :

On peut définir les tensions des phases *a*, *b*, *c* par rapport au point milieu *o* de la source comme suit :

Pour la tension de la phase a :

$$\begin{cases} u_{ao} = \frac{u_f(t)}{2} & \text{Si } T_1 \text{ est fermé} \\ u_{ao} = \frac{-u_f(t)}{2} & \text{Si } T_4 \text{ est fermé} \\ u_{ao} = 0 & \text{Si } T_1 \text{ et } T_4 \text{ sont ouverts} \end{cases} \quad \text{(II.25.a)}$$

Pour la tension de la phase b :

$$\begin{cases} u_{bo} = \frac{u_f(t)}{2} & \text{Si } T_2 \text{ est fermé} \\ u_{bo} = \frac{-u_f(t)}{2} & \text{Si } T_5 \text{ est fermé} \\ u_{bo} = 0 & \text{Si } T_2 \text{ et } T_5 \text{ sont ouverts} \end{cases} \quad \text{(II.25.b)}$$

Pour la tension de la phase c :

$$\begin{cases} u_{co} = \frac{u_f(t)}{2} & \text{Si } T_3 \text{ est fermé} \\ u_{co} = \frac{-u_f(t)}{2} & \text{Si } T_6 \text{ est fermé} \\ u_{co} = 0 & \text{Si } T_3 \text{ et } T_6 \text{ sont ouverts} \end{cases} \quad \text{(II.25.c)}$$

II.5.5.2. Tensions composées de la charge (MADA) :

On peut déduire les tensions composées en utilisant les tensions de phase précédentes exprimées par rapport au point milieu :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.26.a})$$

II.5.5.3. Tensions simples de la machine :

Soit n le point neutre du côté de la MADA, alors on peut écrire :

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} - u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} - u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} - u_{no} \end{cases} \quad (\text{II.26.b})$$

Et comme le système est supposé en équilibre, c'est-à-dire :

$$i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \text{ et } u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0$$

Alors: $u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co})$ (II.26.c)

On obtient finalement les expressions des tensions simples de la machine :

$$\begin{cases} u_a = u_{an} = u_{ao} - u_{no} = \frac{1}{3}(2u_{ao} - u_{bo} - u_{co}) \\ u_b = u_{bn} = u_{bo} - u_{no} = \frac{1}{3}(2u_{bo} - u_{ao} - u_{co}) \\ u_c = u_{cn} = u_{co} - u_{no} = \frac{1}{3}(2u_{co} - u_{ao} - u_{bo}) \end{cases} \quad (\text{II.26.d})$$

On peut aussi écrire ces tensions sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Dans le cas de la commande complémentaire, on peut remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions, comme le montre la figure (II.12).

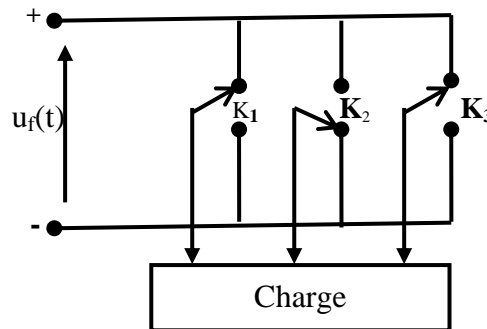


Figure 2.12: Représentation des bras d'un onduleur par des interrupteurs à deux positions.

A chacun des interrupteurs K_i ($i=1, 2, 3$), on associe une fonction logique F_i définie par :

$F_i = +1$ si K_i est connecté à la borne (+) de la source ;

$F_i = -1$ si K_i est connecté à la borne (-) de la source.

Il en découle que les tensions statoriques simples s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

La détermination des fonctions F_i dépend de la stratégie de commande, la plus utilisée est la Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). Où f_1 , f_2 et f_3 sont des fonctions logiques correspondant à l'état des interrupteurs de l'onduleur (1 lorsque l'interrupteur haut d'un bras de l'onduleur est fermé, 0 quand il est ouvert) et E est la tension du bus continu. Dans notre étude, côté rotor, nous nous limiterons à un transfert de puissance du réseau vers le rotor. Le bus continu est donc fixe et imposé par le convertisseur côté réseau sur lequel il n'y a pas de commande. Il fonctionne donc comme un simple redresseur [MOU19], [KHE07].

-L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse (fréquence de découpage) à la fréquence f de la tension de référence [TAL05] :

$$m = \frac{f_p}{f}; \quad r = \frac{A_m}{A_p}; \quad \text{avec :}$$

A_m : Amplitude de tension du signal de référence (modulante).

A_p : amplitude de tension du signal de la porteuse.

II.5.5.4. Principe de la technique MLI :

La MLI consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de l'onduleur par un ensemble d'impulsions sous forme de créneaux rectangulaires de largeurs modulées de telle sorte à rapprocher cette tension vers la sinusoïde. En effet, la MLI permet de reconstituer ces tensions (ou courants) à partir d'une source à fréquence et à tension fixe (en général une tension continue). Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement [GRE97]. Le principe de la MLI sinus-triangle repose sur la comparaison entre un signal triangulaire de haute fréquence appelé la modulante et un signal de référence appelé la porteuse. La valeur du rapport de fréquence entre la porteuse et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur [ZAI05]. Plusieurs types de la MLI sont présentés dans la littérature ; l'une des plus utilisées est la MLI à hystérésis, qu'on va appliquer pour la commande des deux onduleurs alimentant la MADA dans ce travail. **La figure 2.13** représente le schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

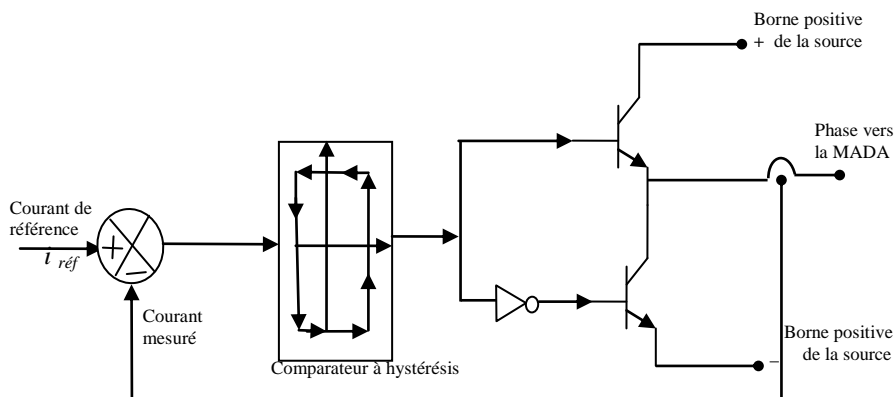


Figure 2.13 : Schéma de principe du contrôle par la MLI à hystérésis d'un bras de l'onduleur.

Le principe de la MLI à hystérésis appliquée à l'onduleur est basé sur la comparaison du courant de phase mesuré à un courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis, qui génère des signaux d'amorçage des éléments semi-conducteurs de façon que le courant soit limité dans une bande d'hystérésis Δi , et poursuit moyennement le courant de référence.

On peut déduire les conditions de commutation des six interrupteurs statiques T_i ($i=1,3$) de l'onduleur en exprimant les états logiques correspondants :

* $F_i=1$ si $i_{si} \leq i_{srefi} - \Delta i_i$

* $F_i=-1$ si $i_{si} \geq i_{srefi} + \Delta i_s$ Avec:

i_{si} ($i=1,3$) : sont les courants des phases statorique i_a, i_b et i_c respectivement

i_{srefi} ($i=1,3$) : sont les courants de référence des trois phases statoriques ($i_{aref}, i_{bref}, i_{cref}$) respectivement générés par le circuit de commande des trois bras de l'onduleur ;

Δi_s : est la bande d'hystérésis du courant statorique.

De la même manière, et par changement d'indices, on peut modéliser l'alimentation rotorique.

II.5.5. Equation de référence (la modulatrice) :

La modulatrice est définie par sa fréquence f_m et son amplitude U_m elle peut être représentée par les équations suivante [ATT07] :

$$\begin{cases} V_{ref1} = \frac{E}{2} \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = \frac{E}{2} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{ref3} = \frac{E}{2} \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (II-29)$$

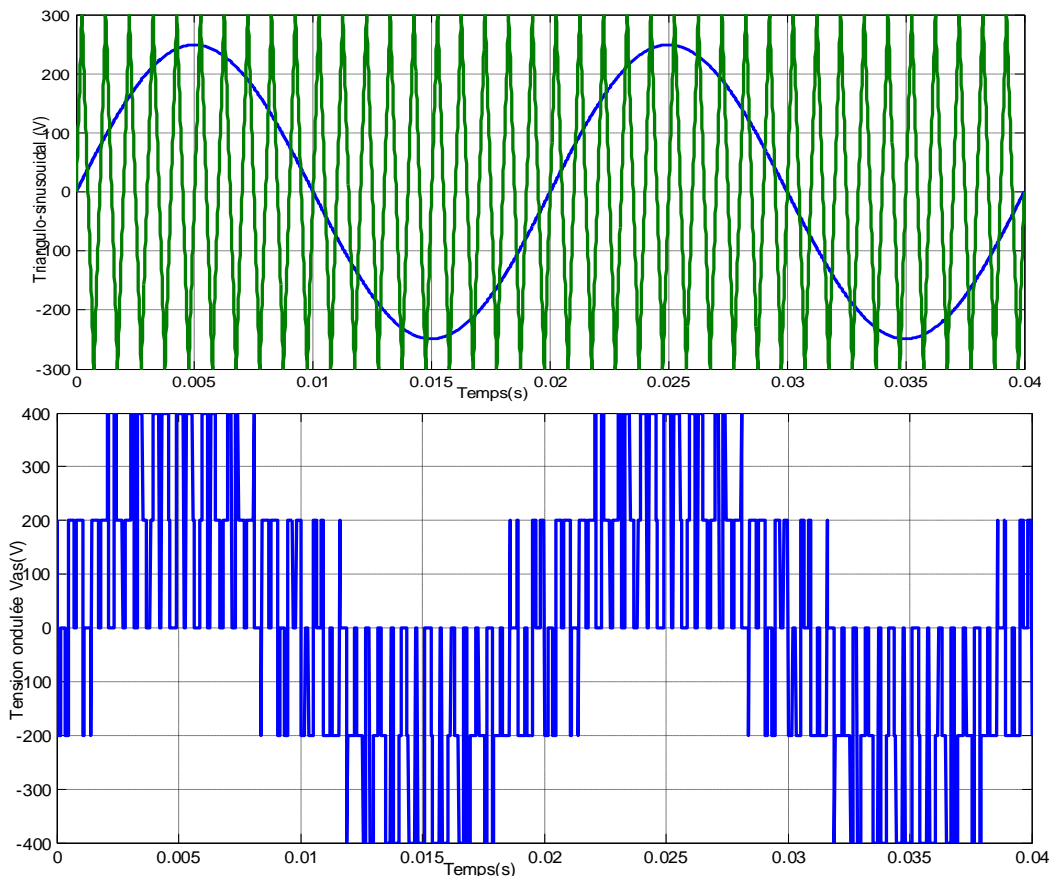


Figure 2.14: Principe de la technique triangulo-sinusoïdale

II.6. Calcul des puissances

C'est très important de présenter le calcul des puissances active et réactive côté stator et côté rotor en tenant compte des termes résistifs au premier lieu puis en les négligeant [KHO07]. En régime permanent les équations de la machine s'écrivent:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

II.6.1. Le bilan de puissance côté stator et rotor

a) Les puissances statoriques et rotoriques en tenant compte des termes résistifs est :

• Côté stator

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} = \frac{R_s}{M_{sr}^2} (\varphi_{dr}^2 + L_r^2 i_{qr}^2) - \omega_s i_{qr} \varphi_{dr} \\ Q_s = V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \approx (\varphi_{ds} i_{ds} + \varphi_{qs} i_{qs}) \omega_s = \left(\frac{L_s}{M_{sr}^2} \varphi_{dr}^2 + \sigma L_s \frac{L_r^2}{M_{sr}^2} i_{qr} \right) \omega_s \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

• Côté rotor

$$\begin{cases} P_r = V_{dr} i_{dr} + V_{qr} i_{qr} \approx V_{qr} i_{qr} = R_r i_{qr}^2 + \omega_r i_{qr} \varphi_{dr} \\ Q_r = V_{qr} i_{dr} - V_{dr} i_{qr} \approx 0 \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

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

b) Puissances sans prise en compte des résistances statoriques et rotoriques

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

permanent sont :

$$\begin{cases} V_{ds} \approx -\omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} \approx \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} \approx -\omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} \approx \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

• Côté stator:

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \approx -\omega_s i_{qr} \varphi_{dr} \\ Q_s = V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \approx (\varphi_{ds} i_{ds} + \varphi_{qs} i_{qs}) \omega_s = \left(\frac{L_s}{M_{sr}^2} \varphi_{dr}^2 + \sigma L_s \frac{L_r^2}{M_{sr}^2} i_{qr} \right) \omega_s \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

• Côté rotor:

$$\begin{cases} P_r = V_{dr} i_{dr} + V_{qr} i_{qr} \approx V_{qr} i_{qr} \approx \omega_r i_{qr} \varphi_{dr} \\ Q_r = V_{qr} i_{dr} - V_{dr} i_{qr} \approx 0 \end{cases} \quad (\text{II-35})$$

Les puissances actives P_s et P_r dépendent de la composante directe du flux rotorique, du courant i_{qr} ainsi que des pulsations ω_s et ω_r . La puissance réactive au stator Q_s dépend de même de φ_{qs} , i_{qr} , ω_s ainsi que des paramètres inductifs de la MADA. L'énergie réactive sera toujours fournie à la machine par le stator et ceci quelque soit le signe de ω_s . En négligeant les termes résistifs, il est possible de trouver une relation simple entre les puissances actives du rotor et du stator d'un côté et des pulsations correspondantes d'un autre côté. Il est donc possible de répartir la puissance active entre le stator et le rotor à partir d'une répartition des pulsations ω_s et ω_r (comme il sera développé ultérieurement)

II.6.2. Loi de répartition de puissance

l'objectif de la loi de répartition de puissance est d'optimiser la taille de chaque convertisseur, et de permettre à la machine de fonctionner en survitesse sans démagnétisation. Cette loi consiste à répartir les puissances actives entre le stator et le rotor suivant le principe[GHO01]:

$$\frac{S_{sn}}{S_{rn}} = \left| \frac{P_s}{P_r} \right| = K_{pn} \quad (\text{II-36})$$

Pour le k_{pn} est une donnée de conception du variateur qui accepte une répartition de puissance entre le rotor et le stator, donnée d'entrée (dimensionnement des onduleurs) imposée à la machine [KHO07].

Les équations (II-34) et (II-35) montrent qu'en tenant compte des termes résistifs, il est difficile d'obtenir une relation simple entre les puissances actives du stator et du rotor. Si on néglige ces termes, une relation plus simple existe entre les pulsations du stator et du rotor. L'équation caractéristique de la loi de répartition de puissance devient alors :

$$\frac{S_{sn}}{S_{rn}} = \left| \frac{P_s}{P_r} \right| = \left| \frac{\omega_s}{\omega_r} \right| = K_{pn}. \quad (\text{II-37})$$

Deux cas de configurations sont possibles suivant les signes de P_s et P_r pour un fonctionner la MADA en moteur ou en générateur de la machine [GHO01]

- Si P_s et P_r sont de signes contraires, il s'agit alors d'un fonctionnement hypo- synchrone, il vient alors $\frac{\omega_s}{\omega_r} = K_{pn}$

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

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{K_{pn}}{K_{pn}-1} \cdot \omega \\ \omega_r = \frac{1}{K_{pn}-1} \cdot \omega \end{cases} \quad (\text{II-38})$$

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

$$\frac{\omega_s}{\omega_r} = -K_{pn} \quad (\text{II-39})$$

L'utilisation de deux onduleurs de tension pour alimenter une seule machine présente, entre autres, l'avantage d'apporter des degrés de liberté supplémentaires pour la commande. En effet, plusieurs variables peuvent être utilisées pour contrôler le couple électromagnétique, Une étude analytique associée à une étude numérique permettent de mener à bien l'optimisation du facteur de puissance du système.

II.6.3. Coefficient de répartition de puissance active k

On définit le coefficient k comme étant le ratio entre la pulsation des courants statoriques ω_s et la vitesse de rotation électrique du rotor ω .

$$K = \frac{\omega_s}{\omega} \quad (\text{II-40})$$

De plus, on se fixe les valeurs extrêmes de ce ratio :

$$0 \leq k \leq 1 \quad (\text{II-41})$$

On en déduit alors la relation (II-42) grâce à l'équation d'autopilotage fréquentielle

$$\omega_r = (k - 1)\omega, \text{ (donc } \omega_r \leq 1 \text{ quand } \omega \geq 0) \quad (\text{II-42})$$

L'équation (II-37) permet d'identifier les termes correspondant à la puissance statorique et rotorique. De plus, en supposant que la machine a un rendement unitaire (pas de pertes Joule, ni de pertes fer, ni de pertes mécaniques), on a:

$$P_{mec} = P_s + P_r \quad (\text{II-43})$$

Avec, P_s : Puissance électrique moyenne absorbée par les enroulements statoriques

P_r : Puissance électrique moyenne absorbée par les enroulements rotoriques

P_{mec} : Puissance mécanique moyenne dans le cas d'un rendement unitaire de la MADA

$$\begin{cases} P_s = \omega_s(\phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s}) \\ P_r = \omega_r(\phi_{\alpha r} i_{\beta r} - \phi_{\beta r} i_{\alpha r}) \end{cases} \quad (\text{II-44})$$

De plus, l'équation (II-45) permet d'exprimer la puissance rotorique grâce aux variables statoriques :

$$P_r = -\omega_r(\phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (\text{II-45})$$

Ensuite, on rappelle ci-dessous l'équation (II-46) exprimant la puissance instantanée.

$$P_{mec} = \omega(\phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (\text{II-46})$$

En utilisant l'équation d'autopilotage $\omega_s = \omega + \omega_r$, on peut écrire :

$$P_{mec} = (\omega_s - \omega_r)(\phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (\text{II-47})$$

On a donc :

$$P_{mec} = P_s + P_r \text{ avec } \begin{cases} P_s = K \cdot P_{mec} \\ P_r = (1 - K) \cdot P_{mec} \end{cases} \quad (\text{II-48})$$

L'équation (II-48) montre qu'il est possible de contrôler la part de la puissance absorbée par la MADA entre l'armature statorique et rotorique en jouant sur la valeur de k . Autrement dit, il est possible de répartir la puissance instantanée absorbée par la machine entre le stator et le rotor.

II.7. Commande vectorielle à flux orienté de la MADA

II.7.1. Introduction:

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour viser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour la machine asynchrone à double alimentation aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [PIE92]. L'un des problèmes de la MADA réside dans la stabilité en boucle ouverte, par conséquent, sans le recours au contrôle strict de la position relative entre f.m.m.s, le risque d'instabilité et le décrochage devient imminent [CAR00]. Pour résoudre ce problème, plusieurs stratégies ont été proposées, parmi elles établies sur le principe conventionnel de la commande vectorielle à flux orienté [PIE92].

Les premiers travaux sur la commande vectorielle de la MADA avec deux onduleurs, au stator et au rotor, ont été effectués à la VUB de Bruxelles par Lecoq [MOK04]. À ces travaux s'ajoutent ceux de L. MOREL et D. RAMUZ, ainsi que ceux de R. GHOSN et P.E. VIDAL.

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [BAG99], [ALR04].

II.7.2. Principe de la commande vectorielle :

Dans les applications nécessitant des performances dynamiques importantes, il faut pouvoir agir directement sur le couple instantané. C'est facile pour la machine à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quel que soit la vitesse de rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément, et l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, on obtient donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être [NEM02],[SEG94]. Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, il en résulte des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires. Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, on introduit la technique de la commande vectorielle. Le principe de cette dernière consiste à transformer le modèle de la machine asynchrone à une structure similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée et compensée.

En effet, en absence de la saturation et de la réaction magnétique d'induit, le flux principal de l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation. Il n'est pas affecté par le courant d'induit à cause de l'orientation perpendiculaire des flux statoriques et rotoriques. Et pour la machine asynchrone, l'angle entre les deux champs statoriques et rotoriques est différent de 90° . L'idée proposée par Blaschke et Hasse c'est de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux composantes, l'une produit le flux, et l'autre produit le couple. Ce qui permet d'avoir un angle de 90° entre les deux flux de la machine, et on obtient une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

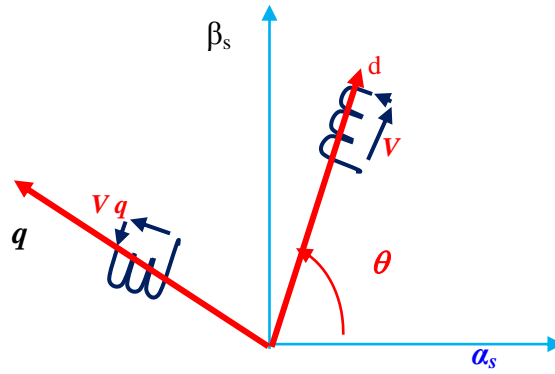


Figure 2.15: Position du référentiel par rapport au flux

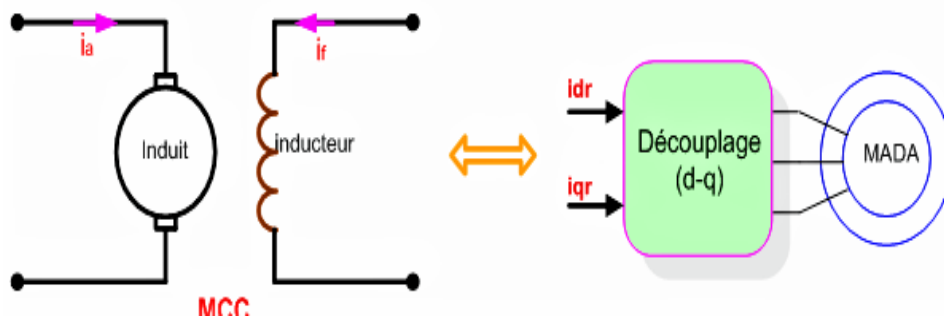


Figure 2.16 : Principe de la commande vectorielle.

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$\begin{cases} C_{em} = K \cdot \phi_f \cdot i_a \\ \phi_f = K' \cdot i_f \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Couple électromagnétique de la machine asynchrone à double alimentation :

$$C_{em} = P \cdot (\phi_{dr} i_{qr} - \phi_{qr} i_{dr}) \quad (\text{II.50})$$

En se basant sur cette équation, on peut réaliser un découplage de telle façon que le couple sera commandé uniquement par le courant rotorique en quadrature i_{qr} (l'axe q doit être dépourvu du flux ($\phi_{qr} = 0$), et le flux par le courant rotorique directs i_{dr} . La relation finale du couple est:

$$C_{em} = P \cdot \phi_{dr} i_{qr} \quad (\text{II.51})$$

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classifier [ZHA99], [PRE58] :

-Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension (Voltage Source Inverter) ;
- Commande en courant (Current Controlled Inverter).

-Suivant les opérations désirées pour le flux :

- Commande vectorielle de flux rotorique ;

- Commande vectorielle de flux statorique ;
- Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).

-Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation de l'amplitude des flux et de l'angle de Park (qui sont déterminés par le calcul directement à partir de la mesure des tensions et des courants)
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement: le courant statorique et la vitesse du rotor Ω , sont mesurés. Grâce à la connaissance de La pulsation statorique ω_s et ω , on peut calculer le glissement. Il est nécessaire de connaître de façon précise la position du rotor pour pouvoir déterminer de la même façon la position du flux rotorique.

II.7.3. Commande à flux orienté de la MADA :

La méthode indirecte est plus courante car elle permet de se passer d'un calculateur ou capteur de flux. De plus, elle fonctionne correctement sur toute la plage de vitesse.

L'estimation du flux rotorique par rapport au rotor se fait en boucle ouverte. Elle sera donc d'autant plus précise que les paramètres utilisés pour son calcul correspondront aux paramètres réels de la machine

II.7.3.1. Procédé d'orientation du flux :

La méthode du flux orienté est basée sur le choix du repère de référence. Par le choix du repère lié au champ tournant, il découle que le flux à orienter (statorique, rotorique ou d'entrefer) doit coïncider avec l'axe « **d** ». Afin d'obtenir un couple maximal, nous devons imposer l'une des conditions suivantes [SAL07]:

- Orientation du flux rotorique:

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.52.a)}$$

- Orientation du flux statorique:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_s \\ \varphi_{qs} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.52.b)}$$

- Orientation du flux magnétisant:

$$\begin{cases} \varphi_{dm} = \varphi_m \\ \varphi_{qm} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.52.c)}$$

Avec : φ_r flux rotorique; φ_s flux statorique ; φ_m flux magnétisant

II.7.3.2. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique:

L'utilisation de la transformation de Park par le changement des repères, sous certaines hypothèses, nous permet de simplifier le système d'équations différentielles de la machine. Dans ce cas de commande ou le type d'orientation de flux est rotorique, on a comme condition :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r ; \varphi_{qr} = 0 \text{ Alors } \begin{cases} \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} = 0 \\ i_{ds} = \frac{1}{M} (\varphi_r - L_r i_{dr}) \end{cases} \quad \text{(II.53)}$$

Par conséquent on obtient:

$$\varphi_{qr} = 0 \rightarrow \begin{cases} i_{qr} = -\frac{M}{L_r} i_{qs} \\ i_{qs} = -\frac{L_r}{M} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

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

$$\varphi_{qs} = -\sigma \frac{L_s L_r}{M} i_{qr} \quad (\text{II.55})$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = PM(i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}) = -P \frac{M}{L_s} \phi_r i_{qs} \quad (\text{II.56})$$

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{ds} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \omega + \omega_s\right) i_{qs} + \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} i_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s} \omega i_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{dr} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \omega + \omega_s\right) i_{ds} - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s} \omega i_{dr} + \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} i_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{qr} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_r} \omega i_{qs} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{dr} + \left(\omega_s - \frac{1}{\sigma} \omega\right) i_{qr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{ds} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{M}{\sigma L_r} \omega i_{ds} + \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} \omega i_{qs} + \left(\frac{1}{\sigma} \omega - \omega_s\right) i_{dr} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{qr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{qs} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

II.7.3.3. Structure d'une alimentation en tension par orientation du flux:

Afin de montrer que la commande par orientation du flux rotorique permet d'avoir un découplage effectif des grandeurs réelles (couple, vitesse) de la MADA, on considère les tensions rotoriques V_{dr} et V_{qr} comme variables de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté et les courants rotoriques i_{dr} et i_{qr} comme variables d'état.

En émettant quelques hypothèses, le système (II.14.b) peut être simplifié. Les tensions rotoriques devient en régime permanent :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_r - \omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.14.b}) \quad \Longrightarrow \quad \begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega) \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

II.7.3.4. Termes de compensation et contrôle des courants:

La méthode qu'on utilise a été introduite par D. LECOQ dans [LEC93], [LEC94] et [LEC95]. Elle exige l'utilisation de quatre correcteurs de courant. Dans le but d'obtenir un bon découplage entre les grandeurs suivant les axes d et q , il définit des nouvelles tensions transformées comme suit:

$$\begin{cases} V_{tds} = V_{ds} - \frac{M}{L_r} V_{dr} \\ V_{tdr} = V_{dr} - \frac{M}{L_r} V_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

$$\begin{cases} V_{tqs} = V_{qs} - \frac{M}{L_r} V_{qr} \\ V_{tqr} = V_{qr} - \frac{M}{L_r} V_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

D'où

$$\begin{cases} V_{tds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - R_r \frac{M}{L_r} I_{dr} - \varphi_{qs} \omega_s + \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} \omega_r \\ V_{tqs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} - R_r \frac{M}{L_r} I_{qr} + \varphi_{ds} \omega_s + \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} \omega_r \\ V_{tdr} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} - R_s \frac{M}{L_s} I_{ds} - \varphi_{qr} \omega_r + \frac{M}{L_s} \varphi_{qs} \omega_s \\ V_{tqr} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{dI_{qr}}{dt} - R_s \frac{M}{L_s} I_{qs} + \varphi_{dr} \omega_r - \frac{M}{L_s} \varphi_{ds} \omega_s \end{cases} \quad (\text{II. 61})$$

Soit:

$$\begin{cases} V_{tds} = V_{tdsc} + V_{tdsc1} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + V_{tdsc1} \\ V_{tqs} = V_{tqsc} + V_{tqsc1} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + V_{tqsc1} \\ V_{tdr} = V_{tdrc} + V_{tdrc1} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + V_{tdrc1} \\ V_{tqr} = V_{tqrc} + V_{tqrc1} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + V_{tqrc1} \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

Où V_{tqrc1} ; V_{tqsc1} ; V_{tdrc1} et V_{tdsc1} sont considérés comme des termes de compensation. Cette méthode nous donne la même fonction de transfert entre les courants et les tensions d'un même axe au stator ainsi qu'au rotor, comme le montre l'équation (II.63)

$$\begin{cases} \frac{I_{qs}(s)}{V_{tqsc}(s)} = \frac{I_{ds}(s)}{V_{tds}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \\ \frac{I_{qr}(s)}{V_{tqrc}(s)} = \frac{I_{dr}(s)}{V_{tdr}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r s} \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

En se basant sur l'orientation du flux rotorique et en imposant un facteur de puissance unitaire au rotor, nous aurons

$$\varphi_{qr} = 0; \varphi_{dr} = \varphi_r \rightarrow \begin{cases} I_{qr} = -\frac{M}{L_r} I_{qs} \\ I_{dr} = \frac{V_{dr}}{R_r} \\ i_{ds} = \frac{1}{M} \left(\varphi_r - \frac{L_r}{R_r} V_{dr} \right) \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

Dans cette configuration, le flux est imposé par le courant I_{ds} alors que le couple est l'image inverse du courant I_{qr} . Comme annonçait son auteur, cette méthode donne des résultats très satisfaisants pour des fréquences rotoriques faibles. De plus, le flux simulé est légèrement sensible aux variations paramétriques de la machine surtout à l'instant d'application d'une consigne de couple ou de vitesse, ce problème est essentiellement lié à la saturation des correcteurs de courants.

II.7.3.5. Commande vectorielle avec découplage par compensation :

Les fonctions de transfert reliant les composantes statoriques et rotoriques de chaque axe sont données par l'équation (II.44):

Ces fonctions de transfert sont du premier ordre et quasi-identiques ; chacune est une fonction des paramètres de la machine (du rotor et du stator respectivement). Les différentes références des courants à réguler pour une orientation du flux rotorique et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire au rotor sont [KHO06] :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{1}{M} \phi_r^* & ; & I_{qs}^* = \frac{L_r}{PM\phi_r^*} C_{em}^* \\ I_{dr}^* = \frac{V_{dr}}{R_r} & ; & I_{qr}^* = -\frac{1}{P\phi_r^*} C_{em}^* \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

Ainsi la structure de la régulation des courants est représentée sur les figures (2.17) et (2.18)

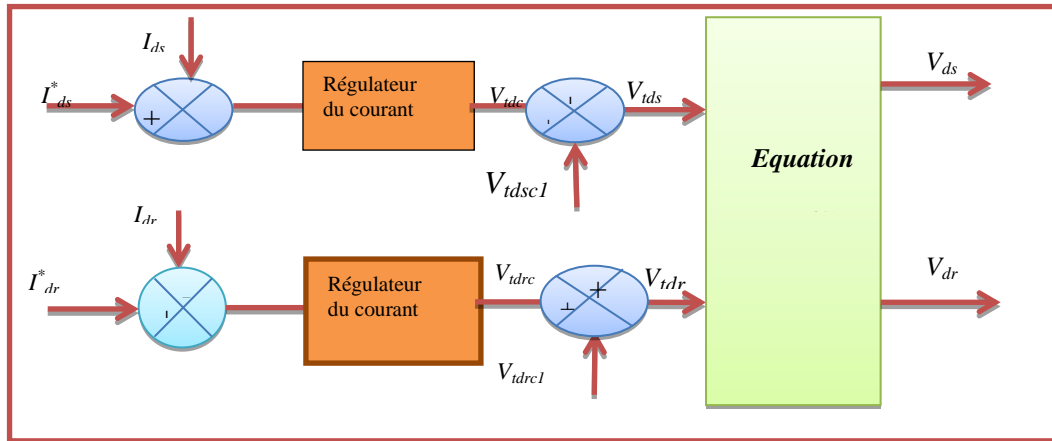


Figure 2.17 : Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe d

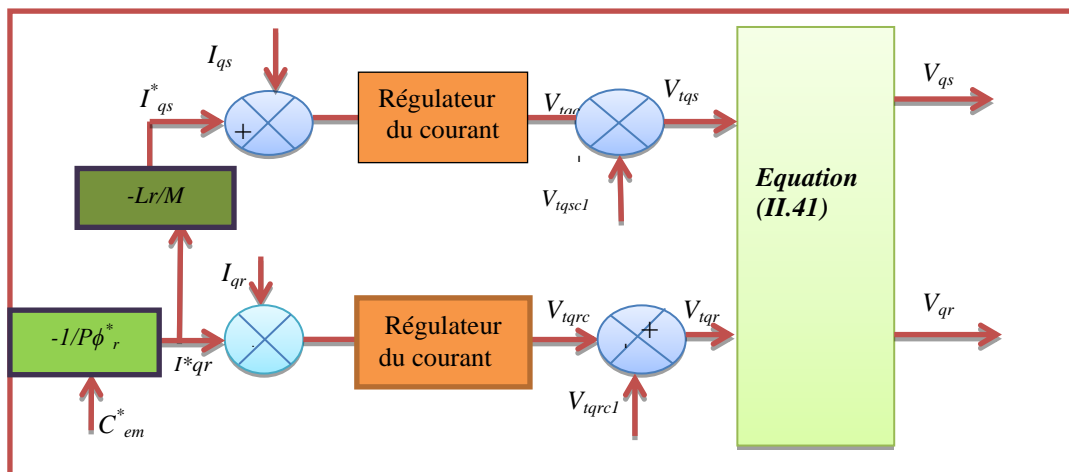


Figure 2.18 : Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe q

Dans la commande conventionnelle, le couple électromagnétique C_{em} et les courants sont contrôlés par des correcteurs de type PI [KHO06]. En tenant compte de l'alimentation en tension de la MADA, les grandeurs de commande sont les tensions V_{ds} , V_{qs} , V_{dr} et V_{qr} . Pour la partie onduleurs, les tensions de référence (V_{sa}^* , V_{sb}^* , V_{sc}^* , V_{ra}^* , V_{rb}^* , V_{rc}^*) sont calculées par la transformation inverse de Park à partir des grandeurs (V_{ds} , V_{qs} , V_{dr} , V_{qr} , θ_s , θ_r). Les angles (θ_s , θ_r) sont nécessaires à calculer pour la transformation de Park.

II.7.3.6. Calcul des correcteurs :

Pour le système de réglage des courants, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles [LOU17].

II.7.3.6.1 .Correcteurs des courants statoriques :

On rappelle la fonction de transfert reliant les composantes statoriques de chaque axe de la MADA :

$$\frac{I_{sq}(s)}{V_{tsqc}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tsdc}(s)} = \frac{1}{1 + \sigma T_s s} \tag{II.66}$$

Avec $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$

Les composantes du courant statorique (I_{sd}, I_{sq}), ont la même boucle de régulation donnée par la figure (2.19)

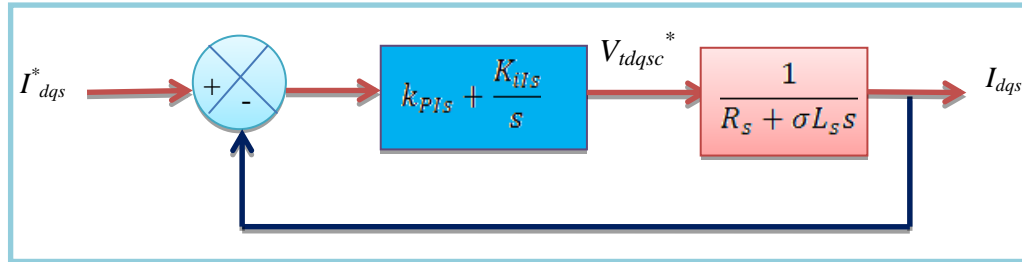


Figure 2.19: Schéma bloc de régulation des courants statoriques.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$F_{I_s} = \frac{I_{d,qs}}{I_{d,qs}^*} = \frac{1}{\sigma T_s R_s} \frac{(K_p I_s s + K_i I_s)}{s^2 + s \left(\frac{1 + \frac{K_p I_s}{R_s}}{\sigma T_s} \right) + \frac{K_i I_s}{\sigma T_s R_s}} \tag{II.67}$$

Le dimensionnement des correcteurs est fait à l'aide du principe l'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative. Pour lequel le dénominateur des fonctions de transfert correspondantes est de la forme: $D(s) = s^2 + 2\xi \cdot \omega_0 s + \omega_0^2$ Ainsi, on obtient les paramètres des correcteurs, en fonction de l'amortissement ξ et de la pulsation propre ω_0 .

Par identification entre les équations (II.66) et (II.67), on obtient les paramètres suivants du correcteur PI :

| Gain | K_{pis} | K_{iIs} |
|---------------|--|-----------------------------|
| Correcteur PI | $(2\xi \cdot \omega_0 \sigma T_s - 1) R_s$ | $\omega_0^2 \sigma T_s R_s$ |

Tableau 2.1 : Paramètres des correcteurs PI des courants statoriques.

II.7.3.6.2. Correcteurs des courants rotoriques :

On rappelle la fonction de transfert reliant les composantes rotoriques de chaque axe de la MADA :

$$\frac{I_{qr}(s)}{V_{qrs}(s)} = \frac{I_{dr}(s)}{V_{drs}(s)} = \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \tag{II.68}$$

Avec : $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

La même chose que pour la partie statorique, les composantes du courant rotorique (I_{dr}, I_{qr}), ont la même boucle de régulation donnée par la figure 2.19.

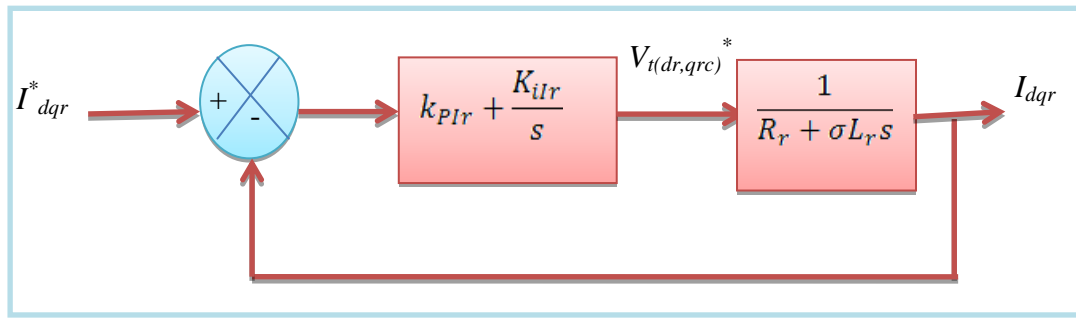


Figure 2.20 : Schéma bloc de régulation des courants rotoriques.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$F_{Ir} = \frac{I_{d,qr}}{I_{d,qr}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_r R_r} (K_{pIr} \cdot s + K_{iIr})}{s^2 + s \left(\frac{1 + \frac{K_{pIr}}{R_r}}{\sigma T_r} \right) + \frac{K_{iIr}}{\sigma T_r R_r}} \quad (II-69)$$

La même procédure effectuée pour les correcteurs des courants statoriques est appliquée aux correcteurs des courants rotoriques. Les paramètres des correcteurs sont donc les mêmes. Ils sont donnés dans le tableau (2.2).

| Gain | K_{pIr} | K_{iIr} |
|---------------|--|-----------------------------|
| Correcteur PI | $(2\xi \cdot \omega_0 \sigma T_r - 1) R_r$ | $\omega_0^2 \sigma T_r R_r$ |

Tableau 2.2 : Paramètres des correcteurs PI des courants rotorique.

II.7.3.7. Régulation de vitesse de la MADA :

Pour pouvoir assimiler pleinement la fonction de transfert $T_{BF}(s)$ à un système du second ordre, Une des solutions qui peuvent être utilisée pour remédier ce problème consiste à adoucir la consigne de vitesse, c'est-à-dire, filtrer la vitesse de consigne par l'introduction d'un filtre de fonction de transfert de la forme :

$$\frac{\Omega_{ref}^*}{\Omega^*} = \frac{1}{1+sT_f} \quad (II.70)$$

Nous obtenons alors le schéma bloc représenté par la figure 2.21[BON08]. Cette structure de correction porte le nom de correcteur IP .

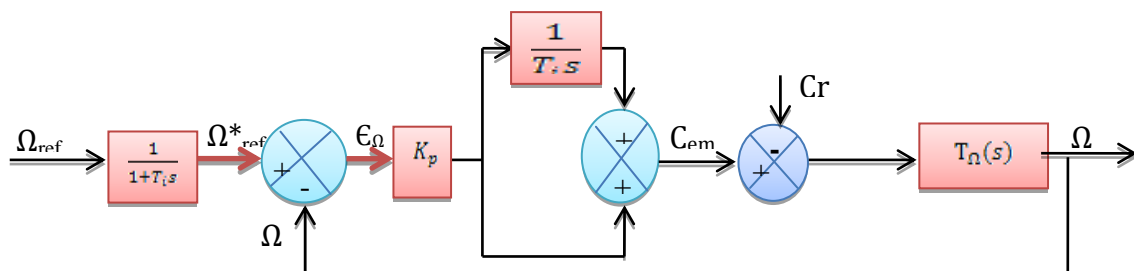


Figure 2.21: Boucle de régulation de vitesse avec correcteur IP

Où : Ω_{ref}^* est la vitesse de référence filtrés.

Le zéro au numérateur est alors compensé et la fonction de transfert en boucle fermée devient du type passe bas du second ordre :

$$T_{BF}(s) = \frac{1}{1+T_i\left(1+\frac{f}{k_p}\right)s+\frac{T_{ij}}{k_p}s^2} \quad (\text{II.71})$$

II.7.3.7.1 Correcteur IP avec saturation dans la chaîne directe

Ensuite, d'après les paramètres de la machine présentés dans l'Annexe A1, le constructeur spécifie que le couple maximum sur l'arbre de la machine ne doit pas dépasser $2.8.C_n$. Il faut alors insérer une limitation de couple dans la boucle de régulation permettant de contrôler la valeur maximale de C_{em} . On rajoute alors cette contrainte dans schéma de la **figure 2.22**.

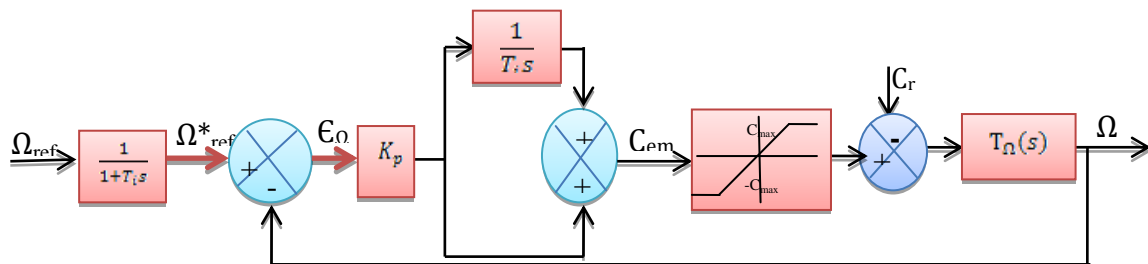


Figure. 2.22: Boucle de régulation de vitesse avec correcteur IP et saturation du couple.

Le fait de rajouter une saturation dans la chaîne directe peut provoquer une augmentation du temps de réponse. En effet, lorsque la saturation est active, l'action intégrale du correcteur augmente le couple électromagnétique de référence. Étant donné que ce dernier a déjà atteint sa valeur maximale, il est inutile d'augmenter encore cette référence. Lorsque la saturation de couple est active, il faut donc limiter l'action intégrale. On utilise le terme anglophone d'« **anti-windup** » pour qualifier ce principe de limitation [BON08].

II.7.3.7.2 Synthèse du correcteur IP de vitesse :

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II.72})$$

Avec : J : moment d'inertie de la MADA, f : coefficient de frottement visqueux de la MADA
 C_r : couple de charge. Ω : vitesse mécanique. C_{em} : couple électromagnétique.

On rappelle que notre commande est celle d'un contrôle à flux rotorique orienté, donc on a:

$$C_{em} = \frac{PM\varphi_{dr}}{L_r} I_{qs} \quad (\text{II.73})$$

Avant l'application d'une consigne de vitesse et pour magnétiser la machine, nous avons donc le droit de remplacer φ_{dr} par sa référence φ_{dr}^* dans la relation (II.54).

Soit :

$$C_{em} = \frac{PM\varphi_{dr}}{L_r} I_{qs} = \frac{PM\varphi_{dr}^*}{L_r} I_{qs} = K_{em} I_{qs} \quad (\text{II.74})$$

$$\text{Et } J \frac{d\Omega}{dt} = K_{em} I_{qs} - f\Omega - C_r \quad (\text{II.75})$$

En appliquant la transformée de Laplace à cette dernière équation, nous trouvons :

$$\Omega(s) = \frac{K_{em} K_m}{1+T_m s} I_{qs}(s) - \frac{K_m}{1+T_m s} C_r(s) \tag{II.76}$$

Avec: $K_m = \frac{P}{f}$ et $T_m = \frac{J}{f}$

$C_r(s)$ joue le rôle d'une entrée perturbatrice pour la vitesse, l'entrée principale étant $I_{qs}(s)$. Ainsi, le schéma bloc de la régulation sera conforme à celui de la figure (2.18).

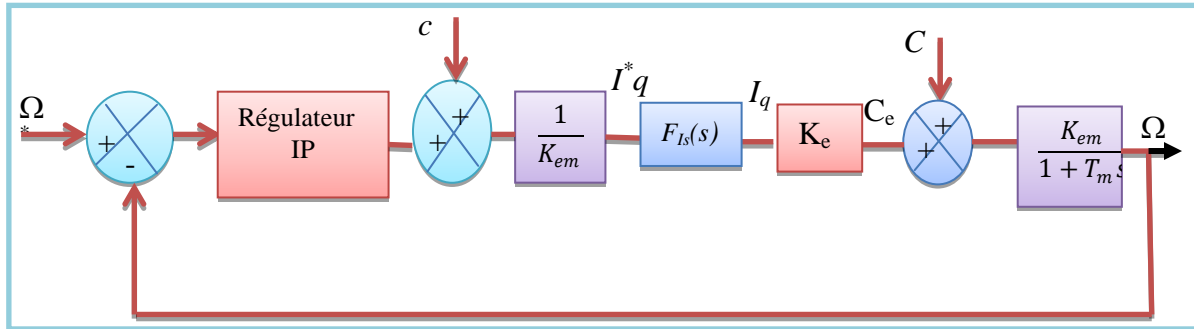


Figure 2.23 : Chaîne de régulation de la vitesse.

Dans ce schéma, $F_{Is}(s)$ est la fonction de transfert en boucle fermée du courant I_{qs} . Le cahier de charges choisi pour la correction de la vitesse impose :

- Une erreur nulle par rapport à une entrée en échelon.
- Une chute relative de la vitesse inférieure à 5% de la vitesse pour une charge nominale.
- Un dépassement inférieur à 5% pour une consigne de vitesse nominale.
- Effet nul d'un couple de charge en régime permanent.

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour cette boucle seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles des courants. La fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse corrigée est donnée par :

$$G_{\Omega}(s) = C_{\Omega}(s) \cdot H_{Is}(s) \cdot \frac{K_{em} K_m}{1+T_m \cdot s} \tag{II.77}$$

Un correcteur IP vérifiera le cahier de charges exigé, avec :

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} - \left(1 + \frac{1}{K_{i\Omega}s}\right) \tag{II.78}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{K_m K_p \Omega s + K_m K_{i\Omega}}{T_m}}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_m K_p \Omega}{T_m} \right) + \frac{K_m K_{i\Omega}}{T_m}} \tag{II.79}$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur IP :

| | | |
|---------------|---------------------------------------|------------------------|
| | $K_{p\Omega}$ | $K_{i\Omega}$ |
| Correcteur IP | $(2\xi \cdot \omega_0 T_m - 1) / K_m$ | $\omega_0^2 T_m / K_M$ |

Tableau 2.3 : Paramètres du correcteur IP de la vitesse.

II.7.4. Structure générale de la Commande vectorielle de la MADA

Finalement, on peut résumer la stratégie de contrôle vectorielle à flux rotorique orienté du système global dans le schéma global présenté sur la figure suivante:

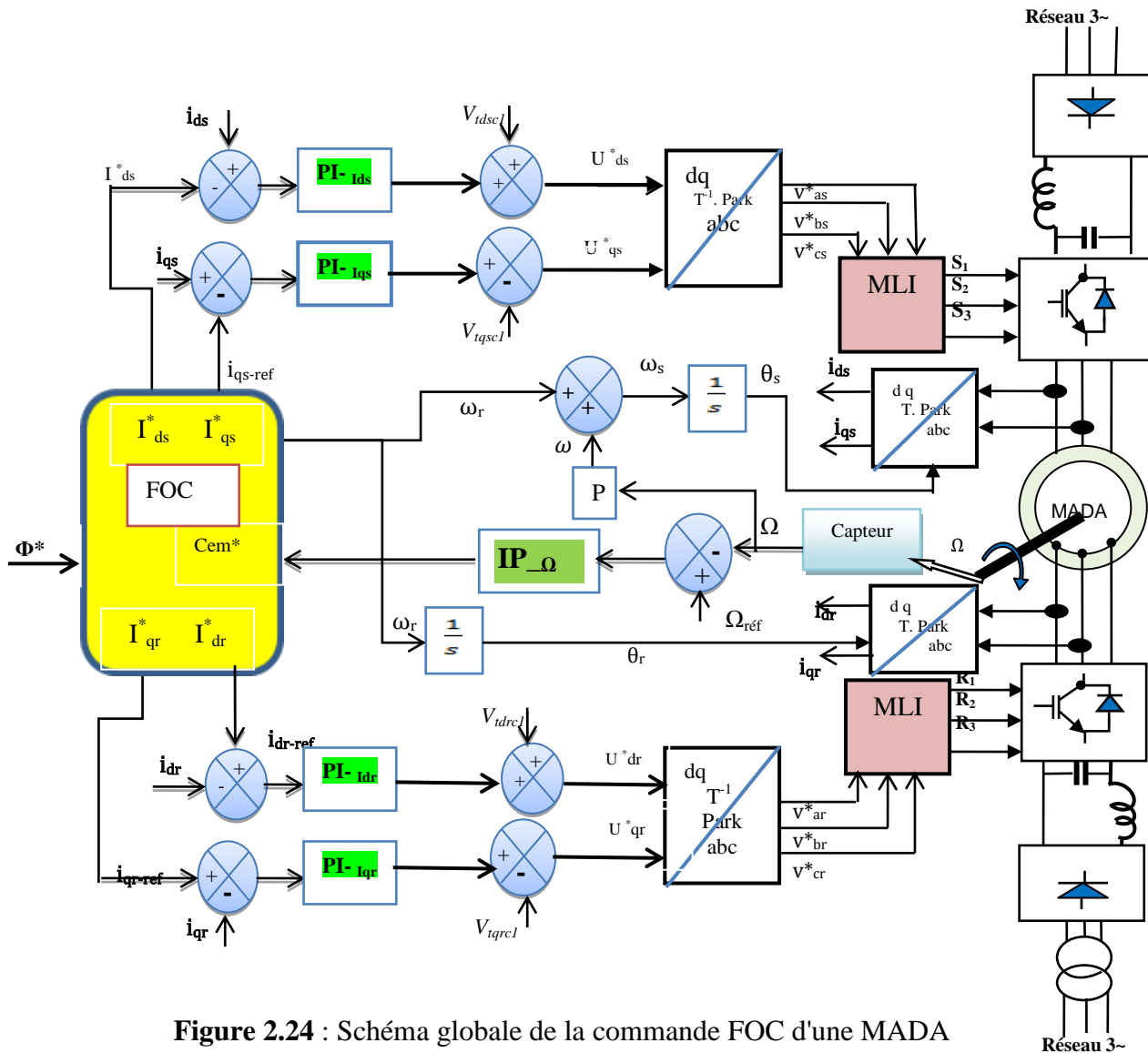


Figure 2.24 : Schéma globale de la commande FOC d'une MADA

II.7.5. Simulation de la commande vectorielle de la MADA :

II.7.5.1 Profils de poursuite et de régulation:

On a réalisé plusieurs séries de simulation numérique pour mettre en évidence les propriétés, qui seront retenues dans les prochains chapitres, avec les mêmes conditions, afin de permettre la comparaison des différentes stratégies de commande envisagées dans ce travail.

- L'examen des performances de l'association, faite entre la MADA, son alimentation et la commande vectorielle, sur des trajectoires de vitesse prédéfinies ;

a. L'analyse du comportement du système commandé (MADA) face aux variations des conditions de fonctionnement (à vide puis en charge) ;

L'une pour l'analyse des performances en poursuite pour différentes consignes de vitesse :

une consigne faite d'échelon de 150 tr/min voir **Figure 2.25**

Dans cette simulation on introduit un couple de charge de 30 N.m à l'instant ($t=0.5$ s). Les résultats obtenus sont représentés par les figures suivantes:

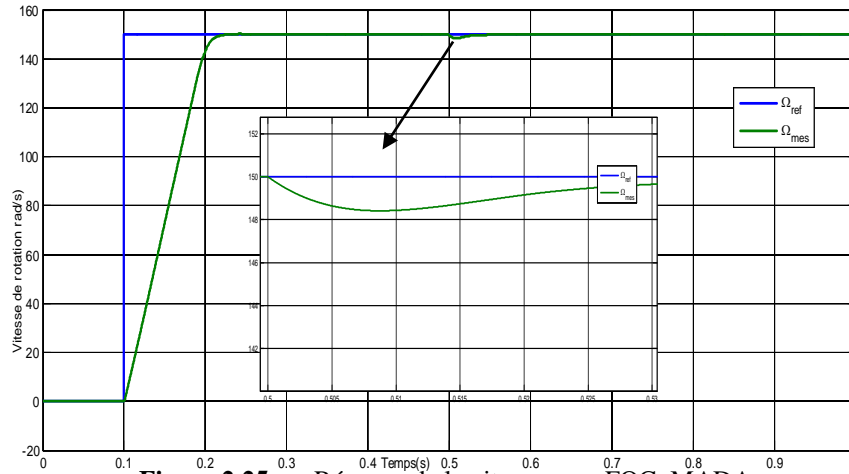


Figure 2.25. a: Réponse de la vitesse pour FOC_MADA

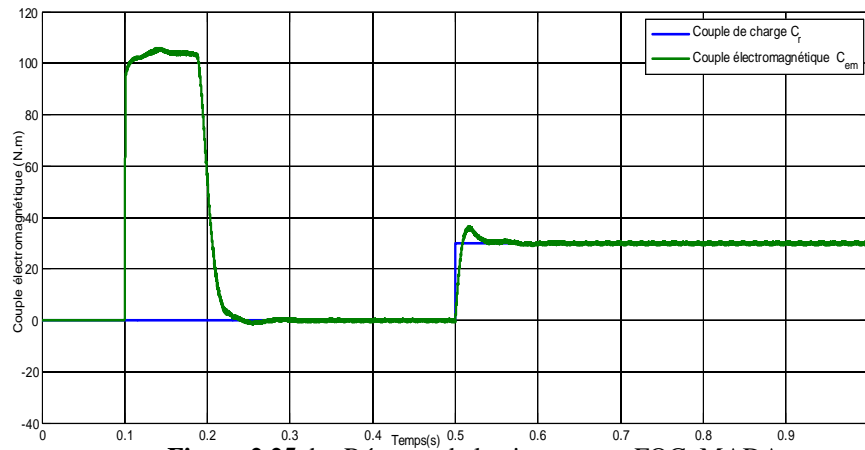


Figure 2.25. b: Réponse de la vitesse pour FOC_MADA

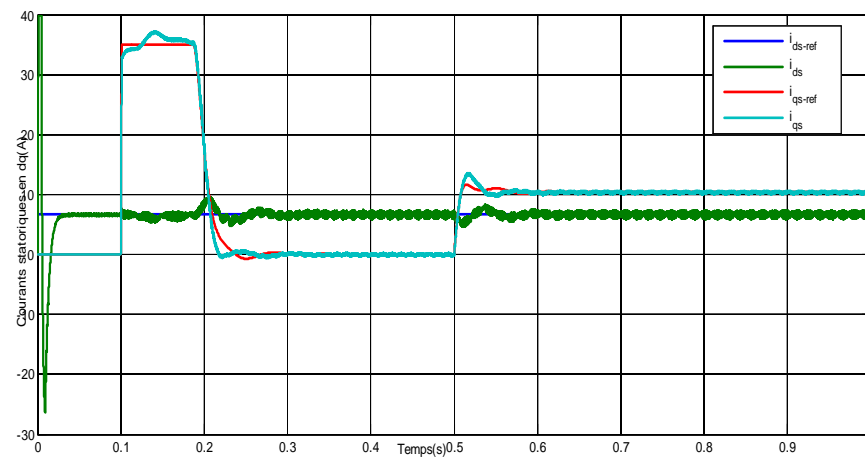


Figure 2.25.c; Allure du courant statorique en dq de la FOC_MADA

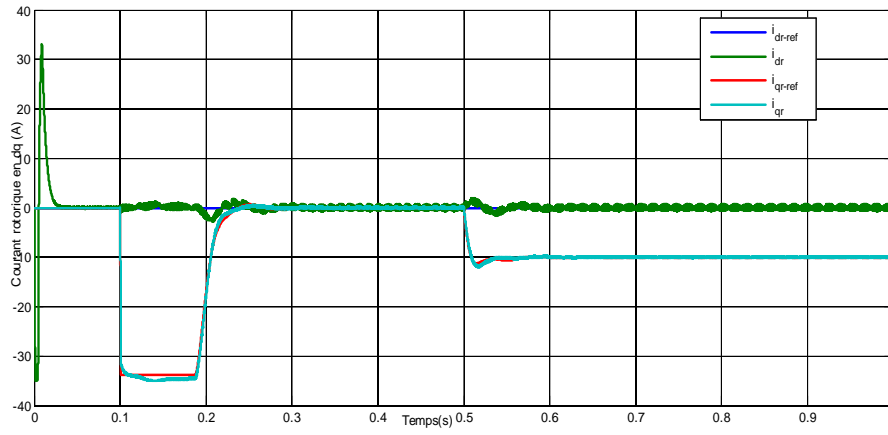


Figure 2.25.d; Allure du courant rotorique en dq de la FOC_MADA

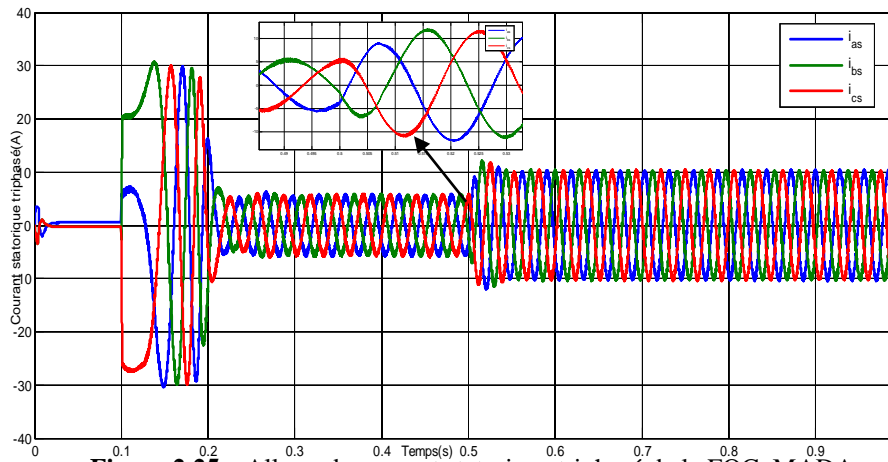


Figure 2.25e; Allure du courant statorique triphasé de la FOC_MADA

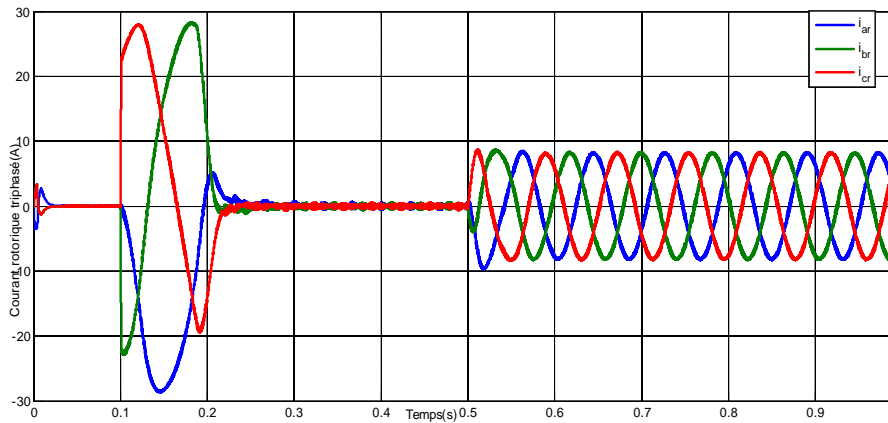


Figure 2.25.f; Allure du courant rotorique triphasé de la FOC_MADA

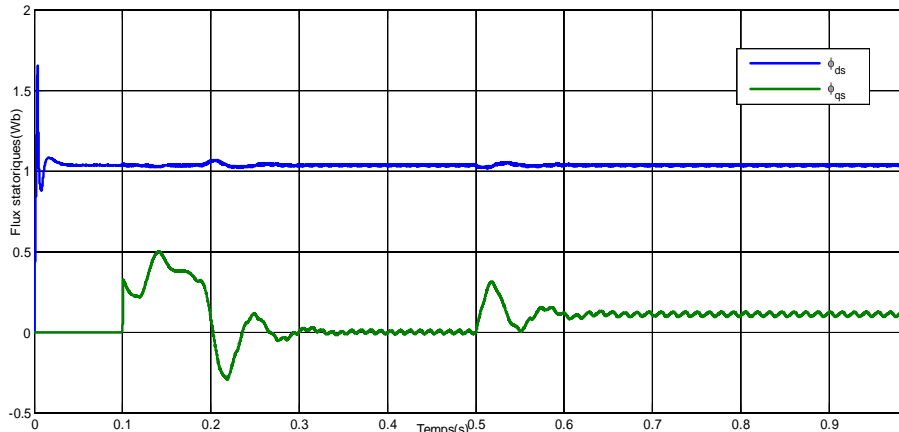


Figure 2.25.g; Allure des flux statoriques en dq de la FOC_MADA

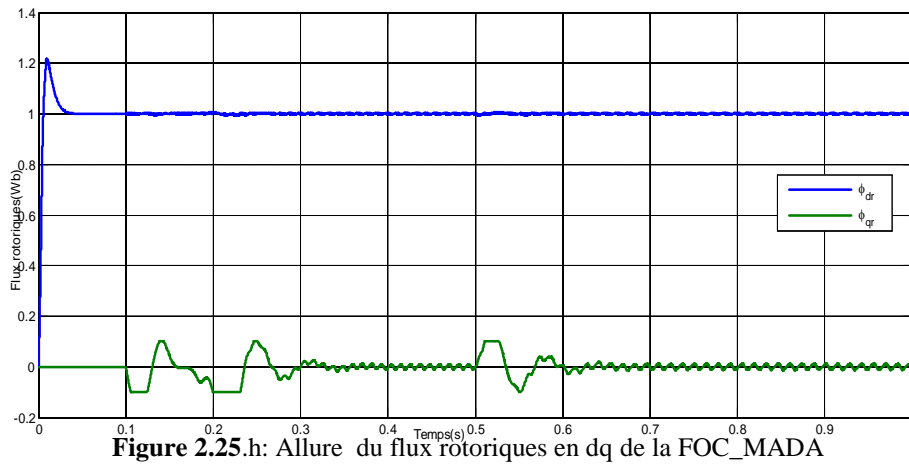


Figure 2.25.h: Allure du flux rotoriques en dq de la FOC_MADA

Figure 2.25: Commande vectorielle d'une MADA à flux rotorique orienté

On remarque que l'allure de la vitesse à l'instant de l'application de la charge présente une chute rejetée rapidement, puis se stabilise à sa grandeur de référence (vitesse de référence 150 (rd/min)). On remarque également que le temps de réponse est très rapide (0.1s).

b- une consigne rectangulaire faite d'échelon de 150 tr/min suivi par une inversion du sens de rotation à -150 tr/min à l'instant $t = 1.s$ voir Figure 2.26

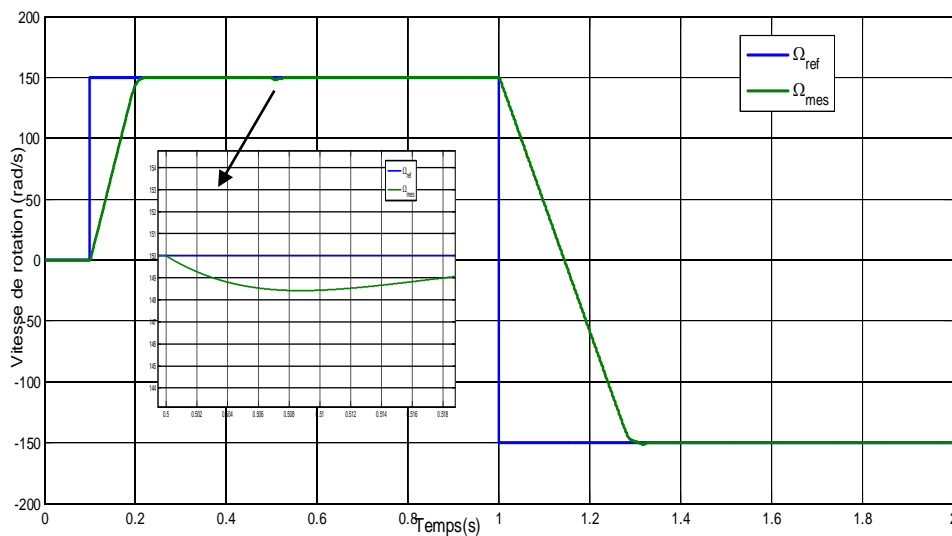


Figure 2.26.a Réponse de vitesse d'une MADA FOC sens inversé

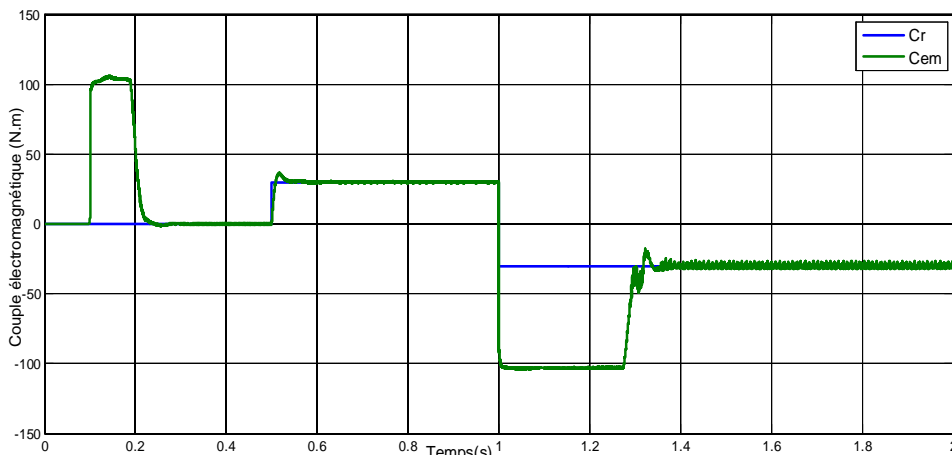


Figure 2.26.b Réponse du couple d'une MADA_FOC sens inversé

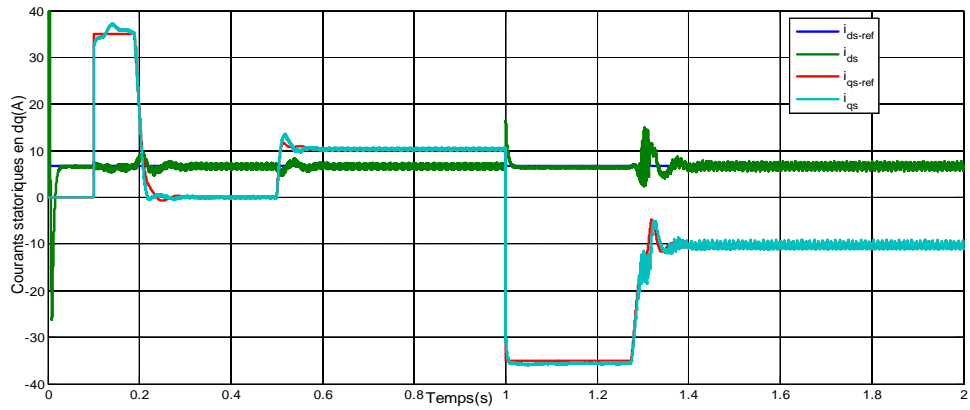


Figure 2.26.c Allure du courant I_{sdq} d'une MADA_FOC sens inversé

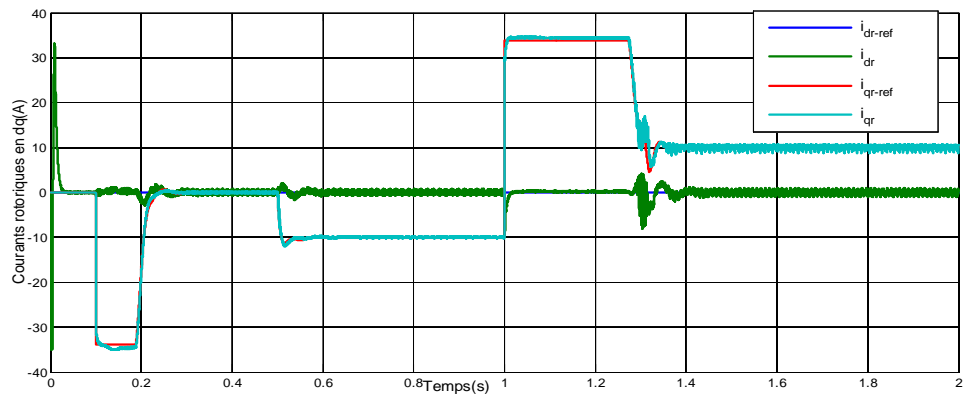


Figure 2.26.d: Allure du courant I_{rda} en dq d'une MADA_FOC sens inversé

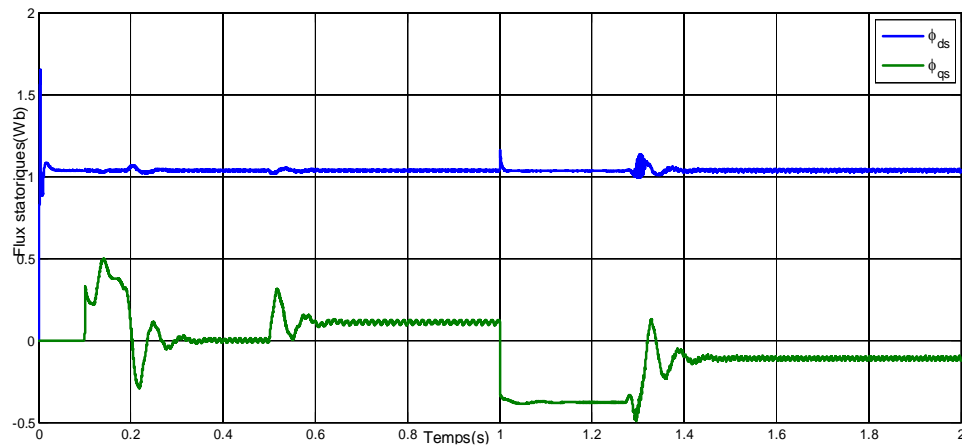


Figure 2.26.h: Allure du flux ϕ_{sdq} d'une MADA_FOC sens inversé

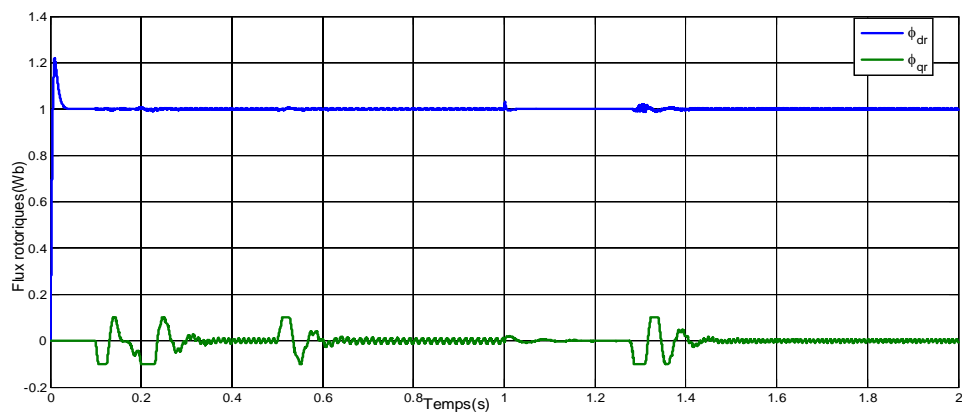


Figure 2.26.g: Allure du flux ϕ_{rda} d'une MADA_FOC sens inversé

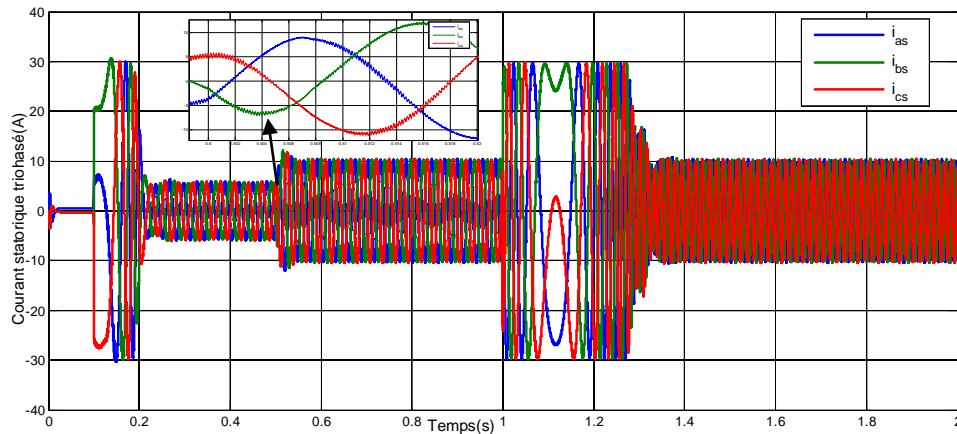


Figure 2.26.e: Allure du courant i_s d'une MADA_FOC sens inversé

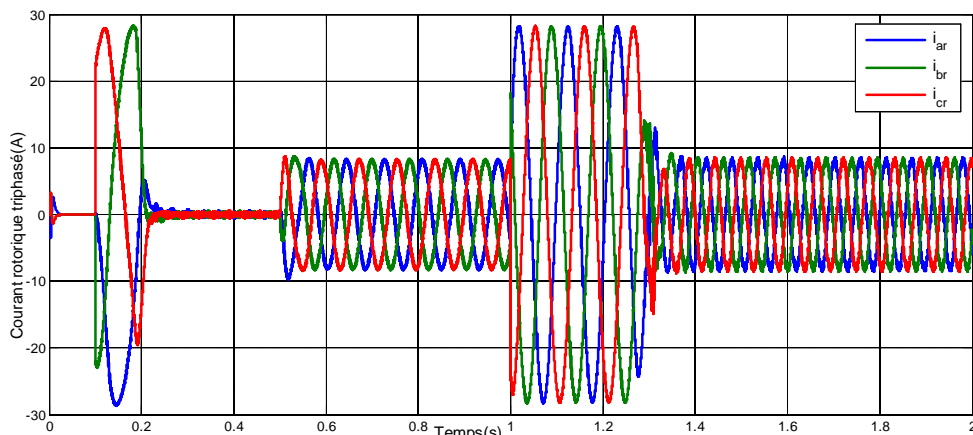


Figure 2.26.f: Allure du courant i_r d'une MADA_FOC sens inversé

Figure 2.26: Résultats de simulation d'une MADA_FOC avec sens inversé

Pour la variation du couple, on constate qu'il rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliquée. Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.

II.6.5.2. Test de robustesse en basse vitesse et en haute vitesse:

Afin de tester la robustesse de commande vectorielle de la machine asynchrone, vis à vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de 0 à 50 rad/s comme basse vitesse, passant par la vitesse nominale 150 rad/s on introduit une consigne de vitesse de 250 rad/s qui représente 167% de la vitesse Ω_n

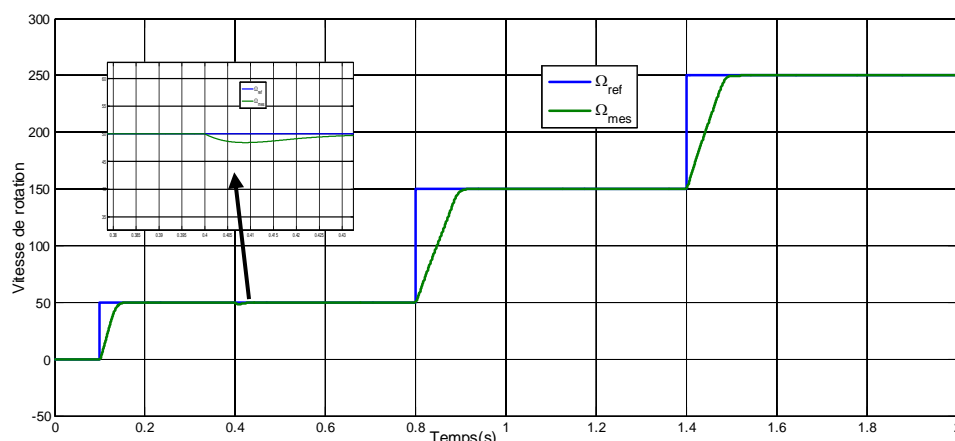


Figure 2.27.a Réponse de vitesse d'une MADA_FOC en survitesse

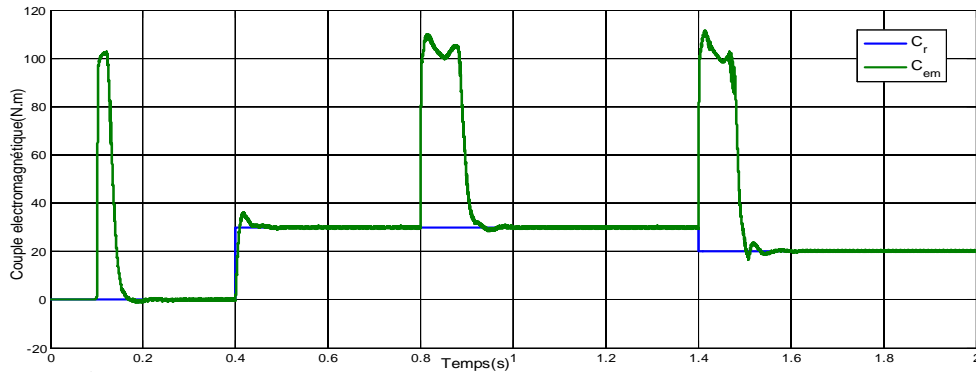


Figure 2.27.b Réponse du couple d'une MADA_FOC en survitesse

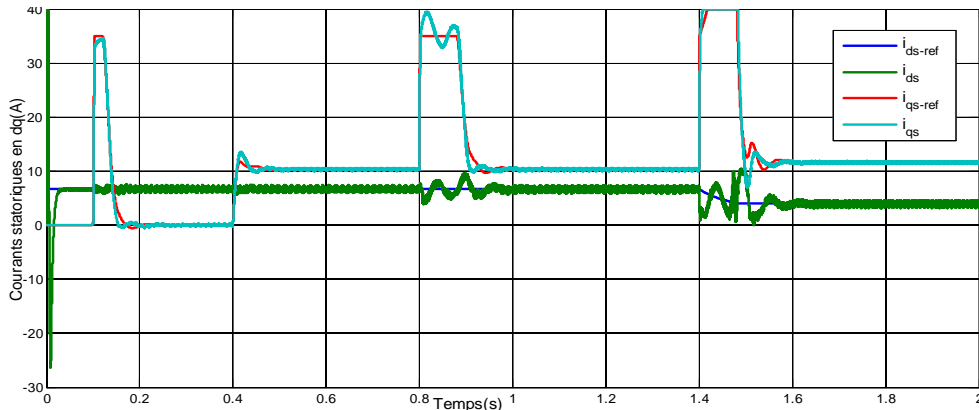


Figure 2.27.c Allure du courant I_{rdq} d'une MADA_FOC en survitesse

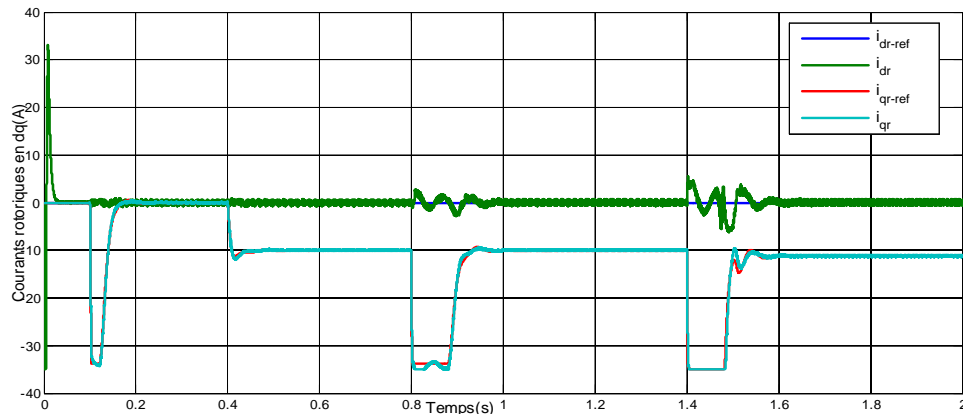


Figure 2.27.d: Allure du courant I_{rdq} d'une MADA_FOC en survitesse

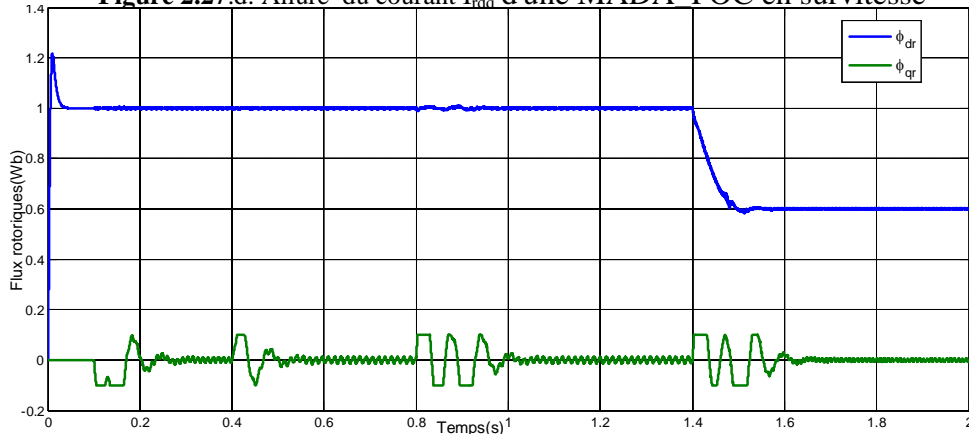


Figure 2.27.e: Allure du flux φ_{rdq} d'une MADA_FOC en survitesse

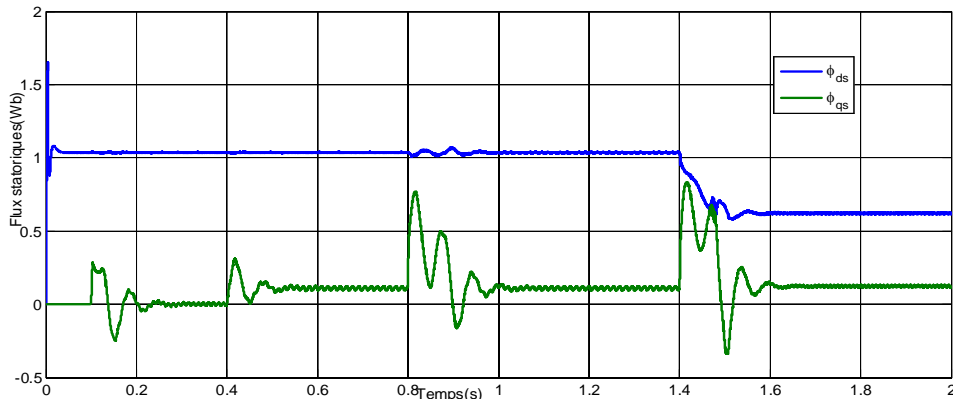


Figure 2.27.g: Allure du flux ϕ_{ds} d'une MADA FOC en survitesse

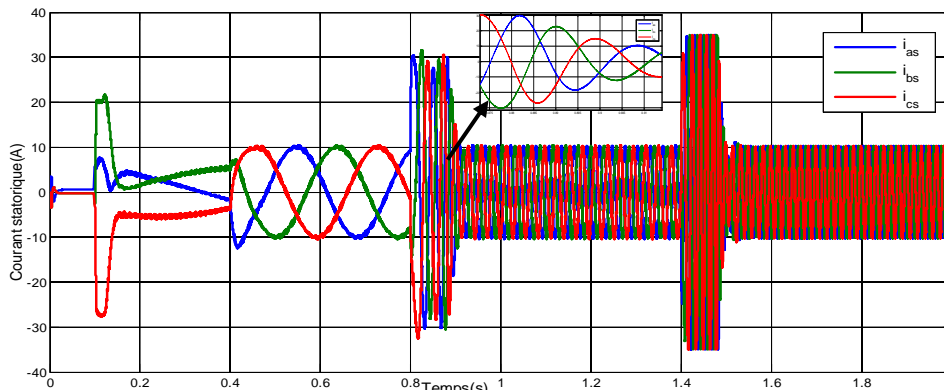


Figure 2.27.e: Allure du i_{as} d'une MADA FOC en survitesse

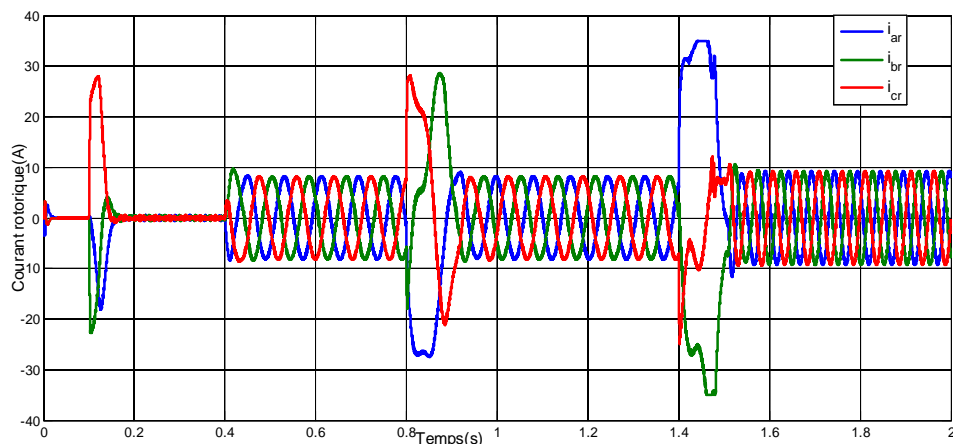


Figure 2.27.f: Allure du i_{r} d'une MADA_FOC en survitesse

Fig 2.27. Simulation de commande FOC d'une MADA en basse et haute vitesse(avec défluxage)

On constate d'après la Figure 2.27 que le couple électromagnétique et le flux rotorique marquent des pics lors de changement de consigne de vitesse , puis se stabilisent en régime permanent. Le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone face à de larges variations de la vitesse.

En revanche, cette commande n'est pas robuste vis a vis à la variation paramétrique notamment les paramètres rotoriques par exemple si la résistance rotorique à une température élevée varie à 150% de la résistance R_r , on aura les resultats de simulation suivants:

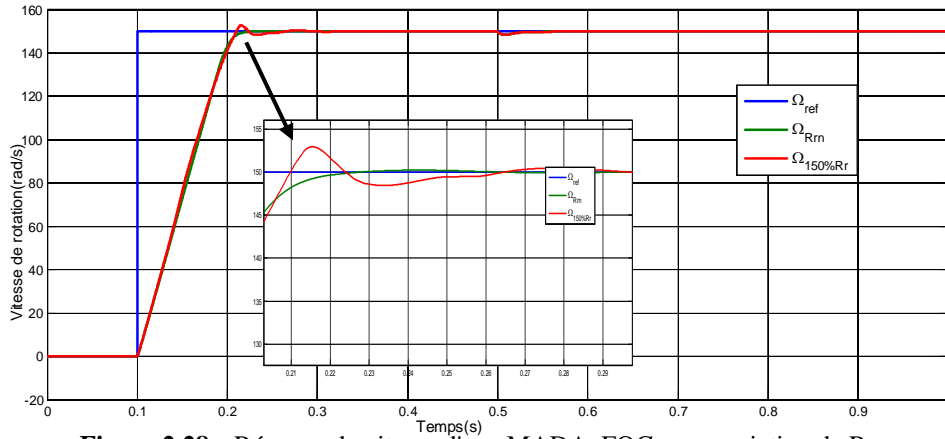


Figure 2.28.a Réponse de vitesse d'une MADA_FOC avec variation de Rr

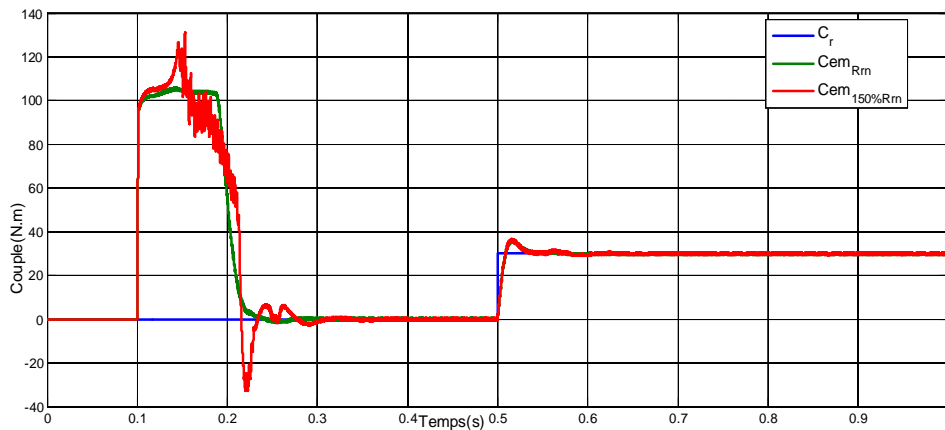


Figure 2.28.b: Réponse de couple d'une MADA_FOC avec variation de Rr

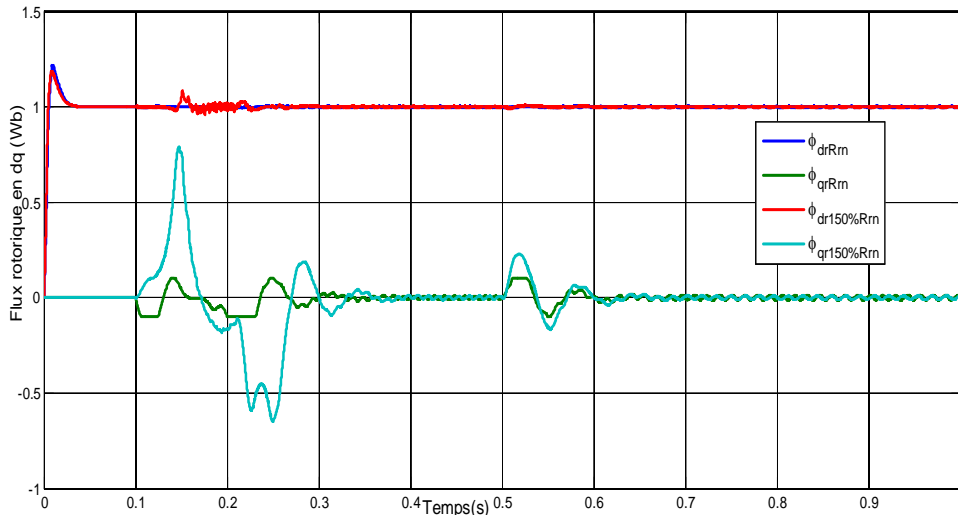


Figure 2.28.c: Flux rotoriques en dq d'une MADA_FOC avec variation de Rr

Figure 2.28: Simulation de la FOC d'une MADA avec une variation de Rr (Test de robustesse)

II.7. Conclusion

On a établi dans ce chapitre le modèle de la machine asynchrone doublement alimentée en passant du système réel triphasé abc au système diphasé linéaire dq par l'application de la

transformation de Park. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique MLI à hystérésis pour le commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle.

Dans ce chapitre on a exposé aussi le principe de la commande vectorielle de la MADA. on cite ci-dessous les aspects les plus intéressants de cette machine :

- ✓ Une reconstitution facile du flux et du couple électromagnétique,
- ✓ Une accessibilité à la mesure des courants statoriques et rotoriques,
- ✓ Des boucles de régulation simples introduisant des régulateurs type PI et IP

Les avantages du contrôle vectoriel à flux rotorique orienté appliqué sont nombreux, on peut citer entre autres : une réponse en vitesse excellente dans une large plage de réglage, avec une faible erreur de poursuite, une maîtrise du couple, du courant statorique et du courant rotorique satisfaisante.

On a validé le modèle de la commande vectorielle à flux rotorique orienté par l'environnement Matlab/Simulink afin de réaliser une série de simulations, dans le but d'évaluer les performances de cette technique en poursuite, et en régulation. Ainsi, un contrôleur de vitesse conventionnel de type IP a été synthétisé. La commande en vitesse de la machine ne sont pas satisfaisants vis-à-vis à la variation des paramètres de la machine notamment les paramètres rotoriques L_r , R_r et M d'où l'intérêt de réfléchir à appliquer une autre stratégie de commande qui sera la commande directe de couple ce qu'on va étudier dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III
Commande Directe
du couple (DTC)
de la MADA

Commande Directe du couple (DTC) de la MADA

III.1. Introduction:

La commande directe du couple abrégée en anglais DTC (Direct Torque Control) a été introduite il y a plus d'une trentaine d'année par Takahashi [TAK86] et Depenbroak [DEP88]. Cette méthode a été brevetée par Manfred Depenbrock, à la fois aux États-Unis et en Allemagne le 20 octobre 1984. La première implantation de cette méthode de commande a été dans les systèmes de tractions du groupe ABB. les locomotives (diesel-électrique) MAK DE502 (Figure.3.1) sont les premières à utiliser la commande directe du couple (DTC) et la commercialiser pour la première fois en 1995. On apporte jusqu'aujourd'hui des améliorations étendues même aux autres types de moteurs lorsque de très grandes puissances entrent en vigueur [ABB00]



Figure 3.1: Présentation de la locomotive MAK DE502 équipé par le système de traction ABB

La commande directe du couple de la machine consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur coté stator ou rotor à partir des valeurs calculées du flux et du couple [BON08]. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution de \vec{V}_s et ou \vec{V}_r et l'état électromagnétique de la machine [CAN00]

III.2. Stratégie de la commande directe de couple

la stratégie de cette commande permet de contrôler le fonctionnement de la machine, à la base de réguler deux types de variables:

Les variables rapides : qui sont les flux statorique et rotorique. Ces variables présentent une dynamique rapide (constante de temps faible statorique et rotorique). Ce sont ces variables que nous allons réguler dans le but de contrôler le couple électromagnétique développé par la machine.

La variable lente: Il s'agit de la vitesse de rotation de la machine. On utilise un asservissement relativement simple constitué, à la base, d'un correcteur de type Intégral Proportionnel (IP). De nombreuses améliorations sont apportées à ce correcteur dans le but de

limiter les dépassements, de ne pas dépasser le couple maximum de la machine et d'améliorer le temps de réponse. Ensuite, dans cette étude, on va appliquer une stratégie de commande du mode rapide relativement simple et très largement discutée dans la littérature [BON08]

III.2.1.Principe de la DTC

Le fondement de cette méthode repose sur le contrôle du couple et du flux de la machine directement, cela est réalisé à travers des comparateurs à hystérésis qui comparent les valeurs de références avec celles estimées, puis commandent directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs de couple et de flux dans les limites de la bande d'hystérésis. Quand le flux est hors de la bande d'hystérésis, la fréquence de l'onduleur change et le flux prend un chemin optimal vers la valeur désirée, ceci est la cause du principal inconvénient de la DTC qui est l'ondulation que présente le couple, le flux et le courant en régime permanent.

Ceux-ci sont reflétés sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus, en outre, la fréquence de commutation risque de dépasser les limites des organes utilisés [LAS00].

En comparissant, la commande vectorielle à flux orienté (FOC) par rapport à la DTC c'est que cette dernière vise une exploitation directe du couple et du flux produit par la machine asynchrone alimenté par l'onduleur. Ses majeurs avantages sont, moins de paramètres de la machine utilisées dans ses équations, pas de transformation entre référentiels, pas de régulateurs de courants, pas de générateur MLI ce qui améliore considérablement la réponse dynamique, et sans recours à des capteurs mécaniques. Ses principaux inconvénients sont le nombre limité de vecteurs de tensions disponibles qui engendre les ondulations du couple, du flux, et des courants en régime permanent ce qui affectent l'estimation de la vitesse et sa réponse, se traduisant également par des bruits acoustiques accrus, plus la sensibilité aux variations de la résistance statorique. En outre, la suppression de l'étage MLI principale caractéristique de la DTC et l'introduction de contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux a pour conséquence une fréquence de commutation variable [CAS02].

Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminée [RAZ15]

III.2.2. Modélisation de l'onduleur alimentant la MADA

On considère que le stator et le rotor de la machine à double alimentation sont reliés à des onduleurs à deux niveaux de tension. Le schéma électrique de la **figure 3.2** présente une structure d'onduleur à IGBT deux niveaux et les notations utilisées.

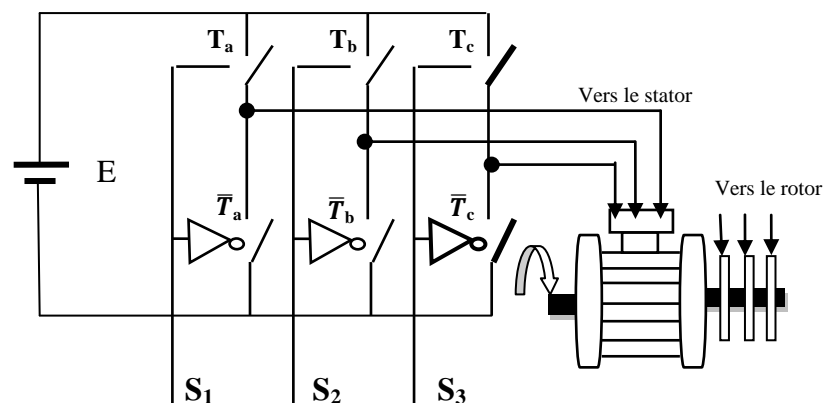


Figure. 3.2: Représentation schématique d'un onduleur deux niveaux à IGBT.

On note $T_{a,b,c}$ les ordres de commande des interrupteurs du haut des cellules a,b et c . Par définition, la propriété des ordres de commutation est la suivante :

$$\begin{cases} V_{aN'} = T_a \cdot E \\ V_{bN'} = T_b \cdot E \\ V_{cN'} = T_c \cdot E \end{cases} \quad \text{(III.1)} \quad \text{On note} \quad \begin{cases} V_{aN} = V_a \\ V_{bN} = V_b \\ V_{cN} = V_c \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

De plus la loi des mailles donne:
$$\begin{cases} V_{aN'} - V_{bN'} = V_a - V_b \\ V_{bN'} - V_{cN'} = V_b - V_c \\ V_{cN'} - V_{aN'} = V_c - V_a \end{cases} \quad \text{(III.3)}$$

et si la charge électrique en sortie est équilibrée, on a en valeur moyenne

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad \text{et} \quad V_a + V_b + V_c = 0 \quad \text{(III.4)}$$

La résolution des équations 3.2 et 3.3 permet d'écrire la matrice suivante

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aN'} \\ V_{bN'} \\ V_{cN'} \end{bmatrix} \quad \text{(III.5)}$$

En utilisant les variables binaires T_a, T_b et T_c on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.6)}$$

En fonction de l'état des variables binaires T_a, T_b et T_c , on peut calculer les différents niveaux des tensions simples (V_a, V_b, V_c), ainsi que les niveaux des tensions diphasés ($V_{\alpha}^*, V_{\beta}^*$) en utilisant la transformation de Concordia inverse conservant les amplitudes.

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = R_s I_{\alpha s} + \frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} \\ V_{\beta s} = R_s I_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt} \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

$$\begin{cases} V_{\alpha r} = R_r I_{\alpha r} + \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} + \omega \phi_{\beta r} \\ V_{\beta r} = R_r I_{\beta r} + \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} - \omega \phi_{\alpha r} \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s} = L_s I_{\alpha s} + M I_{\alpha r} \\ \phi_{\beta s} = L_s I_{\beta s} + M I_{\beta r} \end{cases} \quad \text{(III.9)}$$

$$\begin{cases} \phi_{\alpha r} = M I_{\alpha s} + L_r I_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} = M I_{\beta s} + L_r I_{\beta r} \end{cases} \quad \text{(III.10)}$$

Où ω_s, ω sont les pulsations du stator et du rotor, $\omega = p \Omega$. Ω est la vitesse de rotation mécanique. La relation angulaire est définie par la **Figure3.3**. [BON07]

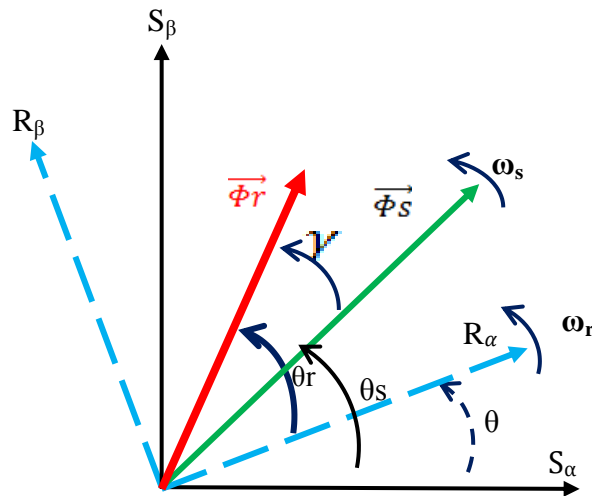


Figure3.3: Position du flux statorique et du flux rotorique dans la MADA

$$\theta_s = \theta_r + \theta - \gamma \quad (\text{III.11})$$

θ_s : position angulaire de la référence tournante α - β

θ_r : position angulaire par rapport à l'axe α

θ : La position angulaire électrique du rotor par rapport au référentiel stator.

Donc, en régime permanent ($d\gamma / dt = 0$) et avec

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \omega_s = \omega + \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - K_f \Omega \quad (\text{III.13})$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par:

$$T_{em} = \frac{P.M}{L_r} (\Phi_{\alpha r} I_{\beta s} - \Phi_{\beta r} I_{\alpha s}) \quad (\text{III.14})$$

III.2.3. Utilisation des tables de commutations

III.2.3.1. principe d'utilisation de deux tables

Les séquences de commutation fournies aux interrupteurs IGBT sont sélectionné dans les tables de commutations (TC). Ces commandes sont calculées à partir des états électromagnétiques de la MADA requis. Les vecteurs de flux de stator et de rotor peuvent être directement lié aux vecteurs de tension statorique et rotorique.

la MADA alimentée par deux onduleurs de tension. Les états de commutation des onduleurs sont générés à l'aide d'une stratégie de contrôle de couple direct (DTC), où des capteurs de courant et de tension sont nécessaires [ABD14]. La DTC permet de contrôler le couple électromagnétique optimal à partir des mesures de débit et de leurs positions. Les principaux avantages du DTC appliqué à la machine à induction sont:

*La DTC a une structure simple et un contrôle robuste, si l'on assure la bonne qualité de l'estimation des débits en fonctionnement, et par conséquent, d'une bonne estimation du couple.

*La DTC (avec deux tables de commutation TC) offre une excellente dynamique de couple, mais les positions des flux du stator et du rotor et l'angle entre ces flux doivent être soigneusement contrôlés.

Dans notre étude , un contrôle séparé des débits du stator et du rotor est proposé. Afin d'appliquer la stratégie DTC à deux onduleurs de tension sur la machine, nous définissons une première table pour contrôler le vecteur de flux statorique et une seconde pour contrôler le vecteur de flux rotorique. La partie suivante de la stratégie contrôle l'interaction entre les deux flux. En conséquence, il est possible de réguler la vitesse tant que le couple électromagnétique est contrôlable [ABD14]. En utilisant les vecteurs $\vec{\Phi}_s$ de flux statorique et $\vec{\Phi}_r$ de flux rotorique comme variables d'état, le couple électromagnétique de la machine peut être exprimé comme suit [ABD14, BON08]:

$$\begin{cases} \vec{T}_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{PM}{\sigma L_s L_r} (\vec{\Phi}_s \wedge \vec{\Phi}_r) \\ \|\vec{T}_{em}\| = K \cdot (\|\vec{\Phi}_s\| \cdot \|\vec{\Phi}_r\|) \cdot \sin(\gamma) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

où T_{em} est le couple électromagnétique; P est le nombre de paires de pôles;

L_s et L_r sont les inductances propres statorique et rotorique ,

M est l'inductance mutuelle, et $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ est le coefficient de dispersion

et γ est l'angle entre les flux. est appelé angle de couple , comme le montre la **Figure 3.4**

La constante K est défini comme: $K = \frac{3}{2} \cdot \frac{PM}{\sigma L_s L_r}$.

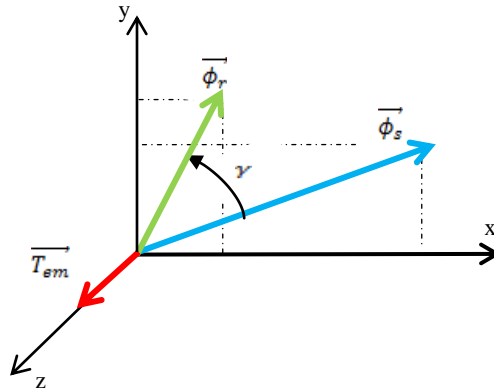


Figure 3.4: Vecteurs de flux et représentation du couple de la MADA

En analysant la relation (III.15), deux stratégies peuvent être proposées pour le contrôle du couple:

- ✓ en fixant le module de flux et en ajustant l'angle γ
- ✓ en fixant l'angle γ et en ajustant le module de flux.

Dans cette étude, les auteurs [BON07, ABD14] ont choisi la première stratégie. La stratégie DTC appliquée à ce système fournira des réponses de couple et de flux rapides et robustes.

III.2.3.2. Contrôle du stator et du rotor par deux onduleurs

Le premier onduleur est connecté à l'enroulement du stator (Onduleur statorique) et le second est connecté à l'enroulement du rotor (Onduleur rotorique), la figure .III.5 montre pour un schéma simplifié qui représente un côté de l'enroulement DFIM avec son propre onduleur. S1 S2 et S3 sont la séquence de commutation envoyée aux portes IGBT.

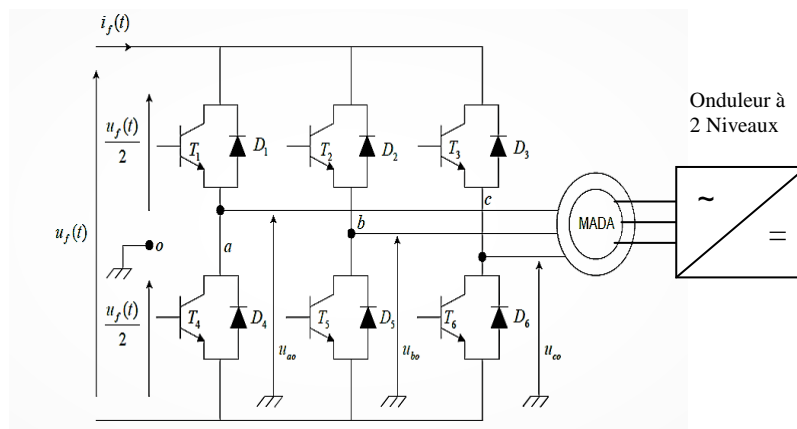


Figure3.5: Représentation schématique d'un onduleur à deux niveaux

La valeur instantanée du flux statorique et sa position sont estimées à partir des grandeurs électriques mesurées. À l'aide de comparateurs à hystérésis, le flux et la position sont

contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur. L'onduleur fournit huit vecteurs de tension. Ces vecteurs sont choisis par une table de commutation en fonction des erreurs de flux et de sa position.

La **figure 3.6.** montre des vecteurs de tension dans un référentiel fixe (α , β). Les deux vecteurs zéro V_0 V_7 ne sont pas représentés.

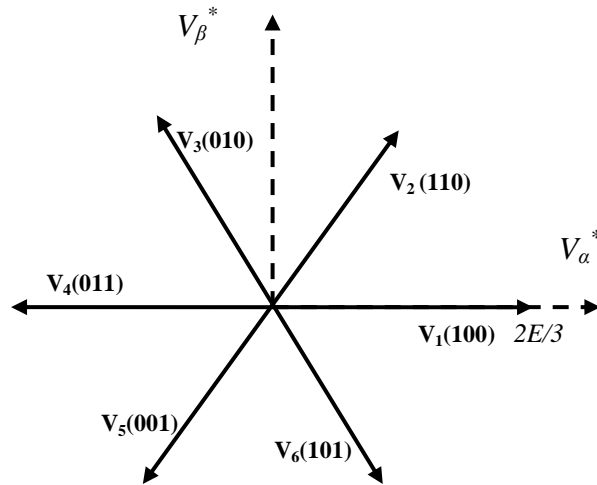


Figure 3.6: Représentation vectorielle d'un onduleur deux niveaux dans le plan(α^* , β^*).

| V_i | T_a | T_b | T_c | V_a | V_b | V_c | V_{α^*} | V_{β^*} |
|-------|-------|-------|-------|---------|---------|---------|----------------|---------------|
| V_0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V_1 | 1 | 0 | 0 | $2E/3$ | $-E/3$ | $-E/3$ | $2E/3$ | 0 |
| V_2 | 1 | 1 | 0 | $E/3$ | $E/3$ | $-2E/3$ | $E/3$ | $E/\sqrt{3}$ |
| V_3 | 0 | 1 | 0 | $-E/3$ | $2E/3$ | $-E/3$ | $-E/3$ | $E/\sqrt{3}$ |
| V_4 | 0 | 1 | 1 | $-2E/3$ | $E/3$ | $E/3$ | $-2E/3$ | 0 |
| V_5 | 0 | 0 | 1 | $-E/3$ | $-E/3$ | $2E/3$ | $-E/3$ | $-E/\sqrt{3}$ |
| V_6 | 1 | 0 | 1 | $E/3$ | $-2E/3$ | $E/3$ | $E/3$ | $-E/\sqrt{3}$ |
| V_7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Tableau 3.1 – Niveaux de tensions simples en sortie d'un onduleur deux niveaux.

III.2.3.3. Estimation du flux et du couple électromagnétique

On peut alors en déduire la représentation vectorielle de l'onduleur dans le plan (α^* , β^*) représenté par la **Figure 3.6.** Sur cette figure, à droite de chaque vecteur tension en sortie de l'onduleur est annoté entre parenthèses les valeurs de (T_a T_b T_c)

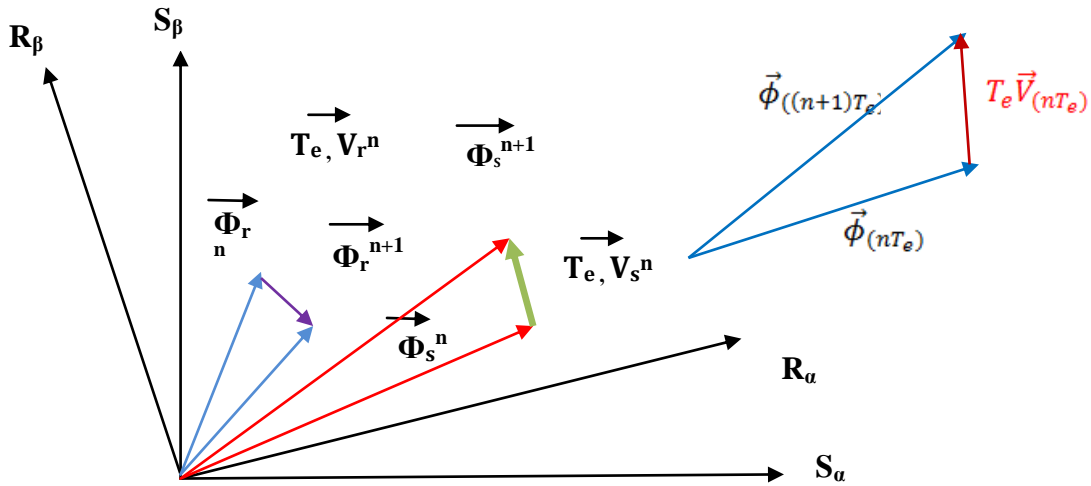


Figure 3.7: Représentation du vecteur tension

A partir du modèle de la machine à induction en référence fixe et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\Phi_s(t) = \int (V_s - R_s I_s) dt \quad (III.16)$$

Sur l'intervalle de temps $[0 T_s]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , on considère que le terme $R_s I_s$ est négligeable par rapport à la tension V_s , donc:

$$\Phi_s = \Phi_{s0} + V_s T_e \quad (III.17)$$

Les vecteurs de flux de stator et de rotor peuvent être estimés directement dans les vecteurs de tension de stator et de rotor.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \vec{\phi}_s = \vec{V}_s \\ \frac{d}{dt} \vec{\phi}_r = \vec{V}_r \end{cases} \quad (III.18)$$

En intégrant (III.18) pendant une période d'échantillonnage T_e . Ainsi, l'équation suivante est obtenue:

$$\begin{cases} \overrightarrow{\Phi_s(t_{n+1})} = \overrightarrow{\Phi_s(t_n)} + T_e \cdot \overrightarrow{V_s(t_n)} \\ \overrightarrow{\Phi_r(t_{n+1})} = \overrightarrow{\Phi_r(t_n)} + T_e \cdot \overrightarrow{V_r(t_n)} \end{cases} \quad (III.19)$$

Le temps d'application du vecteur tension est T_e . Par conséquent, V_s et V_r restent constantes pendant l'intervalle de temps

$$\begin{cases} \overrightarrow{\Phi_s^{n+1}} = \overrightarrow{\Phi_s^n} + T_e \cdot \overrightarrow{V_s^n} \\ \overrightarrow{\Phi_r^{n+1}} = \overrightarrow{\Phi_r^n} + T_e \cdot \overrightarrow{V_r^n} \end{cases} \quad (III.20)$$

L'équation (III.18) peut être réécrite comme L'estimation du couple électromagnétique représentée sur la **Figure 3.8**

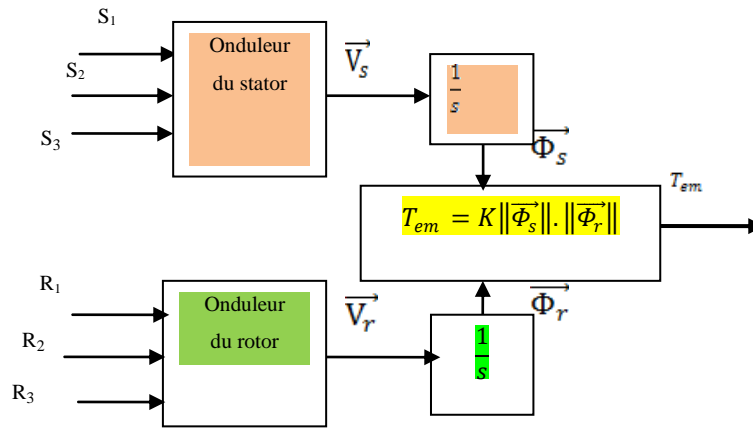


Figure 3.8: Schéma d'estimation du couple électromagnétique

III.2.3.4. Elaboration du vecteur de tension

Pour chaque temps d'échantillonnage, le vecteur de tension de sortie approprié de l'onduleur peut être déduit des valeurs estimées du flux. Sur la **Figure 3.9**, six secteurs sont définis dans le référentiel stationnaire (α, β). Par conséquent, si θ_s (ou θ_r) est dans le même secteur, l'utilisation d'un vecteur de tension identique conduit à une évolution de phase et d'amplitude similaire du vecteur de flux. Le vecteur de flux rotorique de la même manière [BON07]

La nouvelle amplitude et la nouvelle phase du vecteur de flux requis au temps t_{n+1} dépendent des éléments suivants:

- 1) du flux à l'instant t_n ;
- 2) des vecteurs de tension fournis appliqués à l'instant t_n .

La stratégie de contrôle définit une référence de flux requise pour chaque période d'échantillonnage. Le vecteur de tension approprié sur les sorties de l'onduleur peut être déduit des valeurs estimées des deux flux et des deux flux requis. Sur la **Figure 3.9**, tous les vecteurs de tension applicables sont représentés. Sur cette figure, seul l'exemple de flux statorique est illustré. Dans cet exemple, si \vec{V}_{s1} est appliqué, la magnitude de $\vec{\Phi}_s$ augmente, tandis que la position angulaire (θ_s) de $\vec{\Phi}_s$ diminue. Lorsqu'un vecteur de tension spécifique est appliqué, l'évolution de θ_s et l'amplitude de $\vec{\Phi}_s$ peuvent être différents selon la valeur initiale de θ_s . Par conséquent, nous définissons six secteurs dans le référentiel stationnaire (α, β) donné sur la **Figure 3.9**.

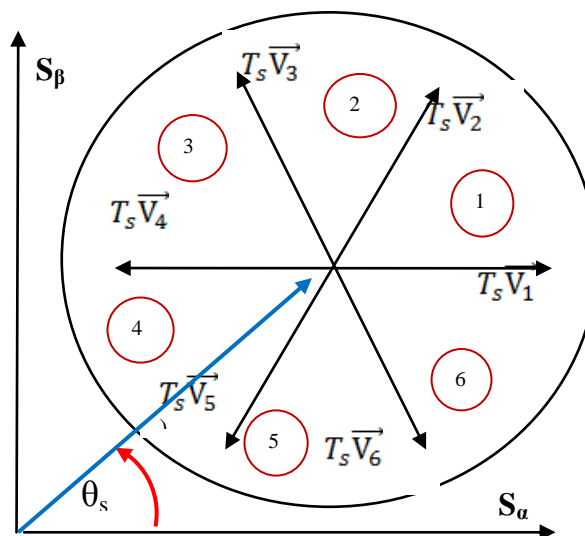


Figure III.9: Vecteurs de tension applicables pour l'estimation des flux statoriques

Mouvement de flux sous des vecteurs de tension(voir la figure précédente). Vecteurs de tension applicables pour la commande de vecteur de flux statorique. même secteur, l'utilisation d'un vecteur tension identique conduit à une évolution de phase et d'amplitude similaire du vecteur flux. Nous gérons le vecteur de flux rotorique de la même manière. Ainsi, le vecteur tension à appliquer dépend des éléments suivants:

- 1) le numéro de secteur (selon θ_s et θ_r);
- 2) la position angulaire de flux requise;
- 3) l'évolution requise de l'amplitude du flux.

Ceci est illustré par la table de commutation indiquée dans le tableau 2. Deux tables indépendantes sont implémentées dans le système de contrôle [BON07].

| Evolution du flux $\vec{\Phi}$ | | Nombre du Secteur N | | | | | |
|--------------------------------|----------|---------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| $\ \vec{\Phi}\ $ | θ | Vecteur tension | | | | | |
| | | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ |
| | | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ |
| | | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ |
| | | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ |

Tableau 3.2. Table de sélection des vecteurs de tension

Ils permettent de contrôler les flux rotorique et statorique dans cette stratégie de double DTC. Notre but est de séparer le stator. Nous rappelons que le DFIM est constitué de contacts coulissants entre les connexions d'enroulement du rotor et les enroulements du rotor. Lorsque le rotor tourne, nous ne pouvons imposer l'état magnétique du rotor que dans le référentiel du rotor (pas dans le référentiel fixe du stator). **La Figure 3.3** montre un nouveau cadre de référence où ω_s est la vitesse angulaire du flux statorique. Une relation angulaire peut être déduite comme [BON08]:

$$\theta_r = \gamma - \theta + \theta_s \quad (\text{III.21})$$

III.2.4. Structure générale de la DTC classique

Tout d'abord, nous utilisons deux contrôleurs d'amplitude de flux. Les valeurs de référence de l'amplitude du flux sont constantes et égales à leurs valeurs nominales. Les valeurs estimées du flux sont obtenues par la mesure des courants. Les entrées des contrôleurs d'hystérésis sont la différence entre les valeurs de référence et les valeurs estimées des amplitudes de flux. Les sorties de ces contrôleurs ($\Delta\phi_s$, $\Delta\phi_r$) sont connectées à la TC approprié. Ensuite, nous utilisons deux contrôleurs de flux de position angulaire. Pour la référence de flux statorique $\theta_{s\text{-ref}}$, la valeur de position du flux ne dépend que de la vitesse mécanique mesurée. Pour la référence de flux de rotor $\theta_{r\text{-ref}}$, la valeur de position de flux dépend de l'angle de couple γ , de la position de rotor θ et de la référence de position de flux de stator $\theta_{s\text{-ref}}$, comme indiqué en (III.4). Après les contrôleurs d'hystérésis, nous définissons deux ordres de position de flux ($\Delta\phi_s$, $\Delta\phi_r$) [BON07]. Le contrôle de la vitesse de rotation est contrôlé par un correcteur IP. De plus, il y a une saturation de couple. Par conséquent, nous utilisons un bloc anti-windup afin de minimiser le temps de réponse en vitesse.

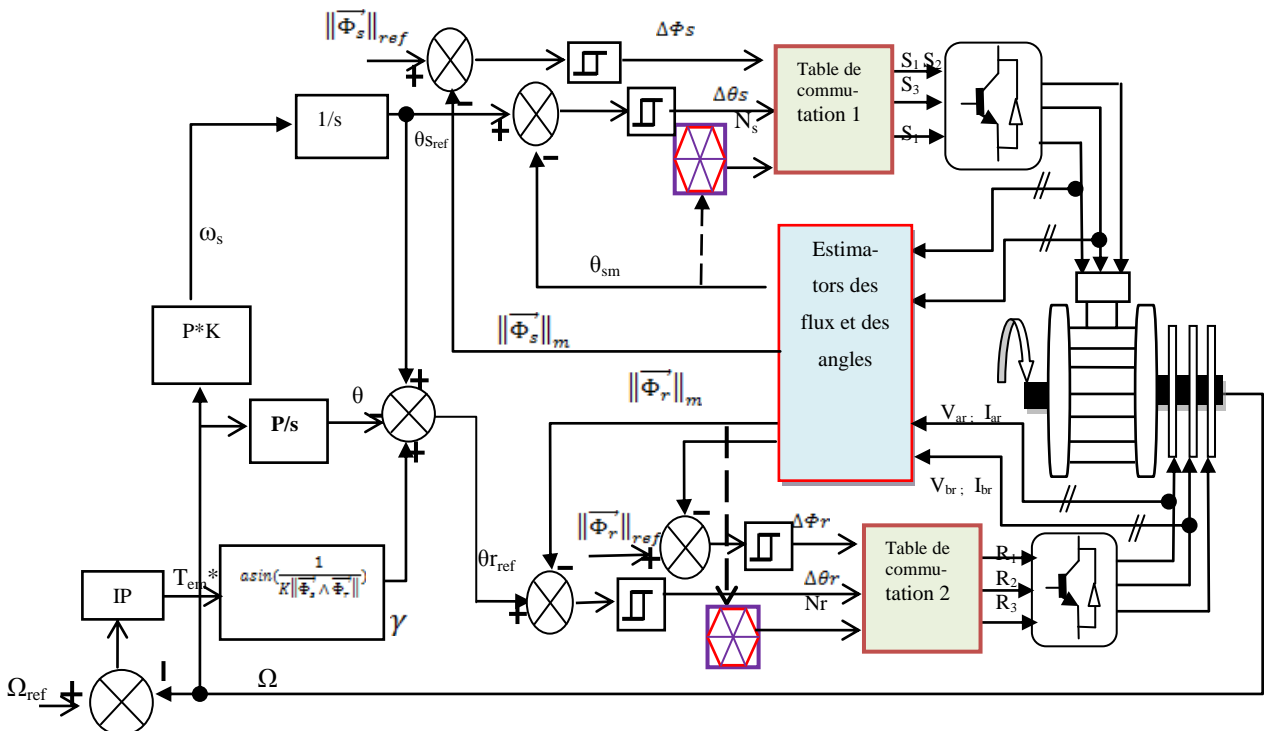


Figure 3.10: Schéma fonctionnel global du DTC classique avec capteur de vitesse

III.2.5: Résultats de simulation

Pour illustrer le comportement de la structure de la DTC appliquée à la MADA alimentée par deux onduleurs à deux niveaux, nous avons effectué une simulation pour les essais démarrage à vide, fonctionnement nominal par l'application d'un couple résistant et l'inversion de sens de rotation, tous ces essais sont faits pour les visualiser dans la même courbe, le cycle de fonctionnement choisi est mentionné sur le tableau suivant:

| Etape | Instant en s |
|--|--------------|
| • Magnétisation de la machine. | 0.00 |
| • Application d'une consigne de vitesse de 1500 tr/mn. | 0.1 |
| • Application d'un couple de charge constant nominal. | 0.5 |
| • Inversion du sens de rotation | 1.00 |
| • Inversion du couple de charge | 1.00 |

Tableau 3.3: Cycle de fonctionnement de la MADA pour la simulation de la DTC classique

On remarque que la vitesse suit sa valeur de référence (vitesse nominale) sans dépassement avec un temps de réponse égale à 0.25s et se rétablit de nouveau lors de l'application du couple de charge. Le couple électromagnétique suit aussi sa référence avant et après l'application du couple de charge, sans aucun dépassement, mais avec des ondulations causées par les régulateurs à hystérésis. Le courant statorique i_s a une allure sinusoïdale avec une augmentation observée lors de l'application du couple de charge, les flux $\phi_{\beta s} = f(\phi_{\alpha s})$ présentent une forme circulaire, ce qui vérifie le but du comparateur à hystérésis qui permet aussi d'avoir un flux statorique de module constant égale à 1Wb, de la même

chose les flux $\phi_{br} = f(\phi_{cr})$ présentent une forme circulaire de rayon égale à 0.6 Wb selon le module de référence imposé.

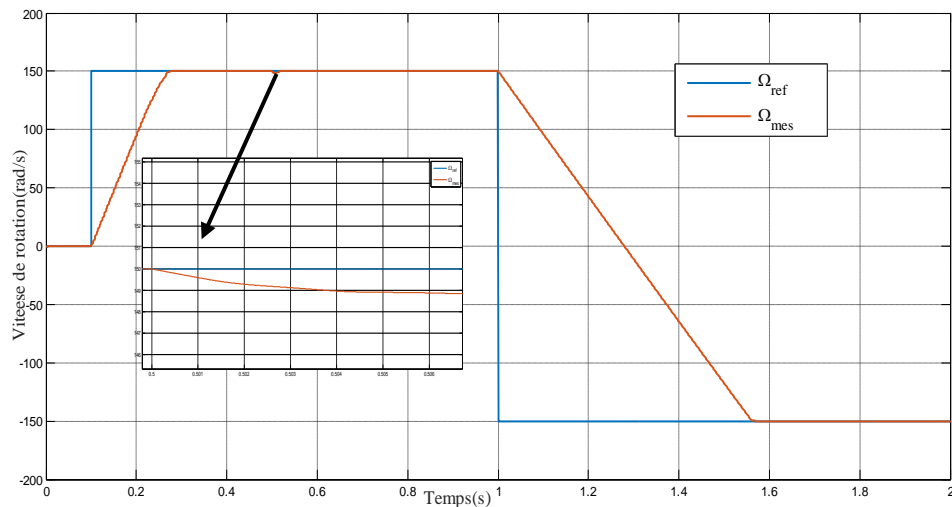


Figure 3.11.a: Vitesse de rotation Ω et Ω^*

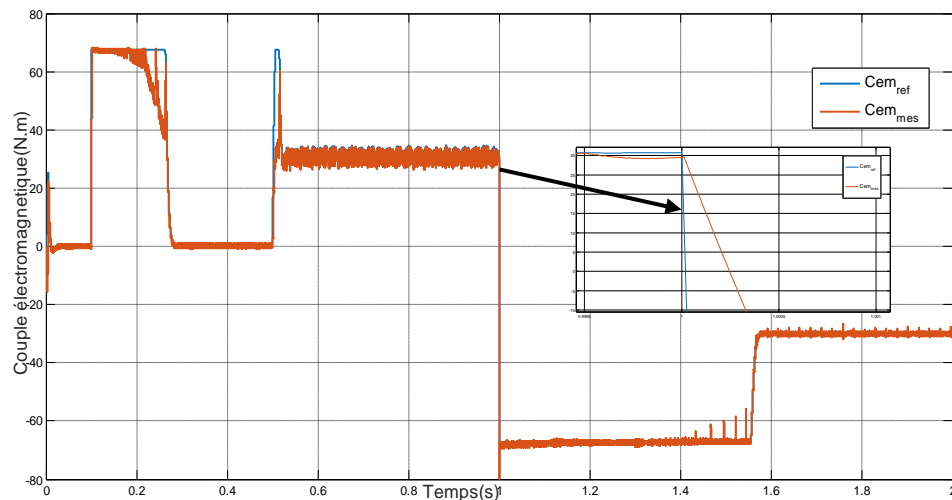


Figure 3.11.b: couple electromecanique

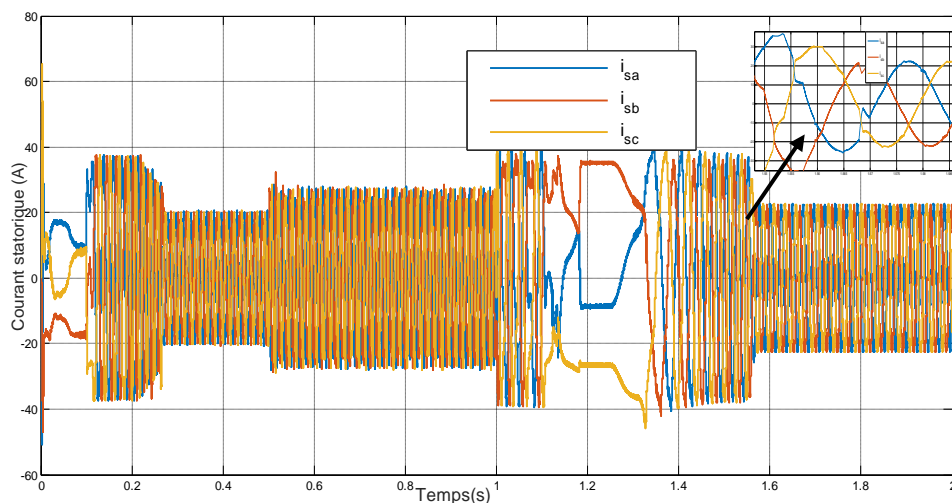


Figure 3.11.c.: courant statorique

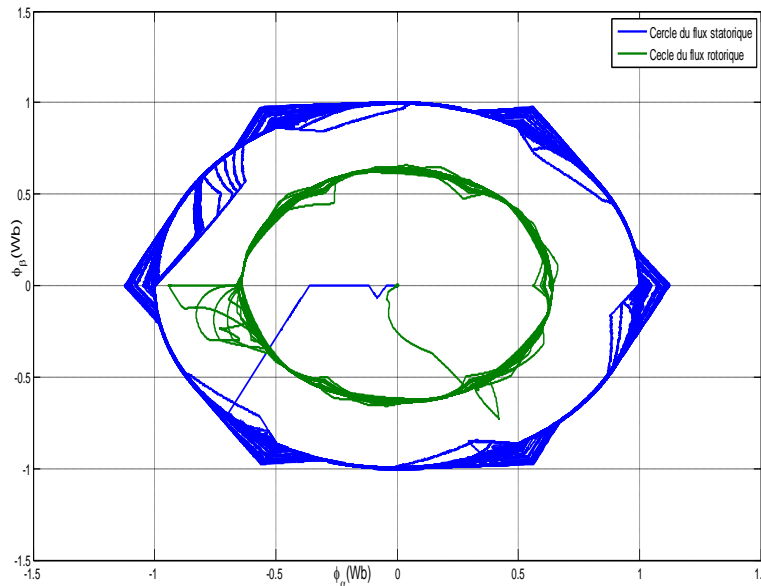


Figure 3.11.d : Cercle du flux statorique et rotorique

Figure 3.11 Simulation d'une DTC classique avec une inversion de vitesse nominale

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande DTC classique présente une bonne poursuite de la vitesse, du couple de référence et un bon rejet de la perturbation, mais on remarque une réponse lente de la vitesse lors de son inversion, un pic important de couple électromagnétique à l'instant d'application du couple de charge et il ya aussi une fluctuation dans le cercle du flux statorique et surtout du flux rotorique .

Pour améliorer les performances statiques et dynamiques de la DTC de la MADA, on propose une DTC neuronale par le choix de deux tables de commutation effectuées par réseaux de neurones artificiels (RNA).

III.2.6: DTC neuronale de la MADA

III.2.6.1: réseau de neurones Bref historique

les chercheurs scientifiques Warren McCulloch et Walter Pitts[MCC59], en neurologie et en psychologie cognitive proposèrent en 1943 le tout premier réseau de neurones artificiels, basé bien entendu, sur le principe de leurs homologues biologiques et du système nerveux auquel ils sont liés. leur modèle proposé permet d'apprendre, de mémoriser des informations voire encore, de traiter des informations incomplètes [BOR07]. Le principe de fonctionnement de ce tout premier réseau de neurones est basé sur la notion de coefficient synaptique : contrairement à ce que l'on trouve usuellement dans les diverses sciences de traitement de l'information, un réseau de neurones ne peut être conçu et utilisé à partir d'une suite d'instructions figées ou écrites par le concepteur au fur et à mesure de sa compréhension du problème, le réseau de neurones se veut être capable de résoudre un problème, sans l'intervention du concepteur, et pour y parvenir, il met en place un modèle de résolution selon les informations qui lui sont transmises. En 1949 , Donald Hebb, psychologue et neuropsychologue Canadien donna un début de réponse grâce à ses travaux sur l'apprentissage, il propose une règle simple permettant de définir les coefficients synaptiques selon les liaisons des neurones. Cette règle, connue sous le nom de "Règle de Hebb", est encore utilisée aujourd'hui. Moins de dix années plus tard, Franck Rosenblatt proposa une application de ces différents travaux, et son réseau de neurones, le Perceptron, devient le tout

premier système capable d'apprendre, y compris lorsque certaines des informations qui lui sont fournies, sont erronées. Mais en 1969, Marvin Lee Minsky chercheur en science cognitive et en intelligence artificielle, coécrit avec le mathématicien et informaticien Seymour Papert, un ouvrage mettant en avant les limites du modèle de Rosenblatt, démontrant son incapacité à résoudre des problèmes non linéaires. Ils étendirent implicitement cette limitation, à tous les réseaux de neurones existant ; tous fonctionnant plus ou moins sur le même principe que celui du Perceptron. la recherche piétina et les fonds furent rapidement redirigés vers les autres voies de l'intelligence artificielle. Ce n'est qu'en 1982 que le physicien John Joseph Hopfield relança timidement les réseaux de neurones avec son modèle éponyme. Toutefois, ce modèle ne permettant toujours pas la résolution de problèmes non linéaire, il faudra attendre 1984 pour obtenir un modèle de réseaux de neurones qualifié de multicouches et ne possédant pas les défauts démontrés par Minsky et Papert, ce modèle proposé par Paul J. Werbos et mis en œuvre par David Rumelhart en 1986 repose sur la rétro propagation du gradient 4 de l'erreur dans des systèmes à plusieurs couches[RUM86]. Depuis, les réseaux de neurones connaissent un essor considérable, leur évolution, progresse sans cesse et multiplie leurs applications, notamment dans le jeu vidéo, la commande des systèmes et dans d'autres domaines.

III.2.6.2. Neurone formel

Le neurone formel est un modèle mathématique simplifié du neurone biologique, il présente un certain nombre d'entrées, les dendrites, un corps traitant les entrées suivant la méthode du tout ou rien, et un axone véhiculant la réponse du neurone. La première modélisation d'un neurone découle des résultats des travaux significatifs de Mac Culloch et Pitts (1943) [PAR04]. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire de traitement. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones amont. À chacune de ces entrées est associé un poids W_{ij} représentant la force de la connexion [GAU99].

Le neurone artificiel modélisé par Mc Culloch et Pitts est représenté par la **figure.III.12**

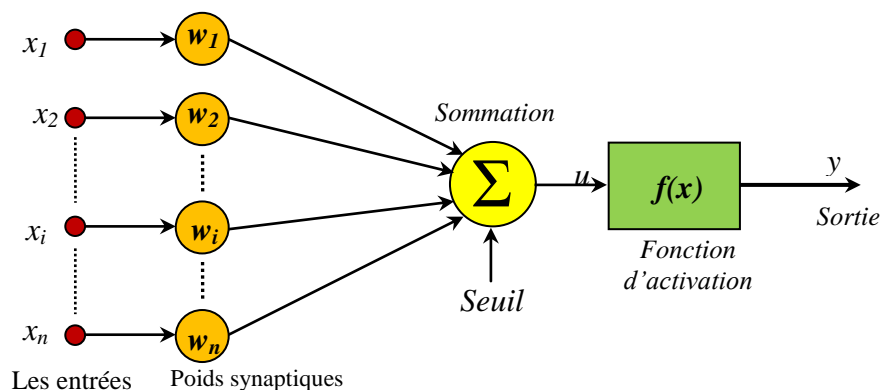


Figure 3.12. Présentation d'un réseau de neurones formel

Le modèle de la **Figure 3.12** est composé de :

- Des entrées du neurone formel $x_i, i=1,2,\dots, n$;

- Des paramètres de pondération W_{ij} ;
- De la fonction d'activation ou de seuillage ;
- Une sortie S du neurone formel.

La sortie (net_j) du neurone formel est donnée par la relation (III.22).

$$net_j = \sum_{i=0}^n W_{ij}x_i \quad (III.23)$$

A partir de cette valeur, une fonction d'activation calcule la valeur de sortie j du neurone. C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones avals :

$$Y_i = \Phi(net_j) \quad (III.24)$$

La fonction d'activation est souvent de façon à avoir une sortie comprise entre 0 et 1.

III.2.6.3. Structures d'interconnexion des réseaux de neurones

Un réseau de neurones est, comme son nom l'indique, un ensemble de neurones en réseau, de sorte que : Les connexions entre les neurones qui composent le réseau décrivent la topologie du modèle. Elle peut être quelconque, mais le plus souvent il est possible de distinguer une certaine régularité qui différencie entre ces réseaux [JAM92, AND95, MOU08]. La **Figure 3.13** présente l'architecture d'un réseau de neurones (avec deux couches cachées) couche d'entrée

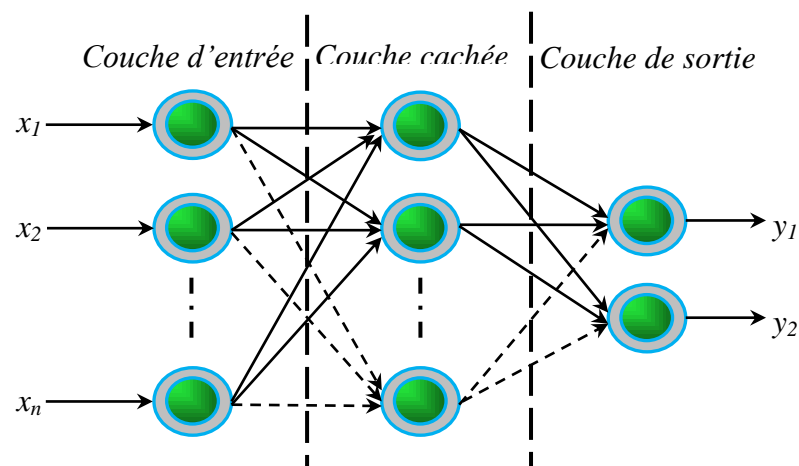


Figure 3.13: Présentation de l'architecture d'un réseau de neurones

III.2.6.4. L'apprentissage

L'apprentissage est souvent considéré comme la caractéristique principale des réseaux de neurones, car les informations captées par ces dernières ne servent pas uniquement à prendre une décision mais également à améliorer le système. On discerne habituellement trois types d'apprentissage :

✓ **Apprentissage supervisé:** Le contrôleur qui le maître dans ce genre d'apprentissage fournit l'action qui devrait être exécutée, le système obtient la valeur à retenir par un élément extérieur, généralement l'utilisateur d'un expert. Imaginons un cas par exemple où le système doit décider de tourner une clef vers la gauche ou vers la droite. Toutefois, il ignore que l'objectif est de déverrouiller la porte, il lui sera alors fourni par l'utilisateur. Une fois cet objectif en main, le système essaiera de tourner la clef et déterminera le bon sens de rotation permettant d'aboutir à l'état indiqué par le superviseur [TOU92].

✓ **Apprentissage non supervisé:** Dans lequel l'apprenant doit identifier par lui-même la meilleure réponse possible, il n'y a pas de réponse désirée. La tâche peut être par exemple dans ce cas de créer des regroupements de données selon des propriétés communes (catégorisation) [GAU99]. Ce type d'apprentissage est identique au supervisé, la différence c'est qu'aucun utilisateur n'est présent pour indiquer la valeur à obtenir. Ainsi, dans le cas vu précédemment, le système va tourner la clef dans un sens puis dans l'autre et déverrouiller la porte, mais sans comprendre que ce qu'il a fait est correct. Un apprentissage artificiel sans aucune supervision ne saura jamais si ses actions sont correctes ou non. Il est intéressant d'utiliser ce type de système en compétition avec d'autres, ou de lui fournir des statistiques comme support d'apprentissage. Les réseaux auto-organiseurs de Kohonen sont les réseaux à apprentissage non supervisé les plus connus.

✓ **Apprentissage par renforcement:** Le contrôleur a un rôle d'évaluateur et non pas d'instructeur, l'information disponible est un signal de renforcement. Son rôle est de fournir une mesure indiquant si l'action générée est appropriée ou non. Le contrôleur doit déterminer et de modifier ses actions de manière à obtenir une meilleure évaluation dans le futur [SUT98].

III.2.6.5. Procédure d'apprentissage

Une fois la structure du réseau est connu (les interconnexions), l'idée de l'apprentissage est de trouver les poids qui minimisent la différence entre les valeurs délivrées par le réseau et les valeurs désirées pour toutes les données. Ceci est habituellement réalisé à l'aide d'une procédure itérative constituée des étapes suivantes: premièrement initialiser les poids du réseau aléatoirement, puis pour chaque exemple de l'ensemble d'apprentissage calculer la sortie du réseau lui correspondant, comparer le résultat avec la valeur désirée et appliquer une correction de tous les poids afin de minimiser l'erreur. Une itération est la présentation de tous les exemples. La procédure complète peut représenter beaucoup d'itérations. Pour l'apprentissage supervisé d'un perceptron multicouche, par correction d'erreur, l'algorithme le plus utilisé est l'algorithme de descente de gradient. Le calcul du gradient se fait en utilisant l'algorithme de la rétro-propagation de l'erreur. Ce algorithme reste encore aujourd'hui la méthode d'apprentissage la plus largement utilisée [JAM92, TOU92, AND98]. La modification des poids du réseau de neurones est réalisée à l'aide d'un algorithme de gradient qui est de la forme :

$$W^{t+1} = W^t - \alpha \nabla C(W^t) \quad (\text{III.25})$$

Où la matrice W représente les poids du réseau

✓ ∇ : Représente le gradient de la fonction de coût par rapport aux poids W d'apprentissage.

✓ Il existe deux méthodes principales de modification des poids du réseau liées à la manière de calculer le gradient, soit en utilisant un gradient total qui est une méthode globale encore appelée "batch", soit en utilisant un gradient partiel : qui est appelée méthode stochastique.

Bottou présente dans [LEM00] une comparaison des deux méthodes et il montre que la méthode

stochastique est plus "rapide" que la méthode globale. Les propriétés de convergence de la rétro-propagation "standard" (telle que proposée dans [LEC87].

La technique de la commande directe du couple était à son origine basée sur la connaissance qualitative du comportement de la machine ; la position du vecteur de tension ; l'erreur du couple et l'erreur du flux, d'une part, d'autre part sur la technique associée à la commande. Dans le cadre d'amélioration de la commande directe du couple nous avons fait appel à l'une des techniques de l'intelligence artificielle pour répondre aux problèmes suivants : ondulation de couple électromagnétique de flux et du courant statorique, la non maîtrise de la fréquence de commutation et la sensibilité à la variation de la résistance du stator [WLA05].

III.2.6.6. La table de sélection neuronale

La structure du réseau de neurones proposée dans ce travail pour remplacer la table de sélection et les comparateurs hystérésis dans la commande directe du couple classique de la machine asynchrone doublement alimentée est un réseau de neurone de type de rétro-propagation avec trois nœuds d'entrée, dix neurones dans la couche cachée, et trois neurones dans la couche de sortie, comme représenté sur la **Figure 3.14**.

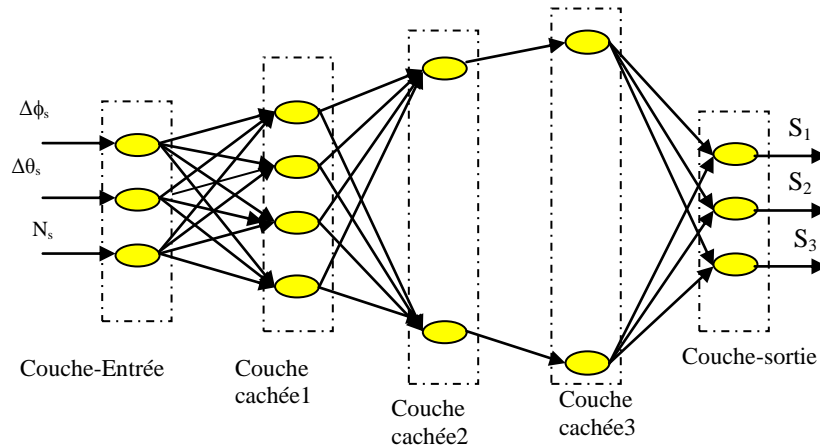


Figure 3.14. Structure de réseau de neurone de trois couches cachées

Les comparateurs à hystérésis et la table de vérité sont remplacés par une table neuronale [BEN17],

Les entrées de chaque table de sélection neuronale sont :

- Erreur du flux $\Delta\phi_s$ (ou $\Delta\phi_r$);
- Erreur de l'angle $\Delta\theta_s$ (ou $\Delta\theta_r$) ;
- La position dans lequel se trouve le vecteur de tension (secteur N_s ou N_r) ;

Les sorties sont les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur (S_1 , S_2 , S_3 ou R_1 , R_2 , R_3).

III.2.6.7. Structure générale de la DTC neuronale

Le schéma de la **Figure 3.15** montre le principe de la commande directe du couple à base des réseaux de neurones. Dans ce schéma de commande, la majorité des fonctions sont les mêmes que celles de la commande directe du couple classique sauf que la table de sélection dans DTC neuronale a été remplacée pour nous donner la structure du schéma fonctionnel suivant :

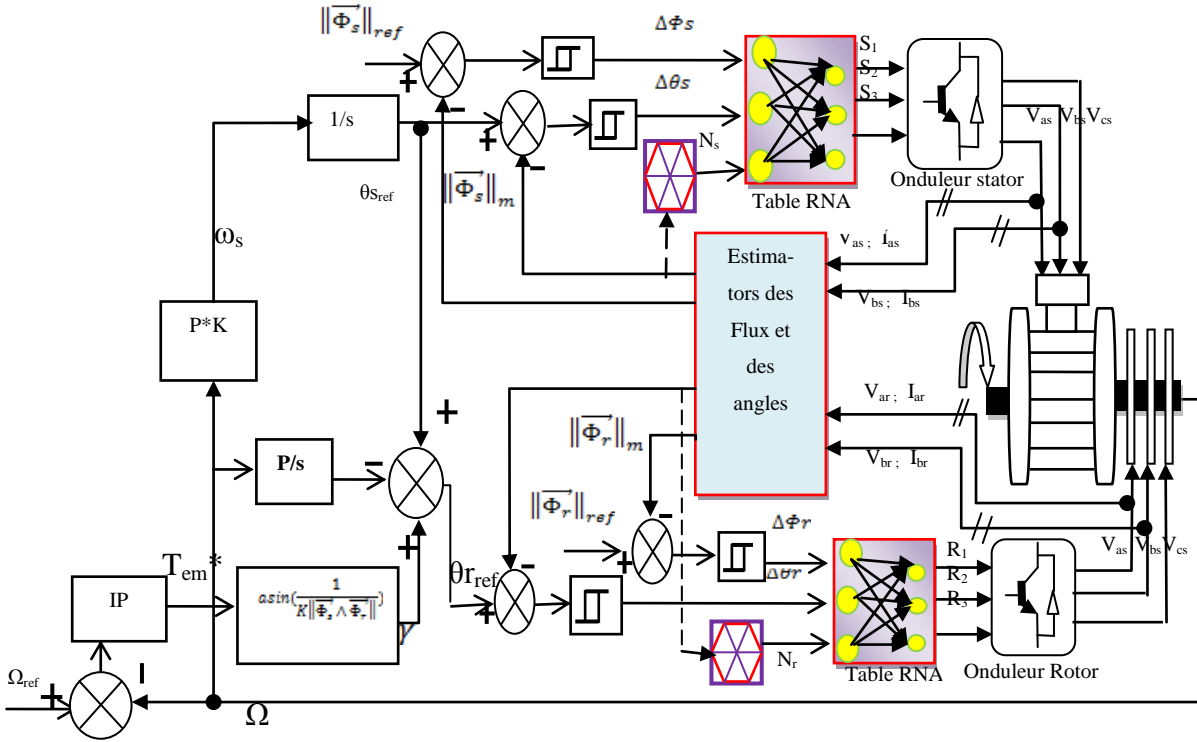


Figure 3.15. Schéma fonctionnel global du DTC par RNA avec capteur de vitesse

III.2.7. Simulation de la DTC neuronale:

Après la synthèse de la double commande directe du couple en utilisant deux tables de sélection neuronales (réseaux de neurones artificiels RNA), les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées à la commande vectorielle au chapitre précédent. Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont présentés sur les Figures (3.16, 3.17 et 3.18).

a. Au fonctionnement nominale, la figure 3.16 montre les réponses de fonctionnement de la MADA démarrage à vide à $t=0.1s$ après la magnétisation de la machine, puis en charge à $t=0.5s$. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale, ensuite il se stabilise à une valeur presque nulle en régime établi.

A l'intervalle [0.5s à 1s] la machine est chargée par un couple résistant égal à (30N.m), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (150 rad/s). Le courant statorique répond bien aux variations imposées par la charge (augmentation du courant lors de l'application de la charge), et sa forme est très proche de la sinusoïde. Le flux statorique suit bien sa référence (1 Wb) et le flux rotorique est à 0.6 Wb.

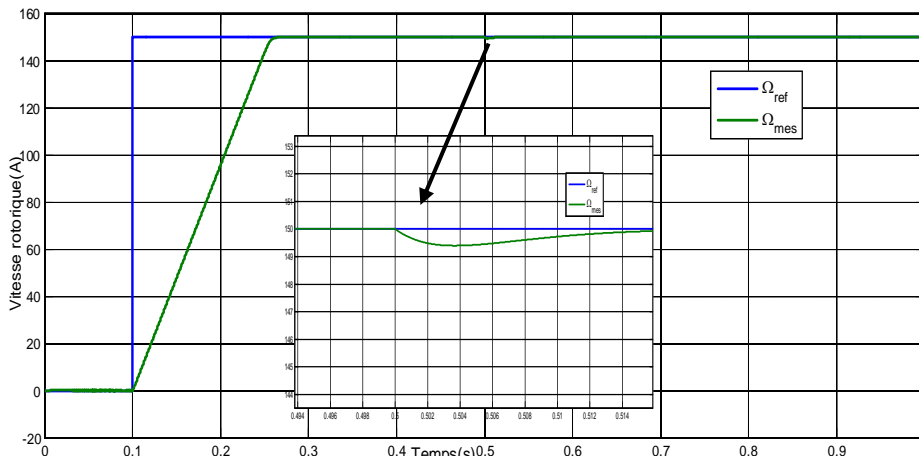


Figure.3.16.a Réponse de vitesse Ω et Ω^*

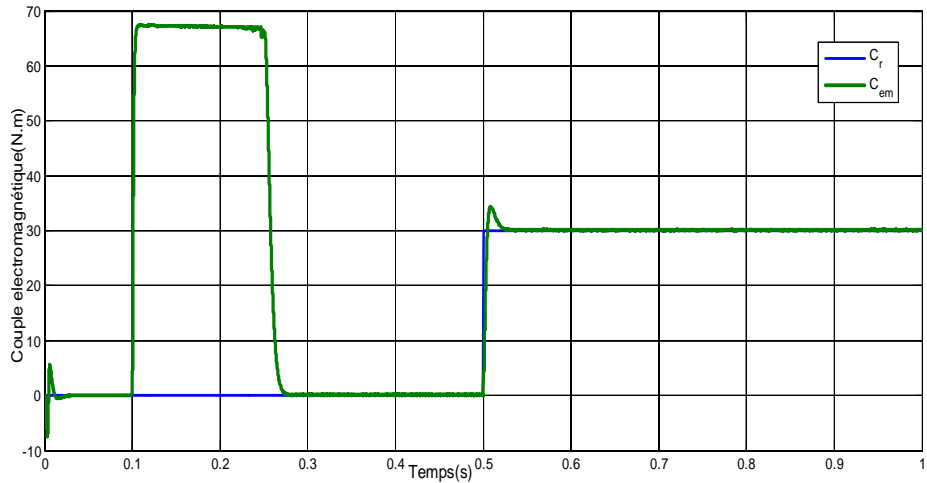


Figure.3.16.b Réponse du couple Cem

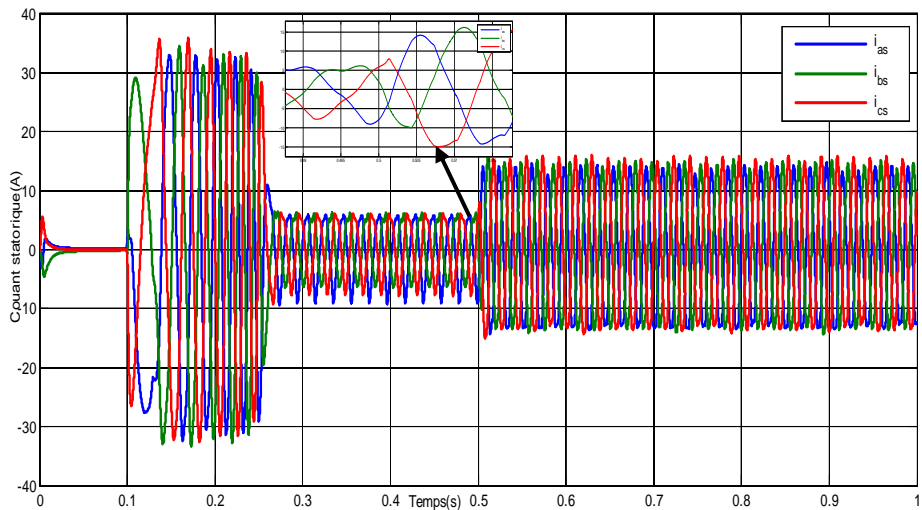


Figure.3.16.c Allure du courant statorique

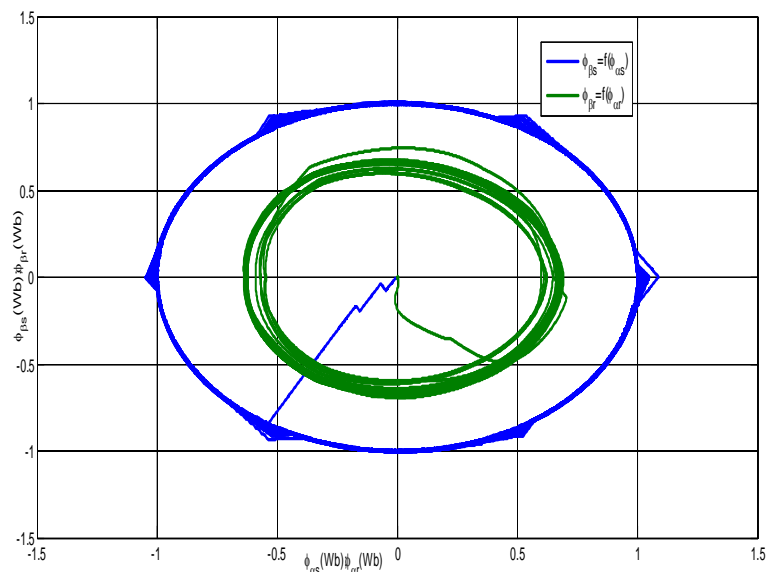


Figure.3.16.d Cercle du flux statorique et rotorique

Figure.3.16: Résultats de simulation de la DTC avec une table neuronale d'une MADA

b. Au sens inverse, la vitesse suit parfaitement sa consigne (150 rad/s), ce qui montre la robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la vitesse. L'inversion du sens de rotation de 150rad/s à -150 rad/s est sans dépassement, elle conduit à un couple négatif de -30N.m qui suit sa valeur de référence imposée. Le couple électromagnétique et le courant statorique répondent bien aux variations de la charge avec une insensibilité au niveau de flux et de la vitesse qui gardent une meilleure poursuite à leurs valeurs de référence (**Figure.3.17**).

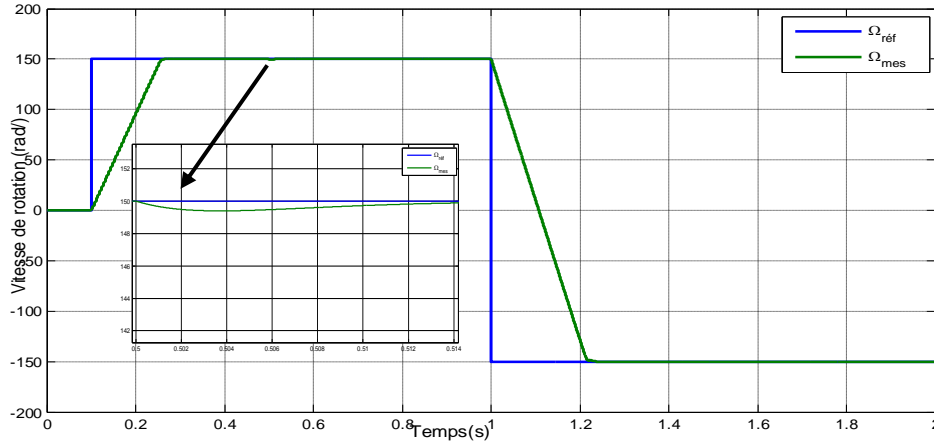


Figure. 3.17 .a vitesse de rotation Ω et Ω^*

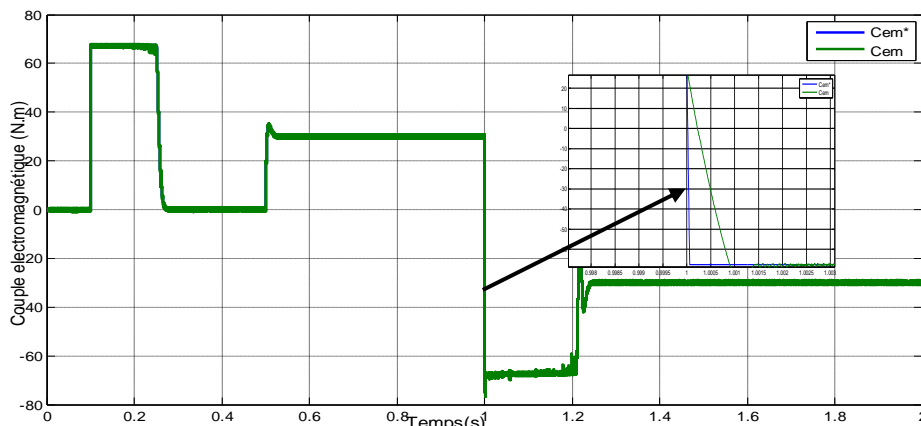


Figure.3.17.b: couple électromagnétique C_{em} et C_{em}^*

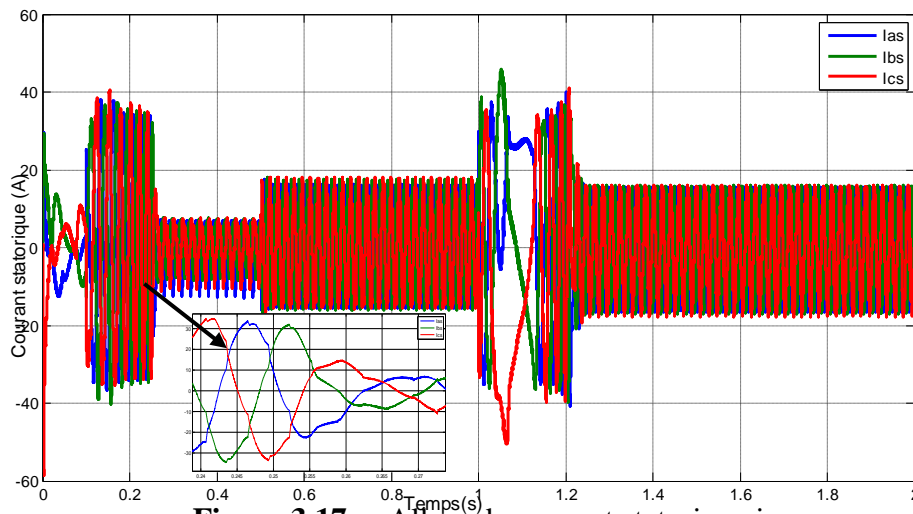


Figure.3.17.c: Allure du courant statorique i_s

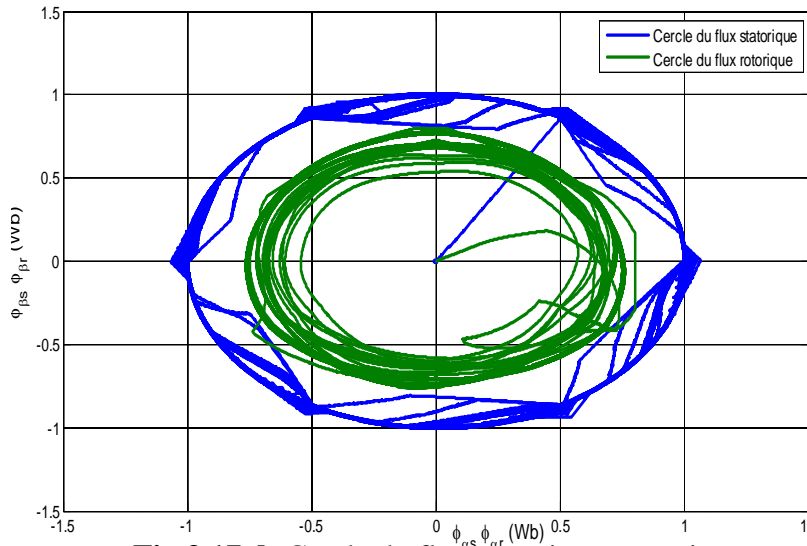


Fig.3.17.d: Cercle du flux statorique et rotorique

Figure.III.17: Résultats de simulation de la DTC par RNA avec inversion de sens de rotation

c. **Au survitesse**, avec le dé-fluxage La commande en vitesse offre des bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, avec une meilleure poursuite de vitesse allant à 250 rad/s qui représente 167% de la vitesse nominale (**Figure.3.18**) et un rejet quasi-total de la perturbation qui est la charge .

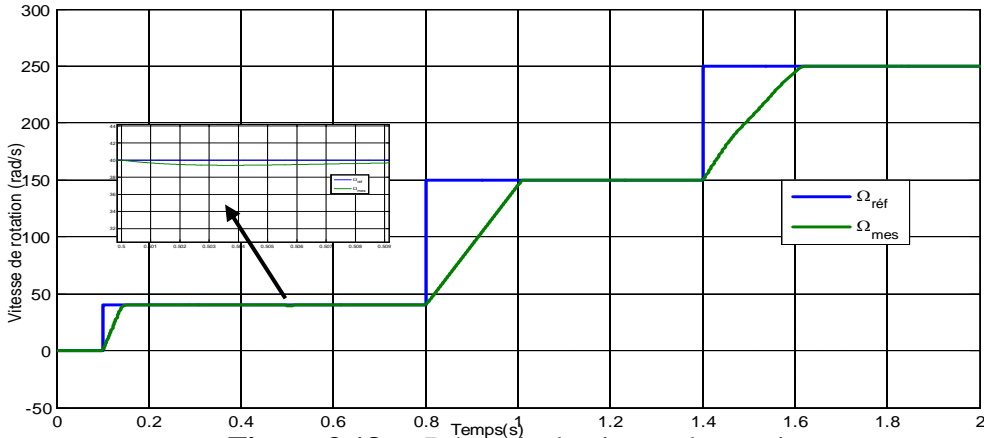


Figure 3.18.a: Réponde de vitesse de rotation

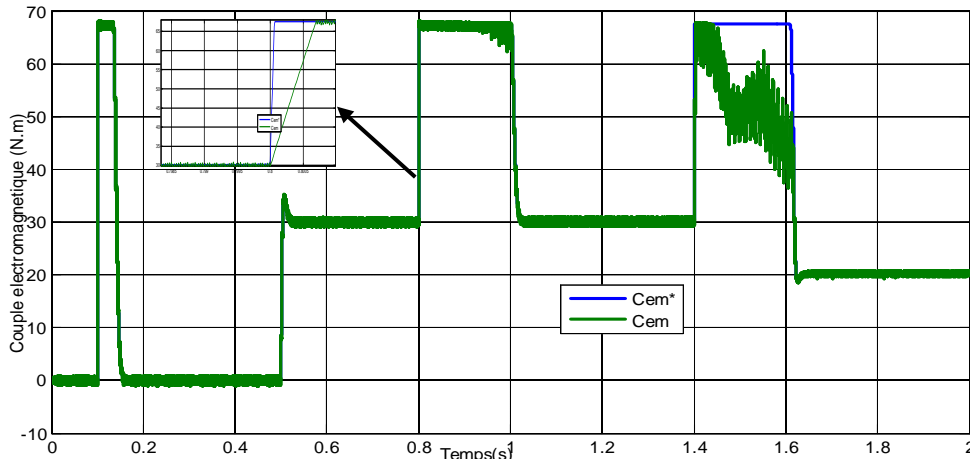


Figure 3.18.b: Réponde du couple Cem et Cem*

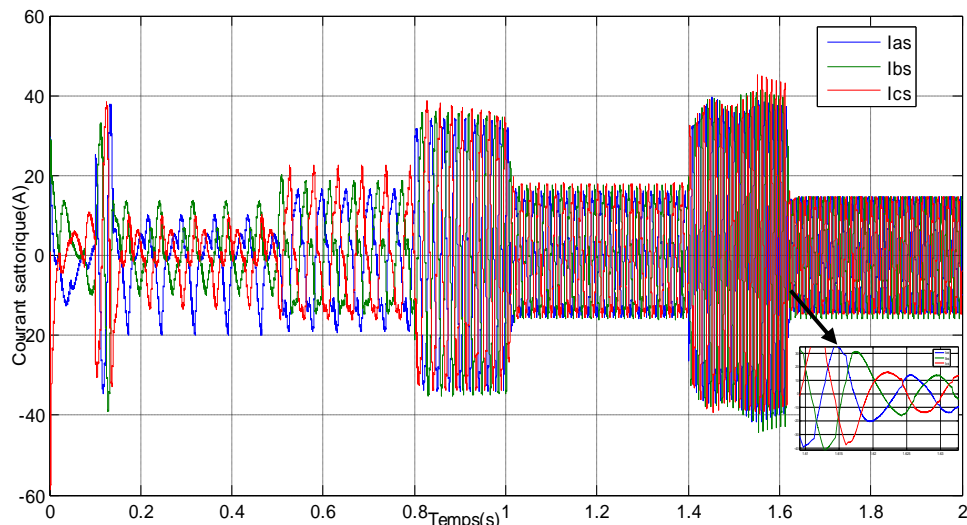


Figure 3.18.c. L'allure du courant statorique

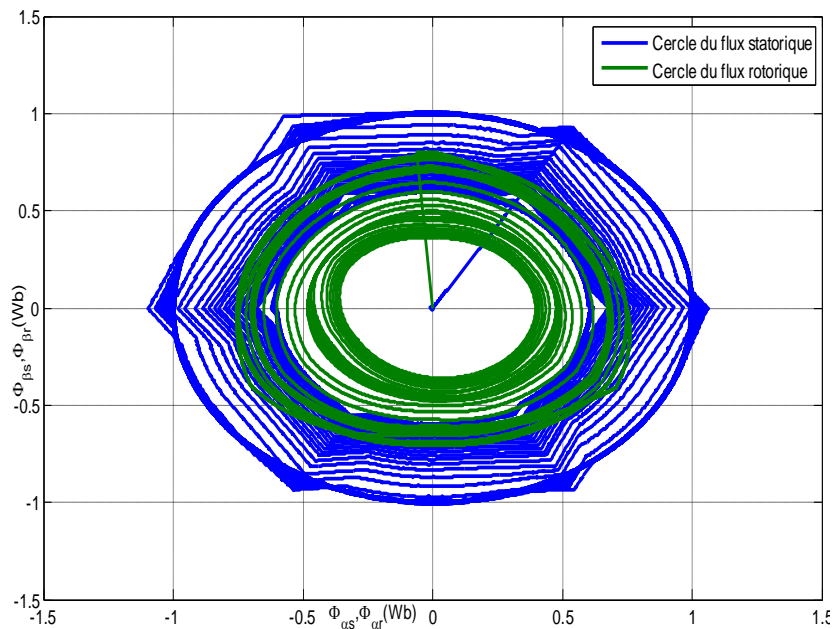


Figure 3.18.d: cercle du flux $\phi_{\beta_s} = f(\phi_{\alpha_s})$ et $\phi_{\beta_r} = f(\phi_{\alpha_r})$

Figure 3.18 : DTC par RNA d'une MADA en basse vitesse et en haute vitesse

Comme le montrent les figures de simulation, l'utilisation des réseaux de neurones dans la commande directe du couple à vide donne de très bons résultats en comparaison avec celle de la commande directe du couple classique. Ces résultats présentent les performances de la stratégie de commande DTC à base de RNA à vide et en charge lors de l'application brusque d'un couple résistant avec une grande variation de vitesse de basse vitesse à haute vitesse (survitesse nominale).

d. Robustesse en cas de variation paramétrique

Les résultats obtenus montrent que la commande directe du couple avec la sélection neurale présente une bonne robustesse vis à vis à la variation importante de la vitesse de rotation et une bonne robustesse aussi contre la variation paramétrique rotorique quand varient la

resistance rotorique R_r à 150% de sa valeur identifiée de la machine sachant que R_r soit un paramètre rotorique important et sensible à la température dans sa variation.

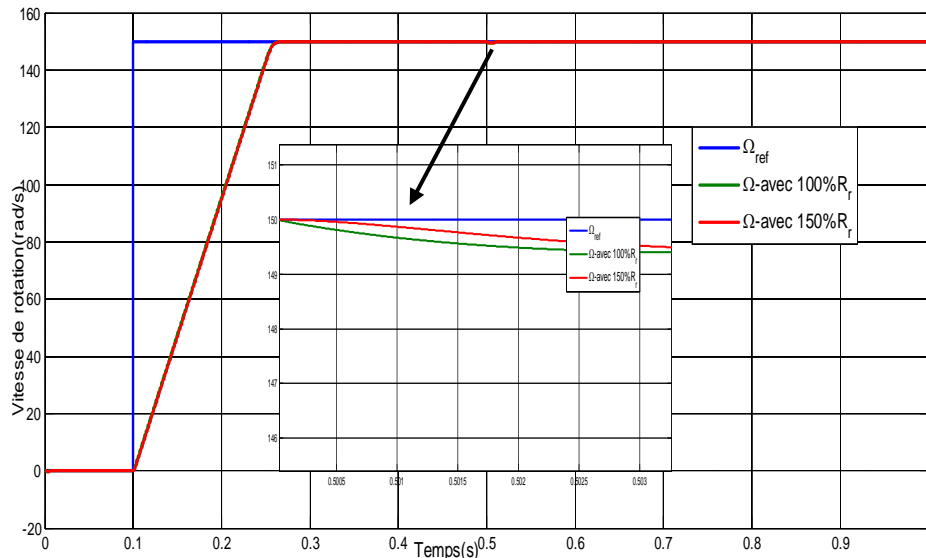


Figure 3.19.a : Réponse de vitesse d'une MADA_DTC avec variation

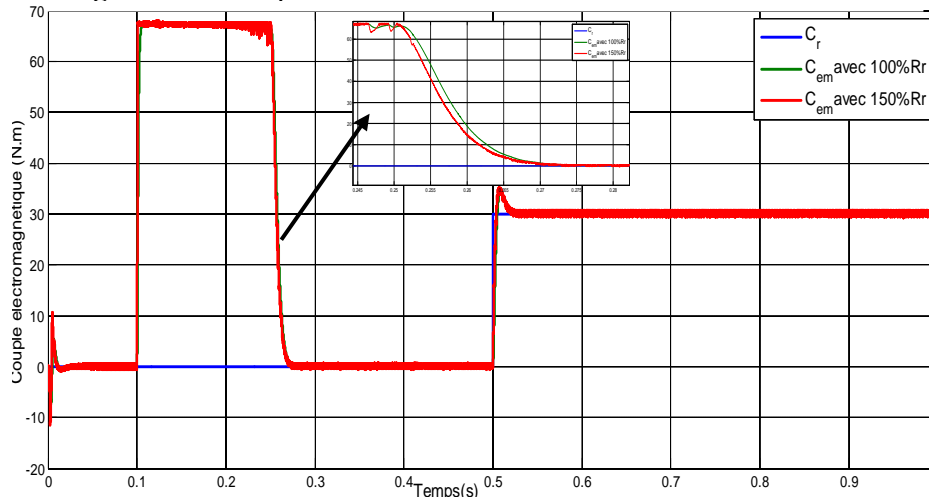


Figure 3.19.b: Réponse du couple d'une MADA_DTC avec variation de R_r

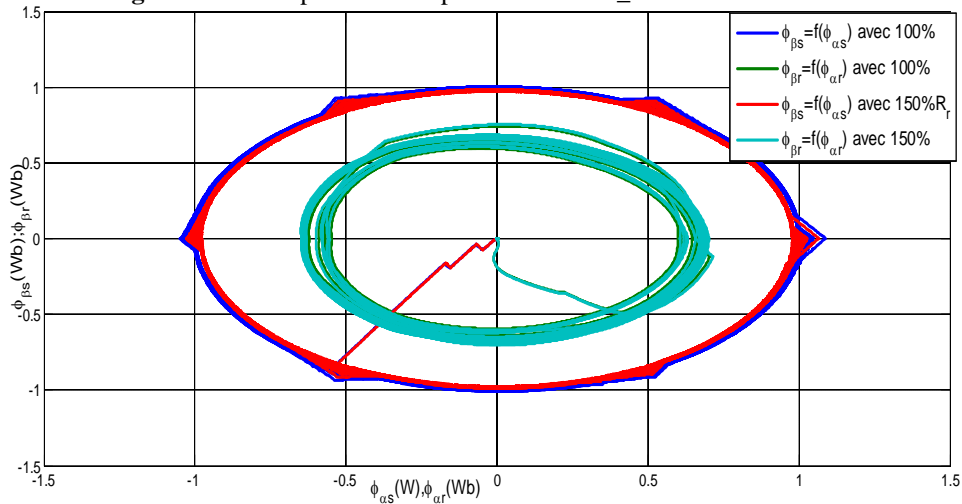


Figure 3.19.c : Cercle des Flux d'une MADA_DTC avec variation de R_r

Figure 3.19. Simulation de la DTC d'une MADA avec variation de R_r

III.3: Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait appel à la théorie de la commande DTC en utilisant la notion de la table de sélection classique (DTC classique), nous avons remplacé la table de sélection classique par une table neuronale effectuée par le Réseau de Neurones Artificiels (RNA).

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande directe du couple avec la sélection neurale présente de très bonnes performances telles que la minimisation des ondulations au niveau du couple électromagnétique

Ces résultats montrent un comportement bien contrôlé de la machine :

- Appel limité des courants au démarrage due à l'utilisation de la limitation du couple.
- Pas de risque de saturation des courants lors de l'application du couple de charge lors de fonctionnement nominale .
- Une réponse bien amortie de la vitesse. Sa chute relative, suite à un à-coup de couple résistant important de la charge .
- Une bonne robustesse vis à vis à la variation importante de la vitesse de rotation et une robustesse aussi contre la variation paramétrique rotorique qu'on a déjà testé par le changement de l'élément important R_r parmi les paramètres rotoriques de la machine .

CHAPITRE IV

Commande en mode dégradé de la MADA

Commande en mode dégradé de la MADA

IV.1. Introduction

Un défaut non prévu dans la machine ou dans sa commande conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable de cette machine entraînant, en conséquence, un coût de réparation non négligeable pour l'entreprise surtout dans le cas des machines de fortes puissances sans oublier la perturbation ou la perte de la production occasionnée ou le dérangement des personnes dans le cas de transport par exemple .

En effet, malgré sa robustesse légendaire, la machine asynchrone à double alimentation subit au cours de sa durée de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent la rendre défaillante. Les contraintes industrielles en maintenabilité, disponibilité , sécurité et fiabilité des équipements sont par ailleurs très fortes. C'est pour ce la, le monde de l'industrie est fortement intéressé par un ensemble de techniques permettant de déterminer l'état de santé de ces machines [RON03].

La technique de diagnostic appliquée pour la surveillance des systèmes dépend du type de présentation du système à surveiller (avec ou sans modèle), ainsi que le type de défauts (défaut capteur, actionneur ou système). Les responsables de service de la maintenance et les exploitants des systèmes industriels sont de plus en plus sensibilisés sur la sécurité des personnes et à la sûreté du fonctionnement des matériels en production. Ceci dans le but d'assurer la disponibilité maximale des équipements de production à un coût optimal dans de bonnes conditions de qualité et de sécurité.

Les outils de diagnostic sont basés sur la détection de la signature des défauts au niveau des grandeurs mesurables habituelles dans l'industrie (grandeurs électriques ou mécaniques) soit par le biais de l'analyse du contenu harmonique de ces grandeurs soit encore par le biais de l'observation comportementale de la machine.

Au cours de sa durée de vie, la MADA comme étant une machines électrique tournante est bien souvent soumise à des sollicitations sévères qui peuvent conduire à un certain nombre de défaillances. Ces défaillances peuvent évidemment concerner les différents sous-systèmes des entraînements électriques [CHA17].

Dans ce chapitre, Nous allons présenter en premier temps une synthèse simple des différents défauts que la MADA subit généralement, puis nous allons choisir le défaut de l'onduleur de tension pour le traiter. en dernier lieu nous allons exposer une reconfiguration la loi de commande d'une MADA suite à un défaut de l'onduleur.

IV.2. Synthèse des différents défauts dans la MADA

De nombreuses défaillances peuvent apparaître sur les machines asynchrones. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes, très variées, sont classées en trois groupes:

- les initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, usures des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, problème d'isolation électrique, surtension transitoire...
- les contributeurs aux défauts : surcharge fréquente, température ambiante élevée, ventilation défaillante, humidité, fortes vibrations, vieillissement...
- les défauts sous jacents et erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, absence de maintenance...

Ces différentes causes peuvent provoquer une dégradation des performances ou des arrêts intempestifs du système. Le diagnostic précoce des pannes est donc nécessaire.[MED12].

D'après les organigrammes des **figure 4.1** et **figure 4.2**, les origines des défauts sont diverses, nous citerons à titre indicatif des origines de type :

- Mécaniques: mauvaise fabrication, vibrations de la machine, force électromagnétiques déséquilibrées, force centrifuge, fluctuations de la charge.
- Electriques: dégradations d'isolement, décharges partielles, étincelles.
- Thermiques: pertes dans le cuivre, manque de refroidissement général ou localisé.
- Environnementales: humidité, ozone, poussière.

Il existe deux types de causes des défauts principaux : internes et externes

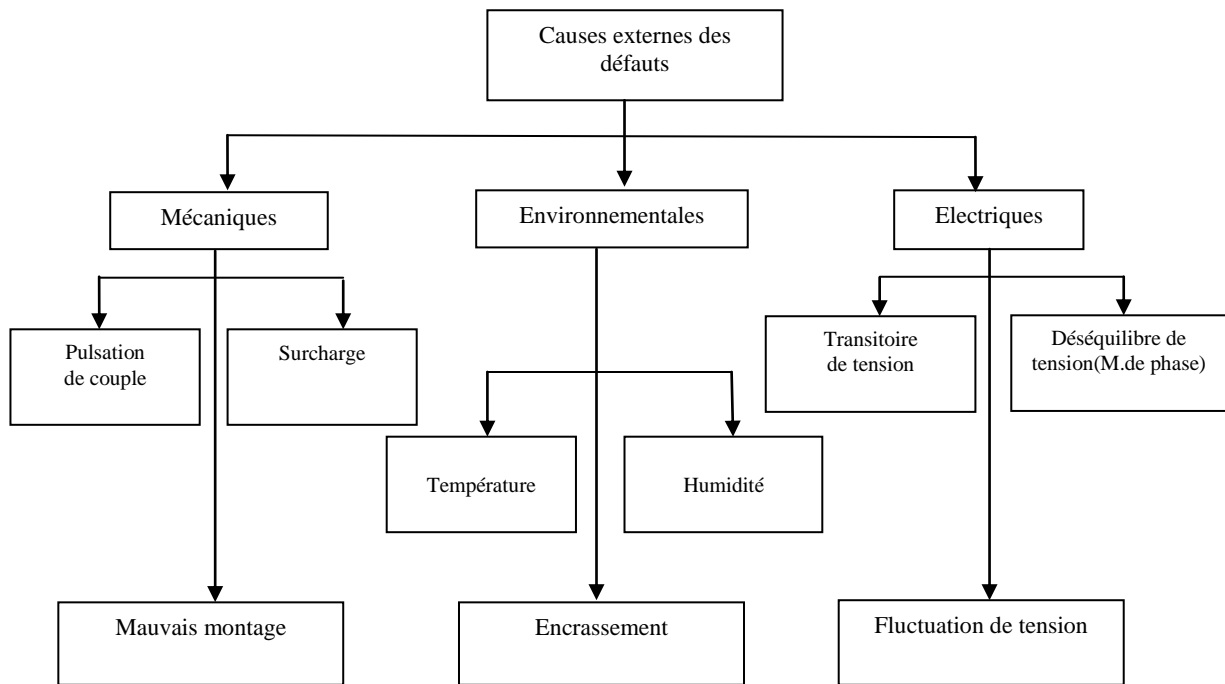


Figure 4.1: Causes externes de défauts de la machine MADA

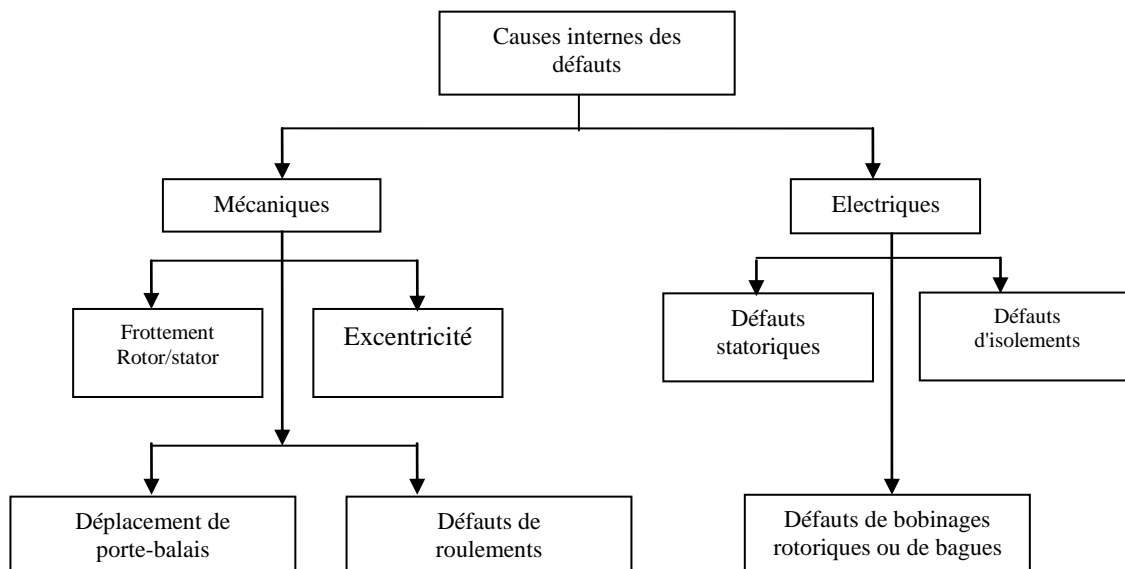


Figure 4.2: Causes internes de défauts de la MADA

Nous allons citer les principaux défauts pouvant se produire dans les parties de l'association convertisseurs statiques - machines électriques.

Après une présentation des différentes parties de l'association onduleur de tension - moteur asynchrone à double alimentation MADA, la problématique de l'étude sera précisée: modèle de la machine et la nature du défaut..

Les entraînements électriques se composent de plusieurs parties sensibles, et sont de plus en plus soumis aux défaillances cela rend le suivi de fonctionnement indispensable. Les nécessités d'une meilleure valeur de la fiabilité, de disponibilité et de sécurité imposent l'étude pour voir la relation des causes-effets-conséquences des défauts d'une association onduleur de tension-MADA telle qu'elle est définie précédemment.

Les défauts peuvent être classés suivant les blocs fonctionnels [MED12] où ils apparaissent à:

- ✓ La machine asynchrone à rotor bobiné .
- ✓ l'onduleur et son Alimentation ou sa commande .
- ✓ La commande de l'onduleur , de redresseur ou les capteurs eux même .
- ✓ La transmission mécanique.

IV.2.1 Les défaillances de la MADA

Les défaillances des machines électriques pouvant survenir lors du fonctionnement de la machine asynchrone sont multiples. Nous pouvons néanmoins les classer dans deux grandes familles soient : les défaillances de nature électriques et ceux de nature mécaniques.

IV.2.1.1 Défaillances électriques

Dans cette famille on peut citer les défauts statoriques et les défauts rotoriques. Le rotor peut être affecté par les mêmes défauts que le stator s'il s'agit d'un rotor bobiné, en plus les défauts touchants les bagues constructrices , les balais et les portes balais au niveau de l'axe du rotor . En revanche pour un rotor à cage d'écureuil, les défauts peuvent être une rupture de barre ou encore une rupture d'anneaux de court-circuit. Pour le stator(aussi pour le rotor bobiné), selon [4] les défaillances sont principalement dues à un problème thermique (surcharge), électrique (diélectrique), mécanique et environnemental

✓ Origine électrique:

Les propriétés diélectriques du matériau isolant recouvrant les conducteurs peuvent être affectées par une contamination par des corps étrangers (poussières, graisses, ...). Ces corps étrangers peuvent provoquer un pont résistif entre les conducteurs et le circuit magnétique. Des petites décharges de courant apparaissent alors dans cette région à cause de l'existence d'une différence de potentiel. Suite à l'accumulation des décharges de courant, le matériau se fissure de plus en plus jusqu'à provoquer un court-circuit des conducteurs avec la carcasse magnétique.

✓ Origine Thermique [MAK09]:

Il existe tout d'abord un vieillissement thermique naturel qui affecte les propriétés physiques du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce vieillissement inévitable sensibilise aux facteurs de défaillances. Parmi ceux-ci, on peut citer le phénomène de surcharge thermique. Si la tension d'alimentation subit des variations d'amplitude ou n'est pas bien équilibrée, les courants absorbés sont plus élevés et les conducteurs sont soumis à une augmentation de température.

✓ **Origine mécanique:**

Suite à un défaut d'excentricité du rotor, ce dernier peut entrer en contact avec les conducteurs statoriques et provoquer l'abrasion du matériau isolant et même du cuivre. Dans le cas de machines ventilées, la projection de corps étrangers absorbés et renvoyés par le ventilateur, d'aluminium fondu, de matériel de soudure, de morceau de dents du circuit magnétique, provoquent les mêmes effets. Par ailleurs, au cours des démarrages, les conducteurs sont soumis à des forces radiales et tangentielles fortes, et le matériau isolant peut se détériorer suite à ces contraintes mécaniques.

✓ **Origine environnementale:**

D'une manière générale, une contamination par les corps étrangers réduit les capacités de dissipation thermique de la machine et affecte alors la durée de vie du matériau isolant [4]. Un milieu ambiant à haute température provoque les mêmes effets. Enfin, un taux important d'humidité favorise l'émergence de décharges partielles de même qu'un milieu ambiant chimiquement corrosif.

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit:

✓ **Court-circuit entre spires**

Le défaut de court-circuit entre spires est un défaut assez fréquent au stator de la machine asynchrone. Il a, en général, pour origine un défaut d'isolation dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation importante du courant circulant dans les spires en court-circuit, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases et modifie le facteur de puissance. Ceci a comme conséquence l'augmentation de la température qui entraîne une destruction en cascade du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants.

✓ **Court-circuit entre phases**

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système [MAK09].

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Le déséquilibre des courants statoriques (augmentation de l'amplitude des courants) provoque l'augmentation des courants dans les enroulements ou barres/anneaux du rotor. La détection de ce type de défaut repose sur le déséquilibre des courants de phases.

✓ **Conséquences des défauts statoriques**

En générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées.

IV.2.1.2 Défaillances mécaniques

Dans la littérature, les défauts mécaniques tiennent une grande place dans les défauts du moteur. Dans cette catégorie de défaillances nous pouvons citer les défauts d'excentricités statiques, dynamique et mixte ou encore les défauts de roulement. Les trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées [ADI12] :

- L'excentricité dynamique (**Figure 4.3 (a)**) : elle a un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator, mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator. Ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.
- L'excentricité statique (**Figure 4.3 (b)**) : généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. La cause principale c'est un défaut de centrage des flasques [\[KER16\]](#).
- L'excentricité mixte (**Figure 4.3 (c)**) : la somme des deux cas présentés ci-avant

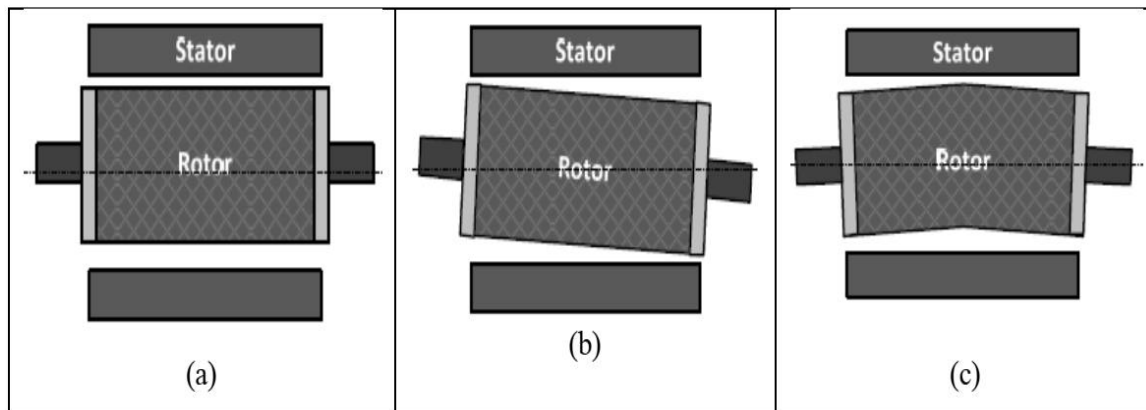


Figure 4.3: Types d'excentricité : (a) dynamique ; (b) statique ; (c) mixte [\[ADI12\]](#).

IV.2.2. Les défauts de la commande

Ce type de défauts entraîne une dégradation des performances de la commande et l'apparition d'oscillations d'amplitude plus ou moins importante suivant le point de fonctionnement [\[NIC97\]](#). D'autre part, les mauvaises performances d'une structure de commande (du type vectoriel ou autre) peuvent être aussi vues comme un défaut de l'association. En effet, elles sont essentiellement causées par:

- L'absence de robustesse dans le cas de variations des paramètres de l'association engendre une mauvaise estimation de ces variations.
 - Une mauvaise prise en compte des non-linéarités (temps de garde notamment).
 - Une gestion imparfaite ou absente des transitions de modes de commande ou de MLI.
- La dégradation de commande des performances se manifeste alors par des oscillations ou des régimes transitoires analogues à ceux provoqués par des défauts réels de l'association.

IV.2.2.1 Les défauts de l'onduleur

Les interrupteurs de l'onduleur doivent supporter de grandes variations de température (cycles thermiques). Pour les transistors bipolaires type IGBTs, la disparité entre le coefficient de dilatation thermique et les coefficients du fil en aluminium et de la puce de silicium est la cause d'efforts de cisaillement sur les interfaces de liaison qui peuvent mener à la rupture du fil. Afin de prévoir la durée de vie d'un IGBT, le nombre de cycles thermiques qu'il supporte lors du fonctionnement doit être correctement déterminé. Indépendamment des commutateurs d'inverseur, le condensateur C est une pièce importante de l'onduleur et devrait être pris en considération en estimant la fiabilité de l'onduleur. Afin d'améliorer la fiabilité de l'onduleur, les IGBTs et les diodes correspondantes ainsi que les commandes de porte (et les circuits additionnels de commande) peuvent être fusionnés dans un module unique de puissance. Les

circuits additionnels de commande peuvent fournir des fonctions de protection contre la surchauffe, le court-circuit,etc. [WAL06].

Les défauts donc de l'onduleur consistent essentiellement dans le fonctionnement défectueux des composants de puissance et de la commande des semi-conducteurs.

IV.2.2.1.1 Les défauts des semi-conducteurs de puissance

Dans le cas d'un onduleur de tension utilisent à base des thyristors GTO et, depuis peu, les IGBT, la mise en défaut brutale du composant peut avoir plusieurs origines. Cependant, c'est essentiellement un phénomène thermique qui est la cause directe des destructions de composant, la température du silicium atteignant une valeur critique qui lui fait perdre ses capacités de semi-conducteur. Les destructions de l'IGBT sont essentiellement dues à des surintensités, des surtensions ou des forts gradients de tension. Les mécanismes de destruction sont principalement la mauvaise dissipation des pertes et l'effet thyristor (dit "LATCHING") qui consiste en l'amorçage incontrôlé du thyristor parasite inscrit dans la structure de l'IGBT [NIC97]. Les défauts de GTO se produisent:

- ✓ **à l'ouverture** : remise en conduction du fait d'un taux de montée de la tension directe trop important ou échauffements localisés provoqués par la focalisation des lignes de courant.
- ✓ **à la fermeture** : si le taux de montée du courant est trop important et la gâchette et la cathode ne sont pas suffisamment inter-digitées, il y a amorçage de seulement une partie de la cathode et donc un échauffement localisé se produit.
- ✓ **pendant la conduction**: si un sur-courant circule pendant une durée ne respectant pas les critères de surcharge, il y a destruction thermique.
- ✓ **pendant l'état bloqué**: Suite à une surtension, le composant est détruit par effet d'avalanche, une circonstance aggravante est alors la température élevée du GTO. Tous ces fonctionnements conduisent à une fusion du silicium: le thyristor GTO se comporte alors comme un interrupteur fermé idéal [NIC97]. A la différence du thyristor GTO, la destruction de l'IGBT en court-circuit est précédée par un régime de plateau durant lequel le courant est limité à une valeur fonction de la tension de gâchette, de la température et de la technologie.

IV.2. 2.1.2 Les défauts de la commande de l'onduleur

Si la logique de commande en amont des pilotes des interrupteurs de puissance est bonne, les fonctionnements anormaux de la commande de l'onduleur sont essentiellement dus à :

- ✓ La rupture de la connexion entre le pilote et l'interrupteur qui est alors maintenu dans l'état précédant la rupture .
- ✓ L'inhibition du pilote suite à la détection d'un court-circuit ou à une tension d'alimentation du pilote insuffisante. En supposant l'interrupteur sain, cette inhibition entraîne une ouverture du semi-conducteur qui se comporte alors comme un interrupteur ouvert parfait (aux courants de fuite près). Les défauts de commande de l'onduleur auront des conséquences importantes sur le fonctionnement de l'association car ils modifient de manière fondamentale les conditions d'alimentation de la machine.

Les méthodes sans modèle sont basées sur l'extraction d'informations par le biais du traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables (les courants, les tensions, la vitesse, les vibrations, la température, les émissions sonores) peuvent fournir des informations significatives sur les défauts.

A partir de ces grandeurs caractéristiques du fonctionnement des machines électriques, la mise en œuvre de méthodes décisionnelles (par exemple à base de reconnaissance des formes) permet de concevoir des systèmes de surveillance ou des algorithmes performants au service du diagnostic.

Les performances de ces méthodes sont étroitement liées à la pertinence des indicateurs de défauts retenus et à la finesse d'analyse des mesures [SAA17].

IV.2.3. Reconfiguration la loi de commande d'une MADA suite à un défaut de l'onduleur

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

Nous nous intéressons à la reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA suite à défaut de court-circuit d'un bras de l'un des deux onduleurs.

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

Le fonctionnement est acceptable tant que les valeurs des courants et des tensions demeurent inférieures aux valeurs maximales admises. Il convient aussi de vérifier que la vitesse et du couple varient faiblement par rapport à leurs valeurs d'avant le défaut. Dans cette étude, la commande par une seule armature montre plus d'avantages qu'une commande mixte dans la mesure où la gestion du défaut est plus facile, si le défaut apparaît sur l'armature qui n'assure pas le fluxage. La reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine, permettant d'assurer le passage d'une machine doublement alimentée vers une machine avec un rotor ou un stator en court-circuit, se fait à deux niveaux, le circuit de puissance et la commande de la machine :

- Les circuits de puissance : où la continuité des grandeurs électriques (courant et flux) doit être respectée. Il faut mettre en place un dispositif d'électronique de puissance (commutateur, contacteur, résistances, ...etc.) assurant ce passage.

- La commande de la machine : il faut effectuer le passage du contrôle vectoriel de la MADA vers un contrôle vectoriel classique d'une machine asynchrone conventionnelle.

La **Figure IV.4** illustre les deux modes de reconfiguration possibles du fonctionnement de la machine, suivant le défaut :

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

- Soit une alimentation par le rotor avec un stator en court-circuit: défaut de l'onduleur lié au stator [KHO06].

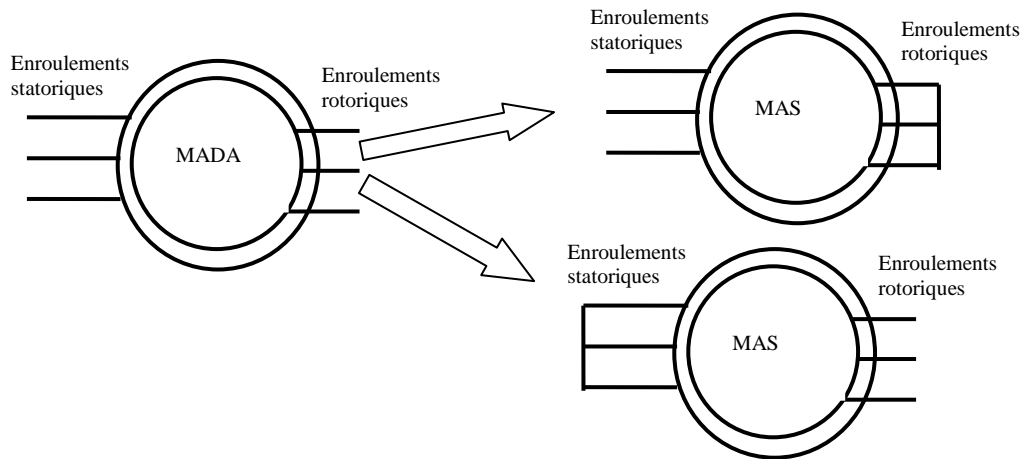


Figure 4.4. Reconfiguration du mode de fonctionnement de la MADA

la MADA est contrôlée par une loi de commande vectorielle à flux rotorique orienté. Dans un premier temps, il faut analyser les modes de fonctionnement de la machine associés aux commandes. Le changement du fonctionnement par orientation du flux rotorique vers un fonctionnement par orientation du flux statorique consiste à faire varier les grandeurs suivantes :

- Magnétisation par le stator → magnétisation par le rotor.
- Orientation du flux rotorique → orientation du flux statorique.

La vitesse mécanique et le couple électromagnétique ne sont pas affectés par ce changement d'orientation du flux ainsi que la loi de répartition de puissance totalement indépendante. Dans un deuxième temps, il faut vérifier si la loi de commande de la machine modifie les régulateurs. La loi de commande est indépendante de l'orientation du flux choisi, ce qui est avantageux car il n'est pas nécessaire de changer les régulateurs de courants ou les termes de compensation [KHO06].

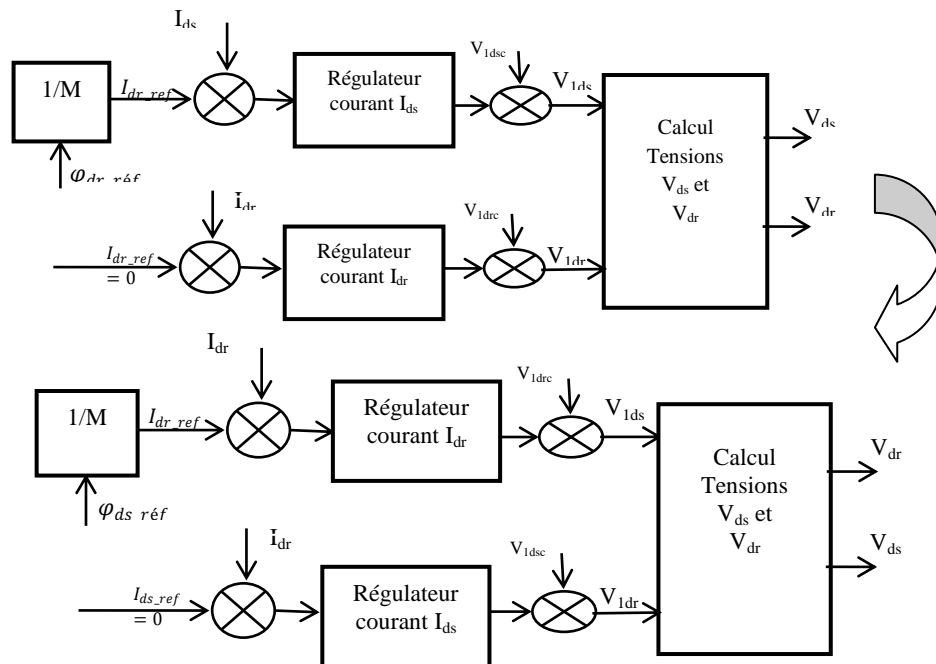


Figure 4.5: Boucle de régulation pour une magnétisation stator vers une magnétisation rotor

IV.2.4. Structure de la nouvelle commande

Pour un défaut côté rotor et vu que la magnétisation de la MADA est effectuée par le stator, le contrôle du flux est toujours assuré et par conséquent il n'y a pas nécessité de changer la magnétisation [KHO06].

Pour le passage d'un fonctionnement d'une MADA avec les deux onduleurs à un fonctionnement avec un seul onduleur, deux étapes sont considérées :

- **La première étape** est déclenchée par l'apparition du défaut sous forme d'un déséquilibre de système triphasé de tensions rotoriques à cause court-circuit de bras ou circuit ouvert ou un défaut de la capacité de redresseur. Cette étape permet d'annuler les tensions d'alimentation côté rotor (au moyen des signaux de commande des interrupteurs de puissance) l'interrupteur KMs s'ouvre (**Figure 4.6**) Ensuite, l'interrupteur KMc est fermé. Cet instant déclenche la seconde étape. Tout au long de la première étape la machine est en fonctionnement MADA, elle est alimentée par les deux onduleurs.

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

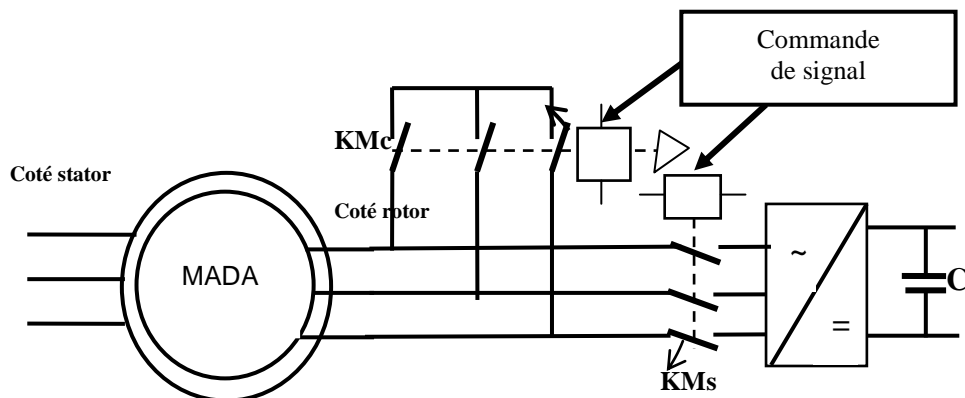


Figure 4.6. Dispositif de puissance permet la reconfiguration du mode de fonctionnement

Les équations liant les tensions s'écrivent [KHO06]:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

On a $\varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds}$ (IV.3)

Donc $i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{dr} - M i_{ds})$ (IV.4)

$\varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} = 0$ (IV.5)

D'où $i_{qr} = -\frac{M}{L_r} i_{qs}$ (IV.6)

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

$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} (L_s i_{ds} + M i_{dr}) - \omega_s \varphi_{qs}$ (IV.7)

⇒ Après le remplacement on aura

$V_{ds} = R_s \left(1 + \sigma T_s \frac{d}{dt}\right) I_{ds} + \frac{M}{L_r} (\omega_r \varphi_{qr} - R_s I_{dr}) - \sigma L_s \omega_s I_{qs}$ (IV.8)

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

$V_{ds} = V_{ds1} + V_{dstc1}$

Où $V_{ds1} = R_s \left(1 + \sigma T_s \frac{d}{dt}\right) I_{ds}$ (IV.9)

Et $V_{dstc1} = \frac{M}{L_r} (\omega_r \varphi_{qr} - R_s I_{dr}) - \sigma L_s \omega_s I_{qs}$ (IV.10)

Sur l'axe en quadrature q, on va trouver alors:

$V_{qs} = R_s \left(1 + \sigma T_s \frac{d}{dt}\right) I_{qs} + \omega_s \varphi_{ds}$ (IV.11)

Et la tension V_{qs} s'écrit sous l'expression suivante: $V_{qs} = V_{qs1} + V_{qstc1}$

Où $V_{qs1} = R_s \left(1 + \sigma T_s \frac{d}{dt}\right) I_{qs}$ (IV.12)

Et $V_{qstc1} = \omega_s \varphi_{ds}$ (IV.13)

Les expressions des tensions V_{ds} et V_{qs} ont permis de définir pour les boucles de régulation de i_{ds} et i_{qs} deux fonctions de transfert en boucle ouverte selon V_{ds1} et V_{qs1} (équations (IV.9) et (IV.11)). Ces fonctions de transfert sont identiques à celles développées pour la régulation de ces mêmes courants pour un fonctionnement en double alimentation de la machine. Ainsi on garde les mêmes régulateurs de I_{ds} et I_{qs} avant et après la reconfiguration.

Les expressions des termes de compensation V_{dstc1} et V_{qstc1} (équations (IV.10) et (IV.12) dépendent de la pulsation statorique, du courant i_{sq} , du flux statorique ainsi que des paramètres de la machine.

IV. 2.5. Résultats de simulation:

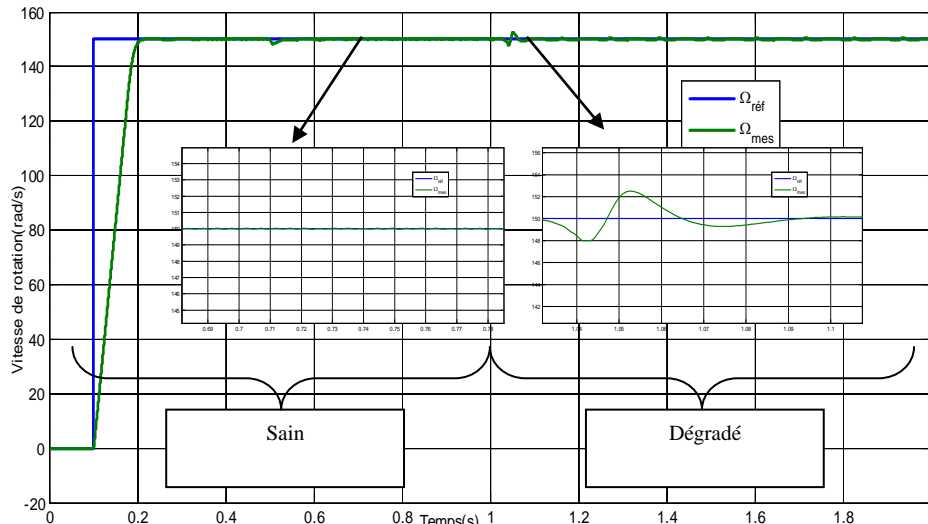


Figure 4.7.a. Réponse de la vitesse de rotation

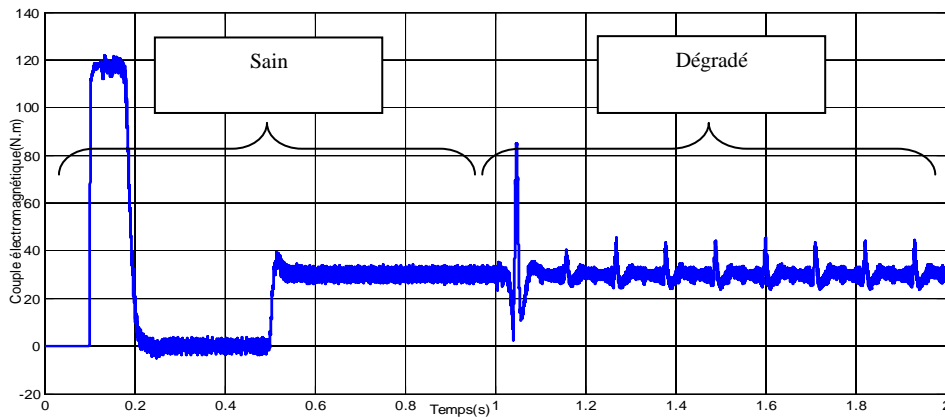


Figure .4.7.b. Réponse du couple électromagnétique

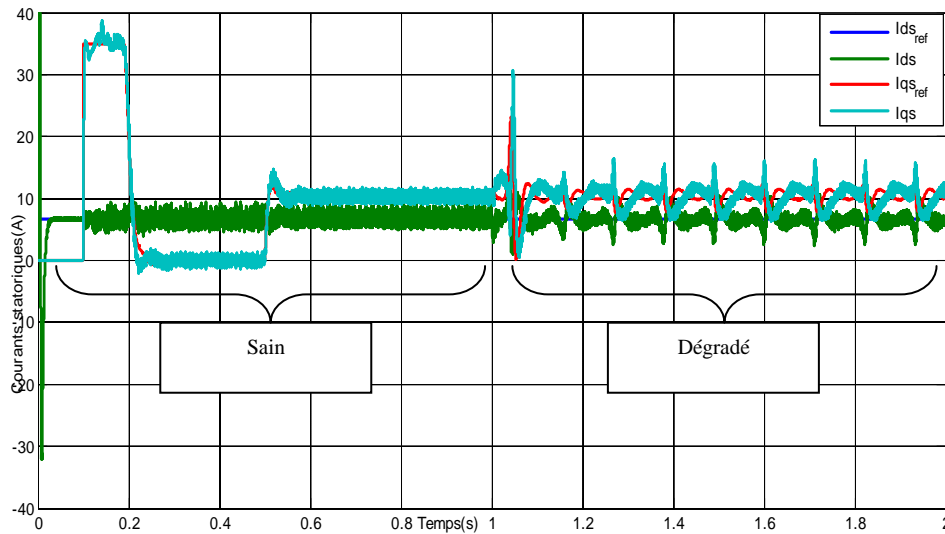


Figure.4.7.c. Allure des courants statoriques en dq

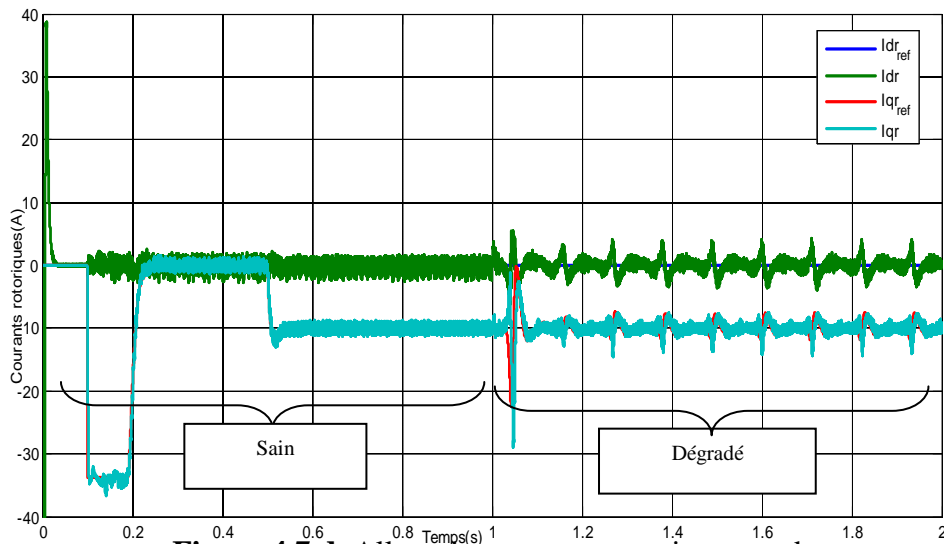


Figure.4.7.d. Allure des courants rotoriques en dq

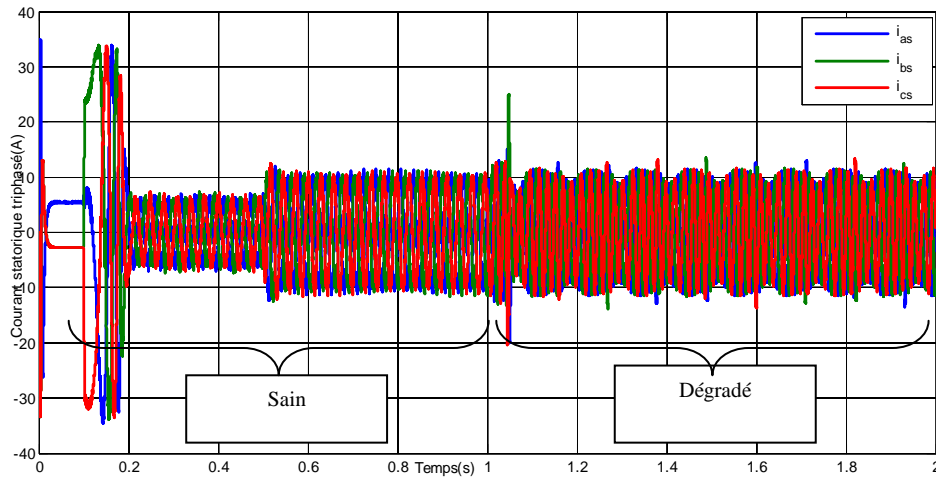


Figure 4.7.e. Allure du courant statorique triphasé

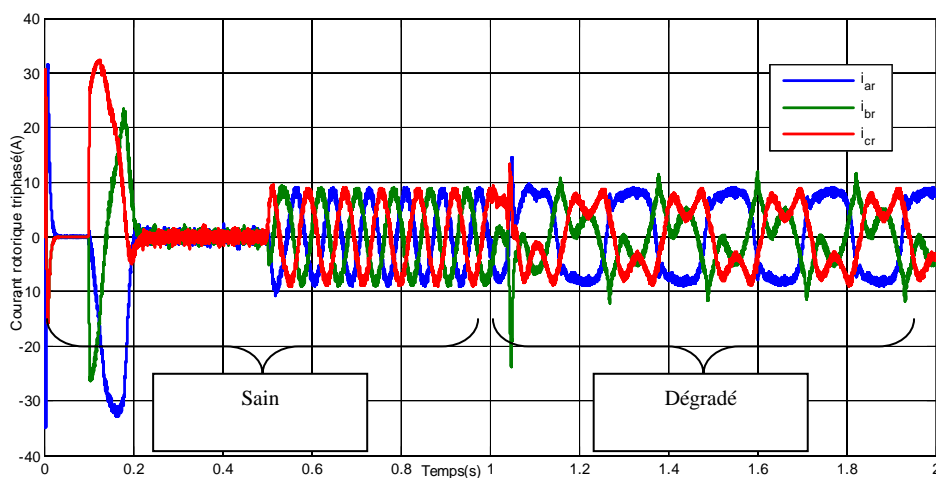


Figure 4.7.f. Allure du courant rotorique triphasé

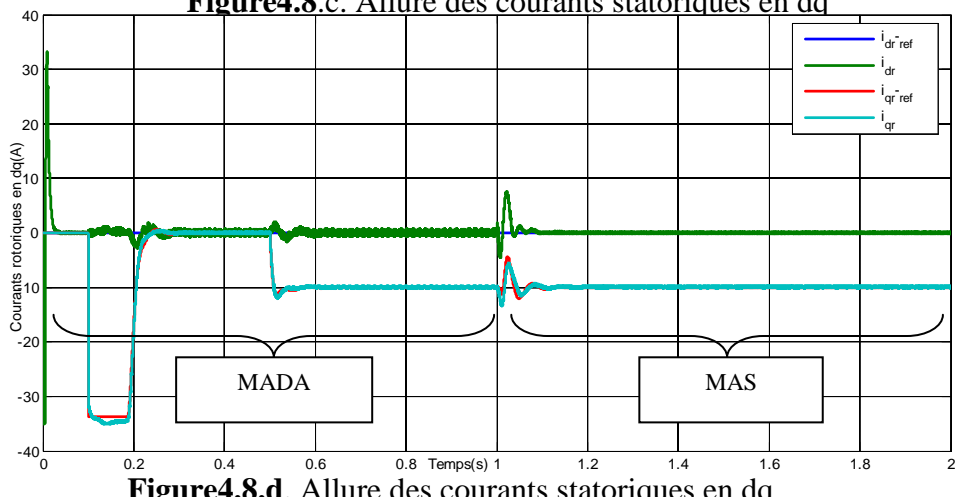
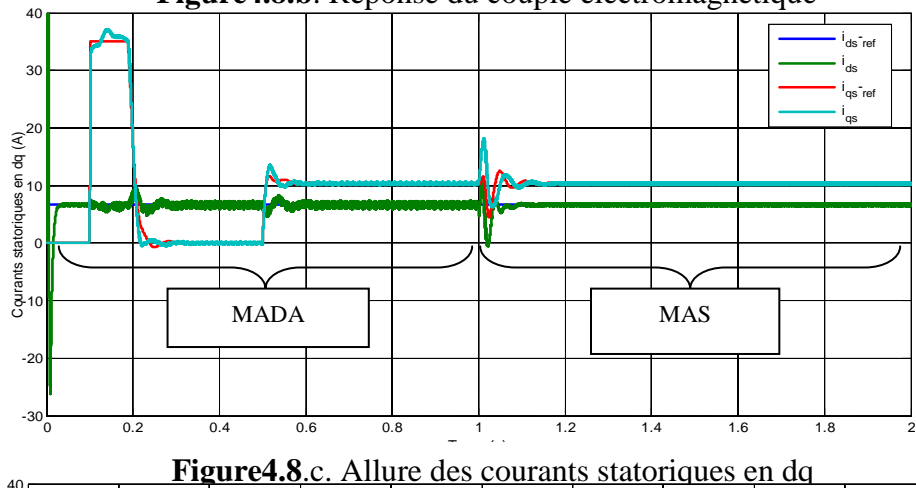
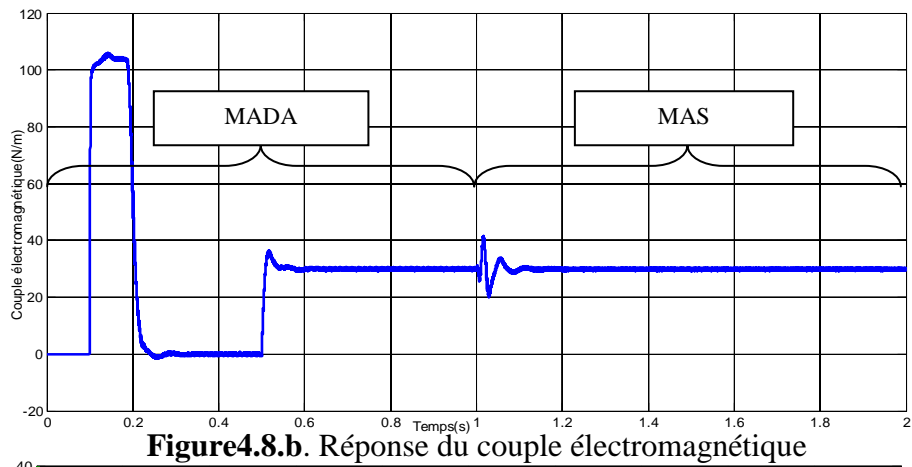
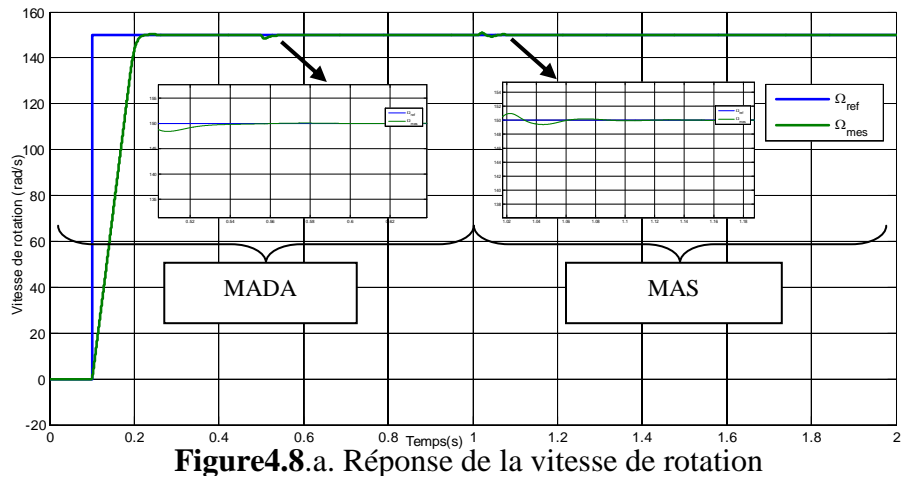
Figure 4.7. Résultats de simulations d'une commande vectorielle en mode dégradé

D'après les résultats de simulation obtenus **Figure 4.7** , les étapes de fonctionnement de la MADA sont faites comme suit en mode dégradé avant la reconfiguration de la commande

- Pour : $0 \leq t \leq 0.1$ s : magnétisation de la machine à vitesse nulle.
- Pour : $0.1 \leq t \leq 0.5$ s : établissement à vitesse nominale à vide avec une commande vectorielle à flux rotorique orienté .
- Pour : $0.5 \leq t \leq 1$ s : Fonctionnement à vitesse nominale à couple de charge nominal avec un contrôle vectoriel rotorique en mode sain de l'onduleur.
- Pour : $1 \leq t \leq 2$: Fonctionnement à vitesse nominale en charge nominale avec une commande vectorielle à flux rotorique orienté en mode dégradé (défaut de l'onduleur)

On remarque bien l'influence du défaut d'un bras de l'onduleur sur l'allure du couple électromagnétique , des courants statoriques et rotoriques en dq et même du courant triphasé statorique et rotorique .

Avec la reconfiguration de la commande la machine d'une MADA à une MAS, on va avoir les résultats de simulation de la **Figure 4.8**



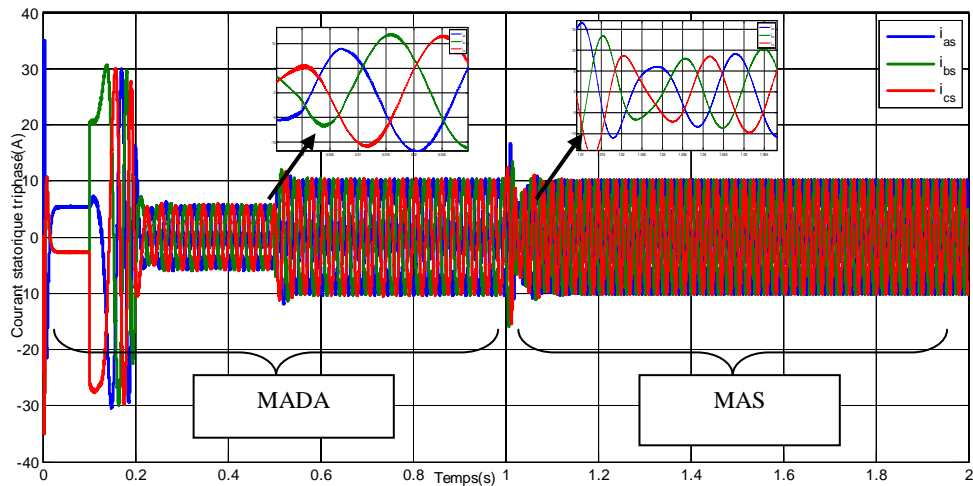


Figure4.8.e. Allure du courant statorique triphasé

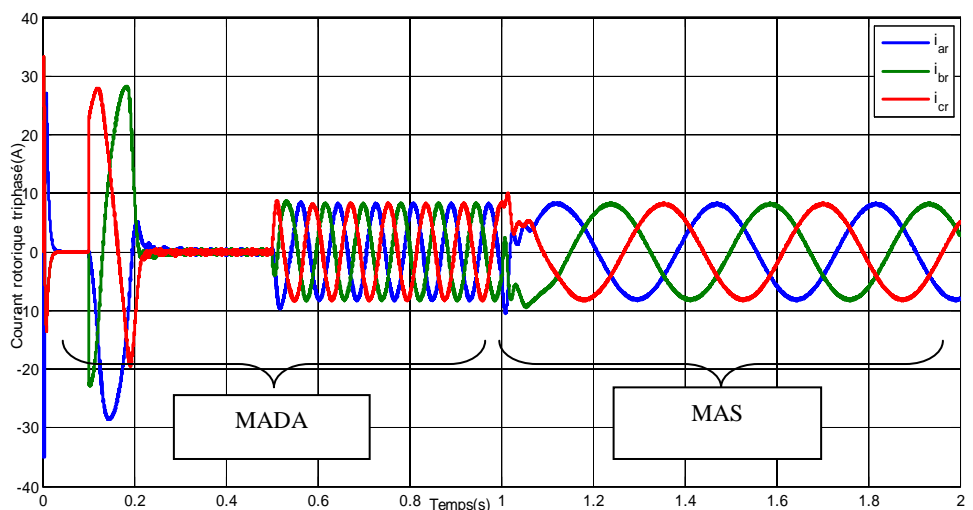


Figure4.8.f. Allure du courant rotorique triphasé

Figure4.8. Résultats de simulations de reconfiguration d'une FOC_MADA à une FOC_MAS

- Pour : $0 \leq t \leq 1$ s : Commande vectorielle de la MADA en mode sain en commençant par une magnétisation de la machine à vitesse nulle de 0 à 0.1 s, puis applique un échelon de vitesse nominale pour le démarrage à vide, l'application du couple de charge c'était à $t=0.5$ et le défauts sera à $t=1$ s immédiatement sera la séparation de l'onduleur infectieux du rotor et court-circuiter le rotor par un contacteur et faire la reconfiguration de la commande .
- Pour : $1 \leq t \leq 2$: Fonctionnement à vitesse nominale en charge nominale avec une reconfiguration de la commande à flux rotorique orienté de la MAS(La Machine Asynchrone à rotor bobiné court-circuité).

Juste pour voir la robustesse de la reconfiguration de la cette commande vis à vis l'inversion du sens de rotation de la vitesse et du couple de charge, on a effectué la simulation dont les résultats sont présentés sur la **Figure 4.9**

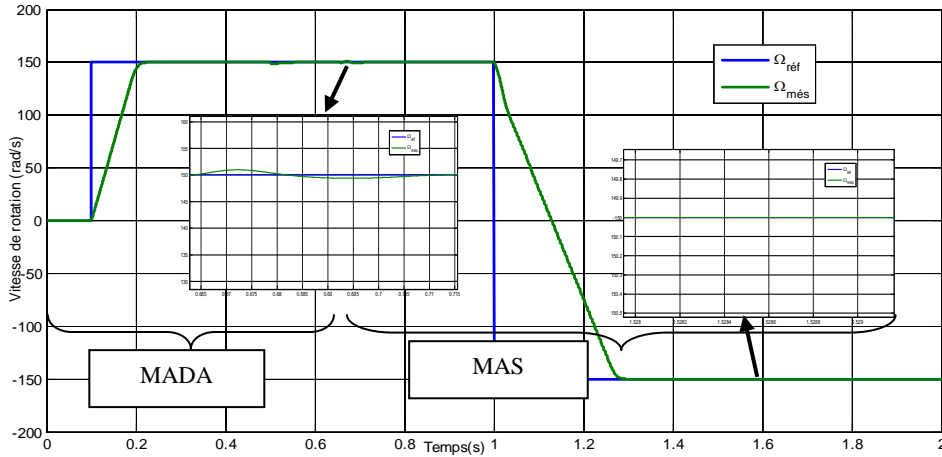


Figure 4.9.a. Réponse de la vitesse de rotation

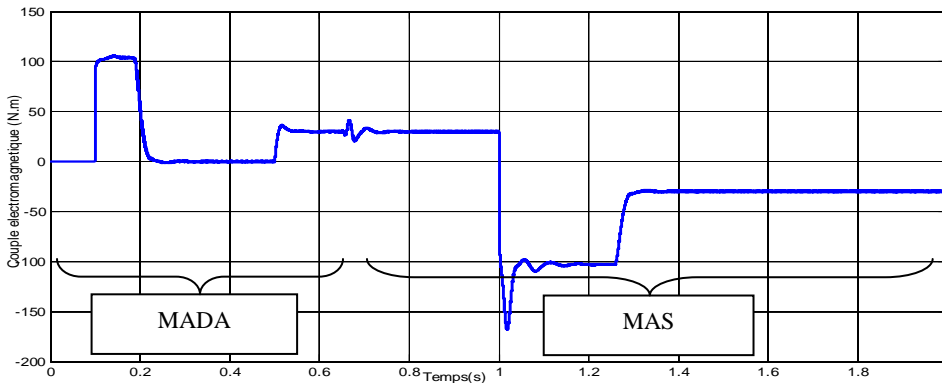


Figure 4.9.b. Réponse du couple électromagnétique

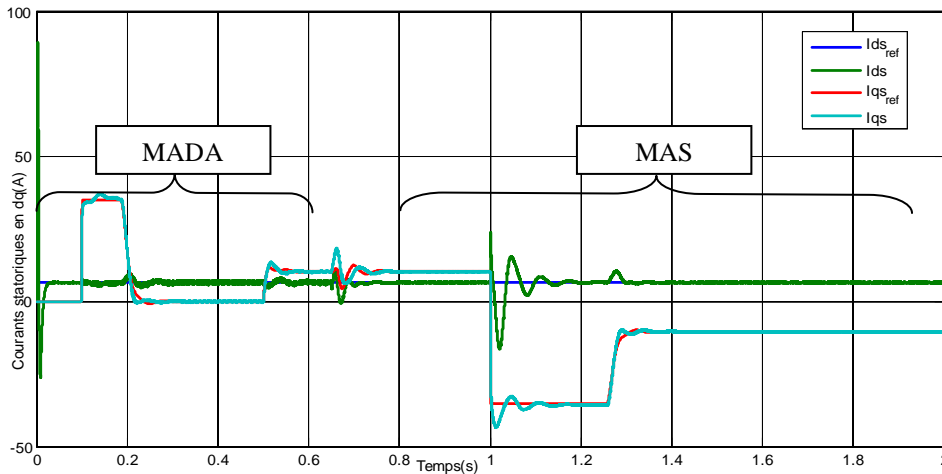


Figure 4.9.c. Allure des courants statoriques en dq

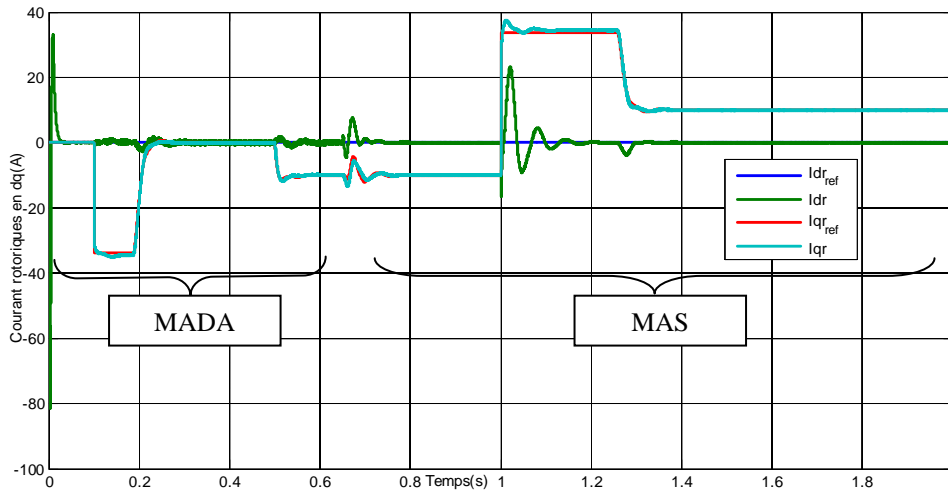


Figure 4.9.d. Allure des courants rotoriques en dq

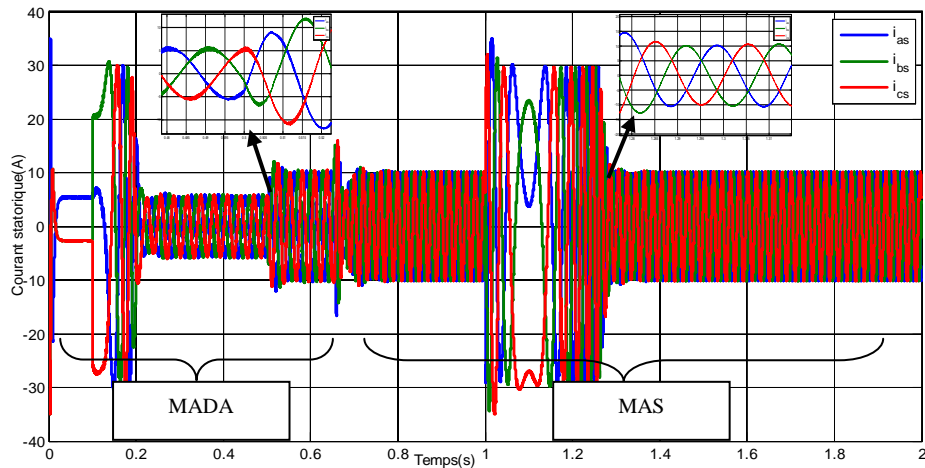


Figure4.9.e. Allure du courant statorique triphasé

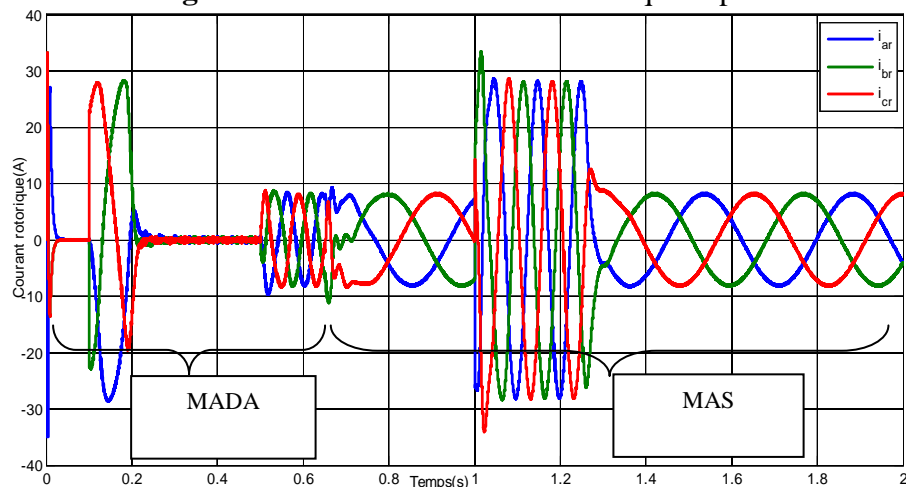


Figure4.9.e. Allure du courant rotorique triphasé

Figure 4.9. Résultats de reconfiguration d'une FOC_MADA à une FOC_MAS avec un sens de rotation inversé

- Pour : $0 \leq t \leq 0.1$ s : magnétisation de la machine à vitesse nulle.
- Pour : $0.1 \leq t \leq 0.5$ s : établissement à vitesse nominale à vide avec une commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MADA .
- Pour : $0.5 \leq t \leq 0.65$ s : Fonctionnement à vitesse nominale à couple de charge nominal avec un contrôle vectoriel rotorique en mode sain de l'onduleur.
- Pour : $0.65 \leq t \leq 1$: Fonctionnement à vitesse nominale en charge nominale avec une commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine à rotor bobiné (MARB) court-circuité (élimination de l'onduleur du rotor)
- Pour : $1 \leq t \leq 2$: Fonctionnement à vitesse nominale inversée en charge nominale avec un control vectoriel à flux rotorique orienté de la MAS (l'onduleur du rotor est toujours séparé)

La **Figure 4.8.a** montre que la vitesse de rotation de la machine suit nettement sa référence avant et après la reconfiguration de la commande(après avoir éliminé l'onduleur du rotor). Le couple électromagnétique (**Fig 4.8.b**) suit aussi sa référence et ne subit aucune distorsion. Les courants statorique et rotorique en dq (**Fig 4.8.c et d**) i_{dq_s} et i_{dq_r} de la machine sont à l'image du couple électromagnétique et suivent leurs références respectives.

La Figures 4.8.e et f. illustre l'évolution des courants statorique i_s et rotorique i_r avec l'état dynamique de la machine : régime transitoire, application du couple de charge et inversion du sens de rotation.

IV. 3. Le défaut du capteur de vitesse

La commande de la MADA s'appuie sur la mesure de ses courants statoriques et rotoriques, la vitesse et la position du rotor, grandeurs physiques qui doivent fournir des informations suffisantes en qualités et en quantité de l'état de la machine. La position du rotor ainsi que sa vitesse sont généralement obtenues à l'aide d'un codeur incrémental. Outre son coût, ce capteur pose, entre autres, les problèmes suivants :

- Pour ne pas avoir des erreurs de quantifications importantes, le codeur doit être suffisamment précis.
- Pour pouvoir fonctionner dans des environnements hostiles, le codeur doit être protégé contre la poussière et les chocs mécaniques.
- Le codeur sera nécessairement logé entre la charge et l'arbre du moteur. Ceci va induire une augmentation de l'éloignement entre ces deux éléments, donc un accouplement élastique plus long. De plus, il doit supporter les coups des couples imposés par le moteur [SAL07].

Les capteurs électriques directs (courants, tensions, flux) ou mécanique(vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique des signaux physiques captés, surtout dans le domaine des petites puissances, ou l'installation du capteur mécanique de vitesse pose le problème d'encombrement et des vibrations.

IV.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les différents types de défaillances dont elles peuvent être victimes, les dispositifs de surveillance de leur état de santé présentent un intérêt tout particulier pour les fabricants et les exploitants.

Parmi les défaillances possibles, les défauts de l'onduleur ont plus particulièrement été étudiés. Leurs origines et leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine ont été abordés. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement dans ce travail aux défauts de court-circuit pouvant intervenir à l'onduleur alimentant le rotor ou le stator de la MADA

On conclue que le capteur mécanique de vitesse subit une défaillance à cause de la poussière, des chocs mécaniques ou des vibrations ce qui demande une réparation ou élimination carrément et on passe à la commande sans capteur de vitesse par une technique d'estimation de la vitesse de rotation ce qui est l'objet du chapitre suivant.

**CHAPITRE V:
Commande sans capteur
de vitesse de la MADA**

Commande sans capteur de vitesse de la MADA

V.1. Introduction

Les applications industrielles modernes utilisant les variateurs asynchrones de vitesse exigeants des hautes performances dynamiques et statiques sont basées sur les techniques du contrôle du flux de la machine [CHO04]. Cela est donc conditionné par une parfaite connaissance de la position et du module du flux et/ou de la vitesse de la machine. Cette connaissance peut parvenir du retour de l'information recueillie par des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique des signaux physiques captés, surtout dans le domaine des petites puissances, ou l'installation du capteur mécanique de vitesse pose le problème d'encombrement et des vibrations.

La présence des capteurs dans les variateurs électroniques de vitesse peut réduire leur robustesse et leur fiabilité tout en augmentant le coût et la complexité des montages [VID04]. Ainsi, le capteur mécanique de vitesse sera substitué par un algorithme de calcul donnant l'estimation de la vitesse, ou estimateur de vitesse, à partir des terminaux électriques de la machine. Il est impératif que les performances requises de cet estimateur soient proches, ou similaires, à celles données par le capteur physique, entre autre la simulation d'une commande type doit passer d'abord par la considération du capteur. Néanmoins, dans les commandes dites sans capteur, l'observabilité de l'état de la machine asynchrone aux basses vitesses (faibles fréquences) reste problématique et donc pouvant amener le système vers son instabilité. Cela pourrait être accentué par les problèmes des dérives paramétriques et les bruits de mesures [ZAM18]. Comme illustré dans la référence, la sensibilité d'une boucle de régulation est beaucoup plus liée aux performances du capteur utilisé, entre autres à son raffinement technologique et donc à son coût. Cela pourra être un argument de poids pour sa suppression.

Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour éliminer ce capteur mécanique. La plupart des techniques sont basées sur des estimateurs ou des observateurs faisant appel au modèle de la machine. La commande sans capteur de vitesse doit cependant avoir des performances proches de celle obtenues avec un capteur mécanique. Il est donc important, lors de l'élaboration d'une approche de mesure de vitesse sans capteur de mettre l'accent sur les précisions statiques et dynamiques de l'estimateur en fonction du point de fonctionnement de la machine

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande de vitesse, sans capteur mécanique, d'un moteur asynchrone doublement alimenté par la stratégie DTC en choisissant un filtre de KALMAN étendu comme un observateur de vitesse.

La commande de la MADA s'appuie sur la mesure de ses courants statoriques et rotoriques, la vitesse et la position du rotor, les grandeurs physiques qui doivent fournir des informations suffisantes en qualité et en quantité de l'état de la machine. La position du rotor ainsi que sa vitesse sont généralement obtenues à l'aide d'un codeur incrémental. Outre son coût, ce capteur pose, entre autres, les problèmes suivants :

- Pour ne pas avoir des erreurs de quantifications importantes, le codeur doit être suffisamment précis.
- Pour pouvoir fonctionner dans des environnements hostiles, le codeur doit être protégé contre la poussière et les chocs mécaniques.
- Le codeur sera nécessairement logé entre la charge et l'arbre du moteur. Ceci va induire une augmentation de l'éloignement entre ces deux éléments, donc un accouplement élastique plus long. De plus, il doit supporter les coups des couples imposés par le moteur.

Pour toutes ces raisons, il est intéressant d'étudier la suppression du capteur mécanique et de le remplacer par des estimateurs ou des observateurs de la vitesse basés sur la mesure des grandeurs électriques de la machine.

Nous étudions successivement dans ce chapitre un observateur par un filtre de Kalman étendu (FKE) à la vitesse de rotation de la MADA. Le long de ce chapitre, nous limitons les simulations au cas de la commande de la MADA sans capteur en utilisant un FKE

V.2. Quelques travaux sur l'estimation des grandeurs de la MADA :

Les publications, traitant de l'estimation de la vitesse ou de la position d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée sont abondantes mais ils s'intéressent surtout au fonctionnement en génératrice. Nous présentons, dans ce qui suit, quelques références, jugées intéressantes dans le domaine.

XU, dans [XUL59], traite le contrôle du couple et de la puissance réactive d'une MADA, connectée directement au réseau au stator et alimentée par un convertisseur bidirectionnel au rotor, sans s'en servir d'un capteur de position. L'estimation de l'angle « de couple » δ , angle entre le courant rotorique et le flux magnétisant dans un repère $d-q$ tournant à la vitesse de rotation du champ tournant, est régi par : $\phi_{qm}, \phi_{qr}, \phi_{dm}, \phi_{dr}$.

Les publications, traitant de l'estimation de la vitesse ou de la position d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée sont abondantes mais ils s'intéressent surtout au fonctionnement en génératrice. Nous présentons, dans ce qui suit, quelques références, jugées intéressantes dans le domaine.

XU, dans [XUL59], traite le contrôle du couple et de la puissance réactive d'une MADA, connectée directement au réseau au stator et alimentée par un convertisseur bidirectionnel au rotor, sans s'en servir d'un capteur de position. L'estimation de l'angle « de couple » δ , angle entre le courant rotorique et le flux magnétisant dans un repère $d-q$ tournant à la vitesse de rotation du champ tournant, est régi par:

$$\cos \frac{\hat{\phi}_{qm} i_{qr} + \hat{\phi}_{dm} i_{dr}}{\hat{\phi}_m i_r} \quad \text{avec} \quad \hat{\phi}_m = \sqrt{\phi_{dm}^2 + \phi_{qm}^2}$$

La vitesse de rotation est estimée à partir de la relation d'autopilotage $\omega_r = \omega_e - \omega_s$. Cette méthode a été testée expérimentalement et elle a donné des résultats satisfaisants sauf à faible vitesse. Hopfensperger [HOP00] montre, dans une première partie, les bonnes performances d'une MADA commandée par une orientation du flux au stator et munie d'un capteur de position. Dans une deuxième partie, il propose deux méthodes d'estimation de l'angle : La première est basée sur la mesure des courants au stator tandis que la deuxième est basée sur une mesure des puissances active et réactive au stator. Il montre expérimentalement que son estimation fonctionne en générateur et en moteur avec une résolution de 0.90.

Dans [POD04] et [POD06], Poddar s'intéresse à la MADA alimentée par deux onduleurs avec une nouvelle loi de répartition de fréquence entre le stator et le rotor dans le but d'améliorer la commande sans capteurs mécaniques. La limitation de la fréquence minimale de fonctionnement de l'onduleur rend négligeable l'effet des variations paramétriques. Dans sa commande sans capteur, il commence par estimer l'angle que fait le flux rotorique avec le repère statorique ρ_{mr} , puis il en déduit sa vitesse de rotation ω_{mr} , la vitesse de rotation du rotor sera donnée par $\omega_e = \omega_{mr} - \omega_r$ ou ω_r est la pulsation des grandeurs rotoriques. C'est une estimation en boucle ouverte d'après la loi d'autopilotage.

Cardenas étudie, dans [CAR05], l'estimation de la vitesse et de la position, par la méthode de MRAS, d'une MADA fonctionnant en génératrice et débitant sur une charge isolée. Une modélisation de l'estimateur par la méthode des petits signaux permet de fixer les paramètres du mécanisme d'adaptation. Une étude de la sensibilité de l'estimateur aux variations paramétriques est introduite et une réalisation expérimentale vient valider son étude.

Ghosn, dans [GHO02], propose une version modifiée de l'estimateur MRAS, capable de fournir en même temps la position du rotor et la résistance statorique, paramètre au quel l'estimateur MRAS classique est très sensible, d'une MADA opérant en mode moteur. Ses simulations montrent que la convergence de l'estimation de la résistance au stator dépend de la vitesse de rotation de la machine.

V.3. Problématique des commandes sans capteur de vitesse :

Les applications industrielles modernes utilisant les variateurs de vitesse exigeants des hautes performances dynamiques et statiques. Cela est donc conditionné par une parfaite connaissance de la position et du module du flux et/ou de la vitesse de la machine. Cette connaissance peut parvenir du retour de l'information recueillie par des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique des signaux physiques captés [GHO02]. Notamment, pour les petites puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement.

La commande sans capteur mécanique (en anglais, *sensorless control*), sans mesure directe de la grandeur mécanique, est devenue une thématique importante et attrayante dans les perspectives industrielles. La présence des capteurs dans les variateurs électroniques de vitesse peut réduire leur robustesse et leur fiabilité tout en augmentant le coût et la complexité des montages [GHO00]. Ainsi, le capteur mécanique de vitesse sera substitué par un algorithme de calcul donnant l'estimation de la vitesse. Il est impératif que les performances requises de cette estimation soient proches, ou similaires, à celles données par le capteur physique, entre autre la simulation d'une commande type doit passer d'abord par la considération du capteur. Néanmoins, dans les commandes dites sans capteur, l'observabilité de l'état de la machine à induction aux basses vitesses (faibles fréquences) reste problématique et donc pouvant amener le système vers son instabilité. Cela pourrait être accentué par les problèmes des dérives paramétriques et les bruits de mesures [ZAM81]. Comme illustré dans la référence, la sensibilité d'une boucle de régulation est beaucoup plus liée aux performances du capteur utilisé, entre autres à son raffinement technologique et donc à son coût. Cela pourra être un argument de poids pour sa suppression.

Une grande partie des méthodes d'estimation proposées dans la littérature est basée sur des estimateurs qui dépendent du modèle de la machine asynchrone. Selon les graphes *Signal flow* de Holtz [ZAM81], les *f.e.m.* développées dans la machine véhiculent théoriquement l'information recueillie sur la vitesse au niveau du stator. En général, la vitesse mécanique peut être calculée via la connaissance sur le flux à partir des tensions et des courants statoriques. Par exemple, le flux obtenu par un observateur de Luenberger d'ordre plein permet, dans ce cas, la loi d'adaptation permettant d'estimer la vitesse utilise le produit croisé de l'erreur du vecteur courant et du vecteur flux observé comme entrée.

Il demeure que les difficultés principales des méthodes d'estimation de la vitesse de la MAS reposant sur son modèle restent liées aux problèmes d'observabilité à basse fréquence (en particulier à fréquence nulle) et de robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique. L'estimation est donc performée par les techniques d'injection des signaux hautes fréquences pour pouvoir localiser la position du rotor, donc la vitesse. Seulement, l'emploi

de ces techniques nécessite des méthodes de traitement du signal très performantes, ce qui ne peut être souvent envisageable. Ces techniques promettent de donner de meilleurs résultats dans le domaine des basses vitesses y compris à l'arrêt. Dans le contexte, des méthodes sans modèle, on pourra penser que les techniques utilisant l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, pourront lever ce défi de l'estimation à basse vitesse par leur efficacité à résorber les problèmes liés aux erreurs de modélisation et aux incertitudes paramétriques.

V.4. méthodes d'estimation de la vitesse :

V.4.1. Estimation de la vitesse avec modèle de la machine :

V.4.1.1. Méthode à base d'estimateur :

Les estimateurs connus longtemps, s'appuient sur la duplication du modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel. Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine à induction. La relation de fréquence fondamentale de la machine asynchrone $\omega_s = \omega_r + \omega$ est utilisée pour estimer la vitesse du rotor. En effet, les fréquences du moteur sont estimées à partir des valeurs observées du flux et à partir des courants statoriques mesurés.

L'estimateur de vitesse utilisant la relation d'autopilotage, est le plus simple parmi les différents modèles d'estimateurs. Cependant, dû à sa structure de boucle ouverte, sa précision et ses performances dynamiques sont limitées aux basses vitesses. D'ailleurs, le calcul de la pulsation de glissement et de la vitesse dépend des paramètres du moteur, qui dépendent de la température et de la saturation [ZAM81].

✓ Système adaptatif avec modèle de référence MRAS :

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par Schauderen 1989 [SCH89], par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux [ZAM81]. Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la figure (IV.1) se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes variables du moteur, le premier est un modèle de référence que constitue le moteur asynchrone et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs de flux est utilisée pour corriger l'estimation de vitesse. L'erreur entre les sorties des estimateurs peut être sous plusieurs formes:

- Erreur entre le flux estimé par les modèles en courant et en tension,
- Erreur résultante de la multiplication croisée entre les *fems* estimées Cette méthode a pour avantage l'élimination de l'intégration pure du modèle en tension.
- Erreur résultante de la multiplication croisée entre l'erreur de courants statoriques et les flux rotoriques estimés.

Néanmoins, l'inconvénient majeur de l'estimation de vitesse basée sur MRAS est sa forte sensibilité aux paramètres de la machine. Pour cela, plusieurs travaux ont proposé des techniques d'adaptation en ligne la résistance statorique ou bien l'adaptation en ligne de la résistance rotorique .De plus, le modèles-en courant est sensible à la constante de temps rotorique et que son adaptation en même temps que l'estimation la vitesse est difficile, plusieurs recherches ont été développés pour palier à ce problème. Dans les références ont proposé d'ajouter des composantes alternatives de faible fréquence aux courants statoriques

ou d'adapter la constante de temps rotorique après une période dans laquelle la vitesse est stabilisée [BOU09].

V.4.1.2. Méthode à base d'observateur :

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système. En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable. Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse. Les algorithmes d'observation font l'utilisation du modèle analytique de la machine permettant l'estimation de la vitesse et du flux de rotor à partir des courants et des tensions du stator. Parmi les méthodes d'observation, on peut citer les observateurs déterministes (observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet), le filtre de Kalman et l'observateur à structure variable par mode glissant. Bien que de telles approches mènent à des performances différentes en regard du degré de complexité algorithmique et des efforts de calculs, elles offrent généralement de bonnes performances dans une gamme à vitesse assez large mais ne peuvent estimer les très basses vitesses d'une manière stable.

a) Observateurs déterministes :

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit ou seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les observateurs présentent une entrée supplémentaire qui assure éventuellement la stabilité exponentielle de la reconstruction, et impose la dynamique de convergence. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain. Il existe aussi une autre gamme d'observateurs adaptatifs dont le calcul de la matrice gain de correction s'effectue par la méthode de Lyapov [BOU09]. Parmi les chercheurs qui ont travaillé dans ce thème, il y'a ceux qui se sont basés sur le modèle biphasé d'ordre 4 ou 2 de la machine à induction (équation mécanique ignoré), ce qui suppose la séparation entre les modes électriques et le mode mécanique et donc la vitesse est considérée comme un paramètre et non un état. L'autre type de chercheurs, ont utilisé des observateurs d'ordre complet en considérant la vitesse comme un état et non un paramètre. Ces observateurs sont sensibles aux variations de la résistance statorique, ce qui dégrade fortement l'observation aux basses vitesses. En effet, les observateurs d'ordre complet avec des dispositifs d'adaptation des paramètres de type résistif, semblent être la meilleure solution du point de vue compromis robustesse souhaitée et complexité lors de l'implantation [BOU09].

b) Filtre de Kalman :

Le filtre de Kalman est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. Plusieurs travaux ont déjà enrichi ce sujet en donnant des solutions d'observateurs d'ordre complet (ordre 5; en considérant la vitesse comme un état) ou d'ordre réduit (exemple ordre 3). Ces solutions sont aussi sensibles aux variations de résistance rotorique et notamment lors des fonctionnements en basse vitesse. Dans la référence [BOU09], l'auteur a soulevé le problème d'insensibilité de la résistance rotorique en utilisant un filtre de Kalman étendu à la résistance rotorique permettant ainsi de compenser l'effet de la dérive de la résistance rotorique sur les boucles du flux et du couple.

Malheureusement, cet observateur a quelques inconvénients inhérents, tels que l'influence de caractéristiques du bruit et le fardeau de calcul [BOU09]. Pour une bonne exploitation de l'algorithme du filtre de kalman, il est donc nécessaire de rechercher des modèles étendus et réduits de la machine à induction dans le but d'estimer le flux rotorique, la résistance rotorique et la vitesse de rotation, ce qui semble être une solution délicate dans une commande en boucle fermée.

c) Observateur à structure variable (Mode glissant) :

Les observateurs par mode glissant sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains. Ils ont également les mêmes dispositions robustes que les contrôleurs par mode glissant. Pour les deux dernières décennies, beaucoup de chercheurs ont proposé différents algorithmes basés sur les modes glissants [ZAM81], ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, dont l'annulation définit la surface de glissement.

Préservant les principaux avantages de la commande par mode glissant tels que les propriétés de convergence en temps fini ou de robustesse par rapport aux incertitudes [ZAM81], ils garantissent une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections du modèle ou d'organes de commande. Benchaïba a proposé une commande et une observation d'un moteur à induction en utilisant la technique par mode glissant, le modèle d'observateur est une copie du système original, qui a des gains correcteurs avec des limites de commutation. Turnisé et autres [BOU09] a présenté un observateur adaptatif par mode glissant pour la commande à flux orienté sans capteur de la machine à induction, l'observateur détecte les composants de flux de rotor dans le référentiel stationnaire par des équations électriques du moteur, ainsi il a identifié la vitesse par une relation additionnelle obtenue par une fonction de Lyapunov. Dans les travaux de Derdiyok et autres [BOU09], la vitesse a été considérée comme un paramètre, et pour soulever le problème de la variation paramétrique une estimation de la résistance rotorique a été faite.

V.4.2. Estimation de la vitesse sans modèle de la machine :

L'estimation de vitesse sans modèle de machine est considérée récemment, comme approche la plus appropriée, particulièrement à vitesse réduite. Elle est rendue possible par la présence dans les harmoniques des courants et des tensions des composants comportant un multiple angulaire de la vitesse du rotor, d'autres approches sont basées sur les techniques de l'intelligence artificielle (réseaux de neurones, logique floue, algorithme génétique, etc.) [BAG99].

V.4.2.1. Méthode d'harmonique d'encoches :

Cette méthode est basée sur la détection des harmoniques des encoches du rotor dans les tensions statoriques. En effet, la présence des encoches du rotor et du stator dans le circuit magnétique des moteurs à induction produit des harmoniques d'espace des encoches sur la tension du stator quand le rotor tourne. La vitesse peut être déterminée, en mesurant l'amplitude ou la fréquence angulaire des harmoniques d'encoches. En fait, de tels harmoniques, généralement, comportent une amplitude réduite et disparaissent à la vitesse très basse [BAG99]. Dans la pratique, l'application de telle méthode à vitesse réduite, est une tâche tout à fait complexe, alors qu'à grande vitesse, ils donnent des résultats semblables aux techniques avec modèle.

V.4.2.2. Méthode d'injection des signaux :

Une deuxième technique directe pour l'estimation de la vitesse utilise l'injection d'un signal sinusoïdal à haute fréquence dans les composantes des tensions ou des courants, ceci afin d'enrichir le contenu harmonique de la tension qui permettra d'estimer correctement la vitesse dans le point de fonctionnement difficile (pulsation statorique très faible). Cette technique est considérée récemment comme une approche la plus appropriée, particulièrement dans la gamme des vitesses réduites [BOU09].

Les approches basées sur l'injection des signaux à hautes fréquences donnent de bonne précision d'estimation de vitesse à n'importe quelle fréquence. D'un autre côté, ces approches ont besoin d'une précision élevée dans la mesure physique et augmente la complexité du calcul et de matériels concernant la structure du contrôle.

V.4.2.3. Méthodes d'intelligence artificielle :

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux neurones sont tous des techniques de calcul numérique à base d'intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l'informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l'ingénierie. Les techniques d'intelligence artificielle se divisent en deux grandes catégories, soit le calcul de précision, soit le calcul approximatif. Les approches utilisant des systèmes experts sont des exemples du calcul de précision tandis que la logique floue, les réseaux neuroniques et les algorithmes génétiques sont tous des exemples de calcul approximatif.

Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes.

Dans la référence [BOU09], une étude comparative entre l'estimation de vitesse par un observateur adaptatif et par un observateur à réseau de neurones dynamique, fut menée et il ressort que l'observateur à réseau de neurones semble très prometteur car sa réponse est plus rapide et plus précise, sa robustesse est très bonne même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique.

V.5. Estimation de la vitesse de la MADA par Filtre de Kalman:

Il faut bien spécifier que les techniques d'estimation de la vitesse à base d'observateur (ou d'estimateur) d'état passe d'une manière ou d'autre, par l'observation(ou l'estimation) du flux, grandeur difficilement accessible à la mesure physique directe. Théoriquement, avec ces méthodes, l'observabilité de la vitesse liée à celle du flux, peut être énormément réduite aux vitesses (ou fréquence) faibles, où l'on peut avoir la cessation du phénomène d'induction dans la machine. De plus de la présence du bruit de mesure et du temps du retard des commandes et d'exécution des calculs d'estimations, pour en réduire davantage cette observabilité de la vitesse pour les fonctionnements basse vitesse. Ainsi, il est à penser que l'usage de la logique floue dans une technique d'observation avec modèle pourra résorber certains de ces aléas susmentionnés.

Remarques

- La conception de l'observateur de flux suppose la vitesse de rotation de la machine constante entre deux pas de calcul. Si cette condition n'est pas respectée, les performances

de l'estimateur seront fortement dégradées.

• Cet estimateur est trop sensible aux variations paramétriques de la machine, surtout à celle de la résistance statorique. Pour pallier ce problème, il sera possible de construire des estimateurs étendus à ces paramètres afin de réduire l'erreur d'estimation[SAL07]

V-5-1 Principe du Filtre de Kalman Étendu(FKE)

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physique mesurables. Il repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. Ce filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, il prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courants, flux et vitesse). Cette prédiction est effectuée en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état. Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés [ZAI92]

V-5-2 Application du FKE à la MADA :

La méthode du FKE est basée sur une représentation d'état des régimes dynamiques de la machine . Pour l'implantation de notre observateur dans la commande une discrétisation du modèle est requise. Selon la méthode de discrétisation et de la période d'échantillonnage, une source de bruit supplémentaire est ajoutée aux erreurs de modélisation .Par conséquent, il est important de vérifier la pertinence de ces résultats dans le cas discret [SAH03], [COM01].

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état afin d'implémenter l'algorithme du FKE sont les suivantes[BEN18, CHA04]:

- Sélection du modèle de la MADA.
- Discrétisation du modèle du système.
- Détermination des matrices de covariances des bruits R, Q et d'état P.

V-5-2.1 Modèle d'état étendu de la MADA

Le FKE comme n'importe quel observateur est basé sur le modèle du système. Dans cette partie nous présenterons le modèle dynamique de la MADA étendu à la vitesse de rotation électrique. Donc le modèle d'état étendu du système est décrit par l'équation différentielle d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s} \omega \\ -\frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & \frac{-M}{\sigma L_r} \omega & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & -\frac{1}{\sigma} \omega \\ \frac{M}{\sigma L_r} \omega & \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma} \omega & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \\ \Omega \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (V.1)$$

L'équation de sortie :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} & I_{\beta s} & I_{\alpha r} & I_{\beta r} & \Omega \end{bmatrix}^T \quad (V.2)$$

$$\dot{x} = f(x, u) = Ax + Bu \quad (V.3)$$

$$y = h(x) = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T \quad (V.4)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r} \ \omega]^T \quad (V.5)$$

$$u = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s} \ v_{\alpha r} \ v_{\beta r}]^T$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 p \Omega & a_3 & a_4 p \Omega & 0 \\ -a_2 p \Omega & a_1 & -a_4 p \Omega & a_3 & 0 \\ a_5 & -a_6 p \Omega & a_7 & -a_8 p \Omega & 0 \\ a_6 p \Omega & a_5 & a_8 p \Omega & a_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & b_2 \\ b_2 & 0 & b_3 & 0 \\ 0 & b_2 & 0 & b_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (V.6)$$

Où les paramètres ai et bi sont donnés par:

$$a_1 = -\frac{R_s}{\sigma L_s}; \quad a_2 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma}; \quad a_3 = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r}; \quad a_4 = \frac{M}{\sigma L_s}; \quad a_5 = \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r},$$

$$a_6 = \frac{-M}{\sigma L_r}, \quad a_7 = -\frac{R_r}{\sigma L_r}, \quad a_8 = \frac{1}{\sigma}$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad b_2 = -\frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad b_3 = \frac{1}{\sigma L_r}$$

Donc le modèle de la MADA est représenté par le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = g[X(t), U(t), t] \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (V.7)$$

V.5.2.2. Discrétisation du modèle du système

Le modèle discret de la MADA se déduit du modèle continu, le choix de la méthode et le pas de discrétisation sont le compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul . On suppose que la période d'échantillonnage « T » est assez petite devant le temps de réponse, on peut exprimer la dérivé de la variable d'état par :

$$\dot{X}(t) = \{X[(k+1)T] - X[(k)T]\} / T \quad (V.8)$$

Avec : $kT \leq t \leq (k+1)T$

Le système discret qui détermine le comportement du filtre continu à des instants discrets (kT) est nécessaire pour l'implémentation du FKE en temps réel.

En suppose que l'entrée de commande $U(kT)$ est constante entre les instants d'échantillonnage actuel $[kT]$ et prochains $[(k+1) T]$ donc le modèle d'état discret est exprimé par [PEN02] :

$$\begin{cases} X[(k+1)T] = X[kT] + Tg\{X[kT], kT\} \\ Y[kT] = CX[kT] \end{cases} \quad (V.9)$$

D'où on peut écrire :

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] \\ Y(k) = CX(k) \end{cases} \quad (V.10)$$

Où kT est remplacé par k pour une simplification d'écriture.

Avec : $f = [X(k), U(k), k] = [f_1, f_2, f_3, f_4, f_5]$

En utilisant l'équation (IV.5) on aura :

$$\begin{cases} f_1 = (1 + a_1T) \cdot I_{\alpha s}(k) + a_2p\Omega T \cdot I_{\beta s}(k) + a_3T \cdot I_{\alpha r}(k) + a_4p\Omega T \cdot I_{\beta r}(k) + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{\alpha s} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \cdot V_{\alpha r} \\ f_2 = -a_2p\Omega T \cdot I_{\alpha s}(k) + (1 + a_1T) \cdot I_{\beta s}(k) - a_4p\Omega T \cdot I_{\alpha r}(k) + a_3T \cdot I_{\beta r}(k) + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{\beta s} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \cdot V_{\beta r} \\ f_3 = a_5T \cdot I_{\alpha s}(k) - a_6p\Omega T \cdot I_{\beta s}(k) + (1 + a_7T) \cdot I_{\alpha r}(k) - a_8p\Omega T \cdot I_{\beta r}(k) - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \cdot V_{\alpha s} + \frac{1}{\sigma L_r} \cdot V_{\alpha r} \\ f_4 = a_6p\Omega T \cdot I_{\alpha s}(k) + a_5T \cdot I_{\beta s}(k) + a_8p\Omega T \cdot I_{\alpha r}(k) + (1 + a_7T) \cdot I_{\beta r}(k) - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \cdot V_{\beta s} + \frac{1}{\sigma L_r} \cdot V_{\beta r} \\ f_5 = p\Omega T(k) \end{cases} \quad (V.11)$$

Le modèle discret de la machine en forme étendu devient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{\alpha s}(k+1) \\ I_{\beta s}(k+1) \\ I_{\alpha r}(k+1) \\ I_{\beta r}(k+1) \\ \omega(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (1 + a_1T) & a_2p\Omega T & a_3T & a_4p\Omega T & 0 \\ -a_2p\Omega T & (1 + a_1T) & -a_4p\Omega T & a_3T & 0 \\ a_5T & -a_6p\Omega T & (1 + a_7T) & -a_8p\Omega T & 0 \\ a_6p\Omega T & a_5T & a_8p\Omega T & (1 + a_7T) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s}(k) \\ I_{\beta s}(k) \\ I_{\alpha r}(k) \\ I_{\beta r}(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} + \\ T \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (V.12)$$

$$Y_k = h(X_k) = C_k X_k \quad (V.13)$$

Où A_k , B_k et C_k sont respectivement la matrice discrétisée du système, la matrice d'entrée et

$$\text{la matrice de sortie, tel que : } \begin{cases} A_k = I + T \cdot A \\ B_k = B \cdot T \\ C_k = C \end{cases} \quad (V.14)$$

Où T est la période d'échantillonnage et I est une matrice d'identité .

$$\left\{ \begin{array}{l} A_k = \begin{bmatrix} 1 + a_1 T & a_2 p \Omega T & a_3 T & a_4 p \Omega T & 0 \\ -a_2 p \Omega T & 1 + a_1 T & -a_4 p \Omega T & a_3 T & 0 \\ a_5 T & -a_6 p \Omega T & 1 + a_7 T & -a_8 p \Omega T & 0 \\ a_6 p \Omega T & a_5 T & a_8 p \Omega T & 1 + a_7 T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ B_k = T \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (V.15)$$

$$X_k = \begin{bmatrix} I_{\alpha s}(k) \\ I_{\beta s}(k) \\ I_{\alpha r}(k) \\ I_{\beta r}(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix}, \quad X_{k+1} = \begin{bmatrix} I_{\alpha s}(k+1) \\ I_{\beta s}(k+1) \\ I_{\alpha r}(k+1) \\ I_{\beta r}(k+1) \\ \omega(k+1) \end{bmatrix}, \quad U_k = \begin{bmatrix} V_{\alpha s}(k) \\ V_{\beta s}(k) \\ V_{\alpha r}(k) \\ V_{\beta r}(k) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s}(k+1) \\ I_{\beta s}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [V_{\alpha s}(k) \ V_{\beta s}(k) \ V_{\alpha r}(k) \ V_{\beta r}(k) \ \Omega(k)]^T \quad (V.16)$$

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) \end{cases} \quad (V.17)$$

V.5.2.3. Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état

En pratique, la MADA ne peut être représentée parfaitement par le modèle (V.12), pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, le modèle stochastique suivant est introduit [AKI01] :

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] + b_{rs}(k) \\ Y(k) = CX(k) + b_{rm}(k) \end{cases} \quad (V.18)$$

Où $f[X(k), U(k), k]$ est définie dans le paragraphe précédant et b_{rs} et b_{rm} sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisés par leurs valeurs moyenne nulles.

Le filtre de Kalman considère la matrice de covariance de du vecteur d'état P et les matrices de covariances des vecteurs des bruits de système et de mesure comme les suivantes :

$$\begin{cases} COV(b_{rs}) = E\{b_{rs} b_{rs}^T\} = Q \\ COV(b_{rm}) = E\{b_{rm} b_{rm}^T\} = R \end{cases} \quad (IV.19)$$

On suppose que Q et R sont diagonaux, et de (5,5), les paramètres dans les axes α et β sont les mêmes, il suit de cela que quatre éléments de covariance doivent être connus.

V.5.2.4. Implantation de l’algorithme du FKE discret

V.5.2.4.1. Présentation du FKE

Maintenant que le modèle du système est considéré en présence des incertitudes d’état et de mesure, l’algorithme de FKE peut être exécuté en utilisant une structure de prédiction – correction illustrée par la figure suivante [LIT98]:

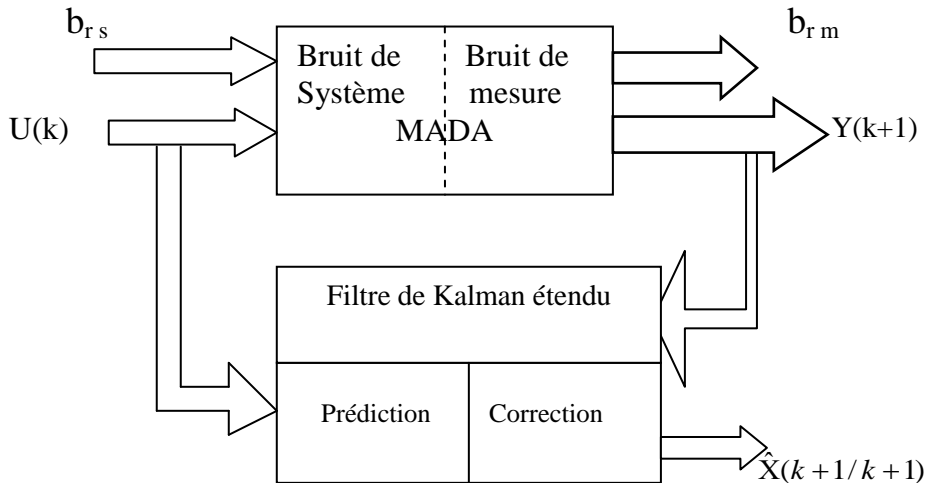


Figure 5. 1: Structure du filtre de Kalman étendu.

V.5.2.4.2. Initialisation du vecteur d’état et des matrices de covariances

L’état initial du système X_0 et les matrices initiales de covariance Q_0 et R_0 sont placés ainsi que la valeur initiale de la matrice de covariance P_0 . Cette dernière peut être considérée comme diagonale, où tous les éléments sont égaux [CHA04],[AKI02]. Les valeurs initiales de ces matrices de covariances reflètent le degré de connaissance des états initiaux.

On distingue deux étapes pour la réalisation de l’algorithme du FKE, la première est la prédiction, la seconde la correction (ou filtrage), ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d’état et des matrices de covariances [LIT98], [BAC02], [COM02].

V.5.2.5. Phase de prédiction

✓ Calcul de la prédiction du vecteur d’état :

L’objectif de cette étape est de construire une première estimation du vecteur d’état à l’instant $(k+1)$:

$$\hat{X}(k+1/k) = f[\hat{X}(k/k), U(k), k] \tag{V.20}$$

Ainsi, cette mesure d’état permet de prédire la sortie :

$$\hat{Y}(k+1/k) = C\hat{X}(k+1/k) \tag{V.21}$$

✓ Calcul de la matrice de prédiction de covariance du filtre :

Cette matrice doit être réactualisée, elle est donnée par la formule suivante :

$$P(k+1/k) = A(k) P(k/k) A^T(k) + Q \quad (V.22)$$

Tel que: $A(k) = \frac{\partial f}{\partial x}$

$$A(k) = \begin{bmatrix} (1+a_1T) & 0 & a_2T & a_3p\Omega(k/k)T & a_3T\phi_{\beta_r}(k) \\ 0 & (1+a_1T) & -a_3p\Omega(k/k)T & a_2T & -a_3T\phi_{\alpha_r}(k) \\ a_4T & 0 & (1+a_5T) & -pT\Omega(k/k) & T\phi_{\beta_r}(k) \\ 0 & a_4T & pT\Omega(k/k) & (1+a_5T) & T\phi_{\alpha_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (V.23)$$

V.5.2.6. Phase de correction

✓ Calcul du gain de Kalman à l’instant (k+1) :

Le gain du filtre de Kalman est donnée par :

$$K(k+1) = P(k+1/k) C^T [C P(k+1/k) C^T + R]^{-1} \quad (V.24)$$

Ce gain est choisi pour réduire au minimum la variance d’erreur d’estimation des états à estimés.

✓ Estimation du vecteur d’état à l’instant (k+1)

En fait la phase de prédiction permet d’avoir un écart entre la sortie mesurée $Y(k+1)$ et la sortie prédite $\hat{Y}(k+1/k)$. Pour améliorer l’état il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l’intermédiaire du gain K , en minimisant la variance de l’erreur. Donc on obtient la nouvelle valeur du vecteur d’état estimé à l’instant (k+1) [COM02],[MOR05] :

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K(k+1) [Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k)] \quad (V.25)$$

✓ Calcul de la covariance d’erreur :

$$P(k+1/k+1) = \{I - K(k+1) C\} P(k+1/k) \quad (IV.26)$$

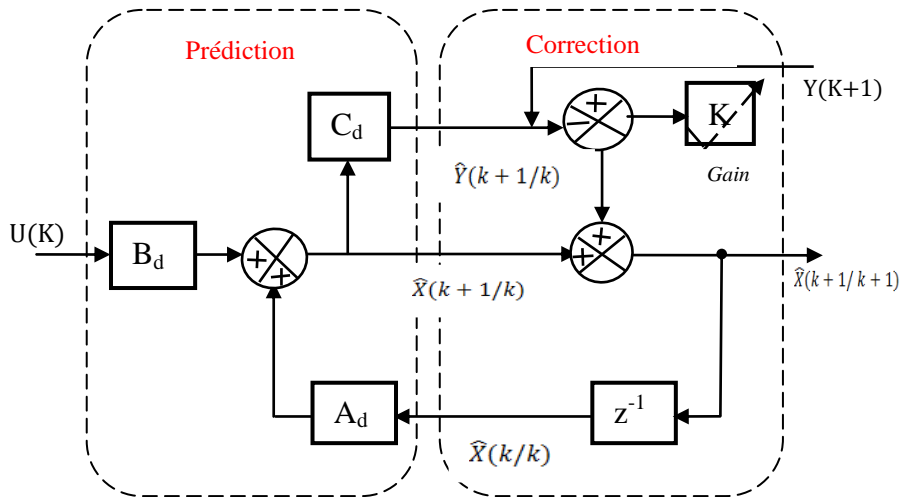


Figure. 5. 2: Représentation de l’algorithme du filtre de Kalman.

V.5.3. Structure générale de la FOC sans capteur par FKE

Le schéma de la **Figure. V .7** montre à une structure de la commande FOC sans capteur de vitesse en utilisant un FKE . Dans ce schéma de commande, la majorité des fonctions sont restées les mêmes que celles dans la FOC étudiée au chapitre II, sauf que le capteur soit éliminé et remplacé par un FKE qui estime la vitesse à partir des tensions et des courants en $\alpha\beta$ de la machine .

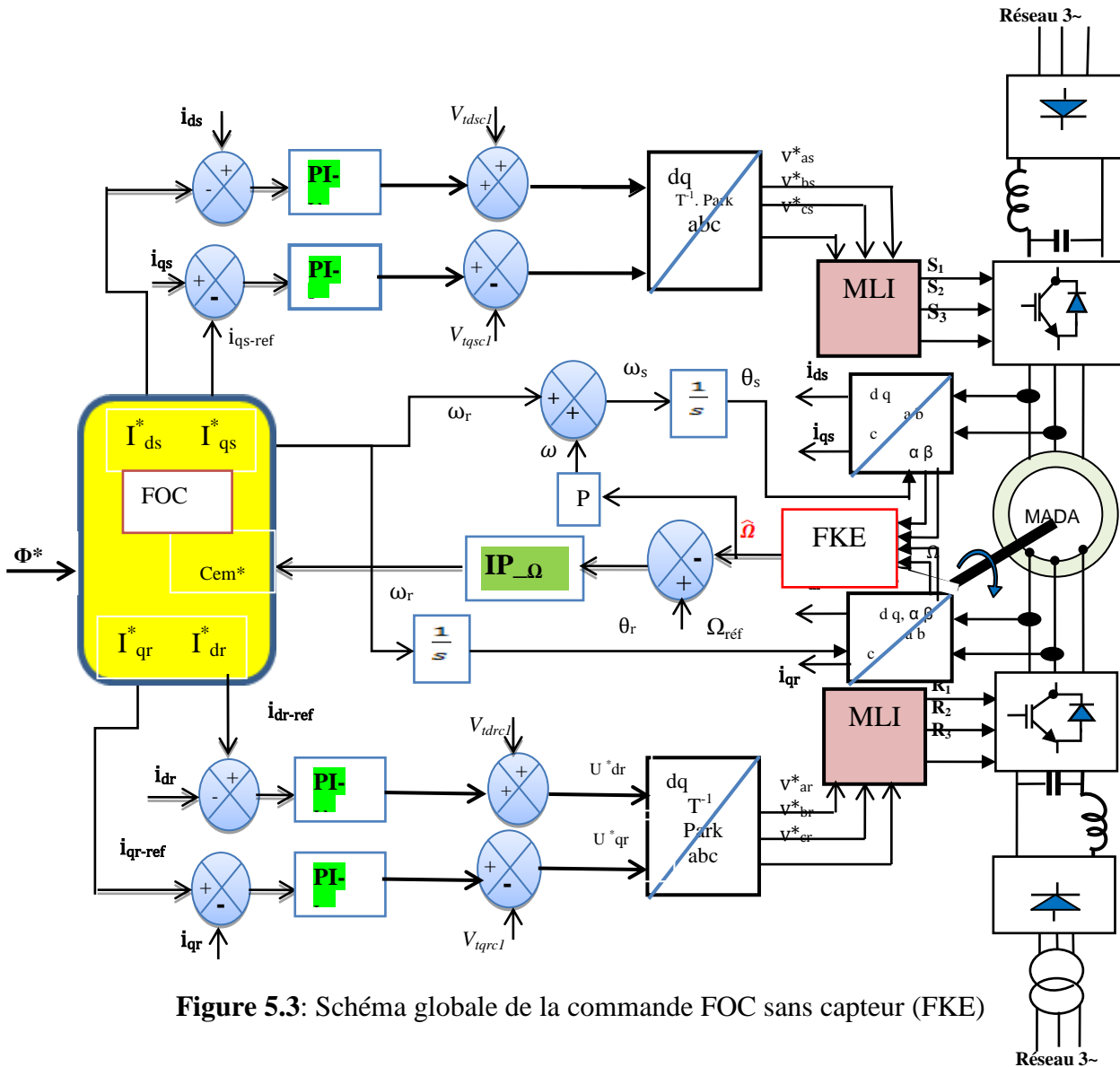


Figure 5.3: Schéma globale de la commande FOC sans capteur (FKE)

V.5.4. Résultats de simulation

Les simulations sont faites en utilisant la même machine et la même technique de commande précédemment appliquée. On a choisi deux cas de test pour cette commande sans capteur de

vitesse le cas sain de la MADA et le cas dégradé avec reconfiguration de la commande comme étant une MAS après avoir un court-circuit des enroulements du rotor .

a) Cas sain de la MADA

le cycle de fonctionnement choisi est mentionné sur le tableau suivant :

| Etape | Instant en s |
|--|--------------|
| • Magnétisation de la machine. | 0.00 |
| • Application d'une consigne de vitesse de 150 rad/s. | 0.1 |
| • Application d'un couple de charge nominal de 30 N.m | 0.5 |
| • Inversion du sens de rotation de 150 rad/s à -150 rad/s. | 1 |
| • Inversion d'un couple de charge de 30 N.m à -30 N.m. | 1 |

Tableau 5.1: Cycle d'un fonctionnement de la MADA commandée par FOC sans capteur par FKE

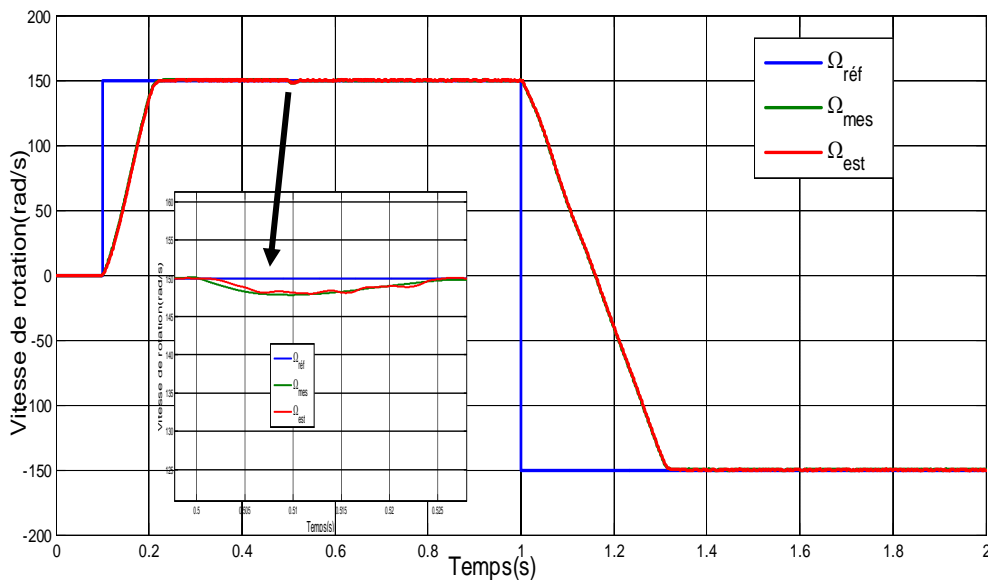


Figure 5.4.a Réponse de la vitesse d'une MADA commandée par FOC avec FKE

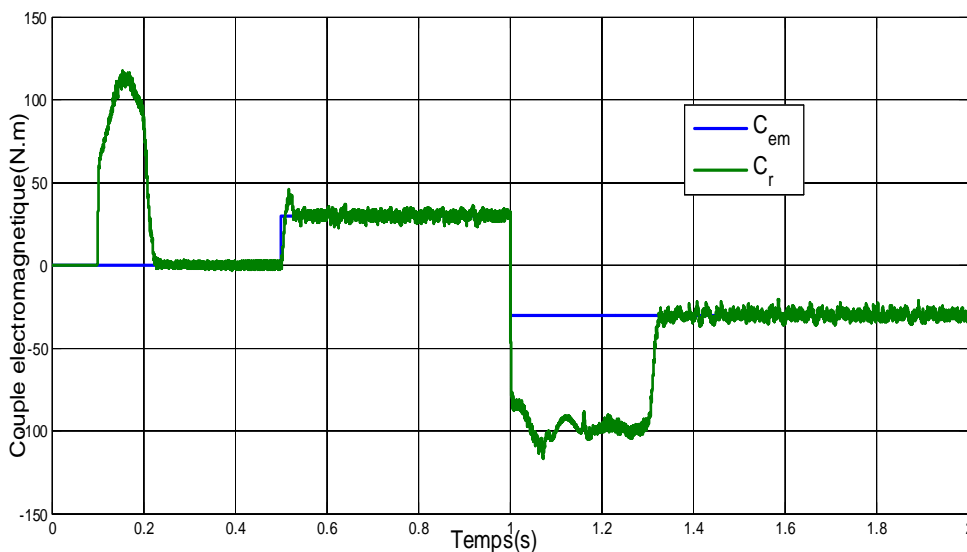


Figure 5.4.b. Couple d'une MADA commandée par FOC avec FKE

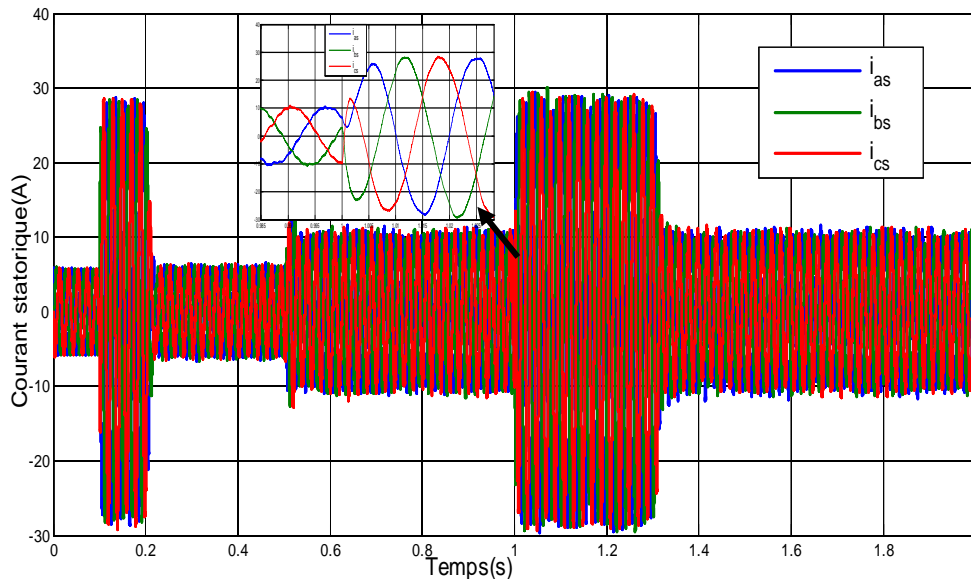


Figure 5.4.c Courant statorique d'une MADA commandée par FOC avec FKE

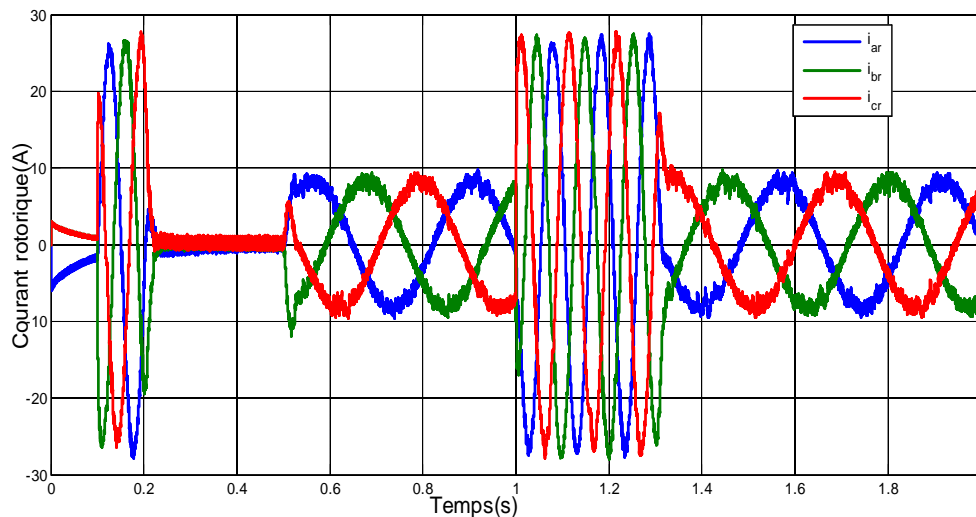


Figure 5.4.d Courant rotorique d'une MADA commandée par FOC avec FKE

Figure 5.4: Simulation de la FOC sans capteur (par FKE) avec inversion de sens de rotation

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation de vitesse par le filtre de Kalman étendu dans la commande vectorielle FOC sans capteur de vitesse et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à ces tests de simulation: démarrage à vide avec introduction de couple de charge suivi par l'inversion de sens de rotation en même temps le couple de charge est inversé(voir Fig 5.4) On remarque que la vitesse de rotation de la machine (Fig 5.4.a) suit nettement sa référence et même la vitesse estimée par le filtre de Kalman. Le couple électromagnétique (Fig 5.4.b) suit aussi sa référence et ne subit aucune distorsion. Les courants statorique et rotorique (Fig 5.4.c et d) de la machine sont presque sinusoïdaux pareils à ceux dans la FOC avec capteur de vitesse. Ces Figures illustrent l'évolution des courants statorique i_s et rotorique i_r

avec l'état dynamique de la machine : régime transitoire, application du couple de charge et inversion du sens de rotation.

b) Cas dégradé de la MADA

Cette fois on va introduire la reconfiguration de la commande suite à un défaut de l'alimentation du rotor et la MADA devient comme une MAS à cage.

Le cycle de fonctionnement choisi est mentionné sur le tableau suivant :

| Etape | Instant en s |
|--|--------------|
| • Magnétisation de la machine. | 0.00 |
| • Application d'une consigne de vitesse de 150 rad/s. | 0.1 |
| • Application d'un couple de charge nominal de 30 N.m | 0.5 |
| • Reconfiguration de la commande d'une MADA à une MAS. | 1 |

Tableau 5.2: Cycle d'un fonctionnement de la MADA commandée par FOC avec reconfiguration sans capteur par FKE

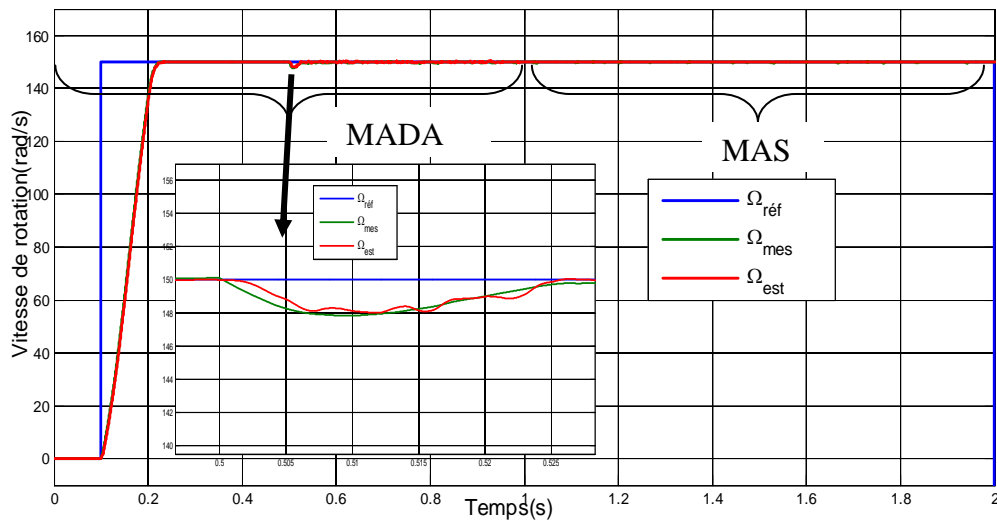


Figure 5.5.a. Vitesse d'une MADA commandée par FOC avec FKE

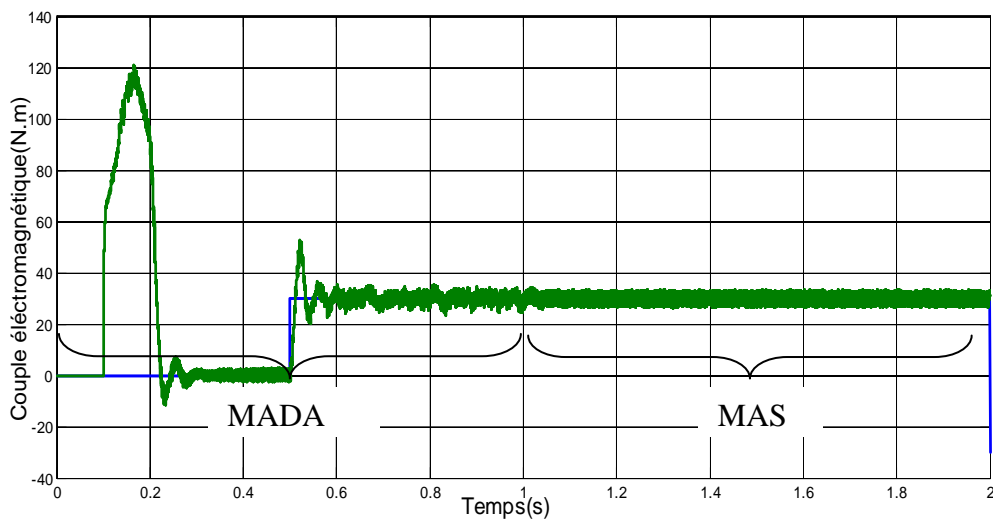


Figure 5.5.b Couple C_{em} d'une MADA commandée par FOC avec FKE

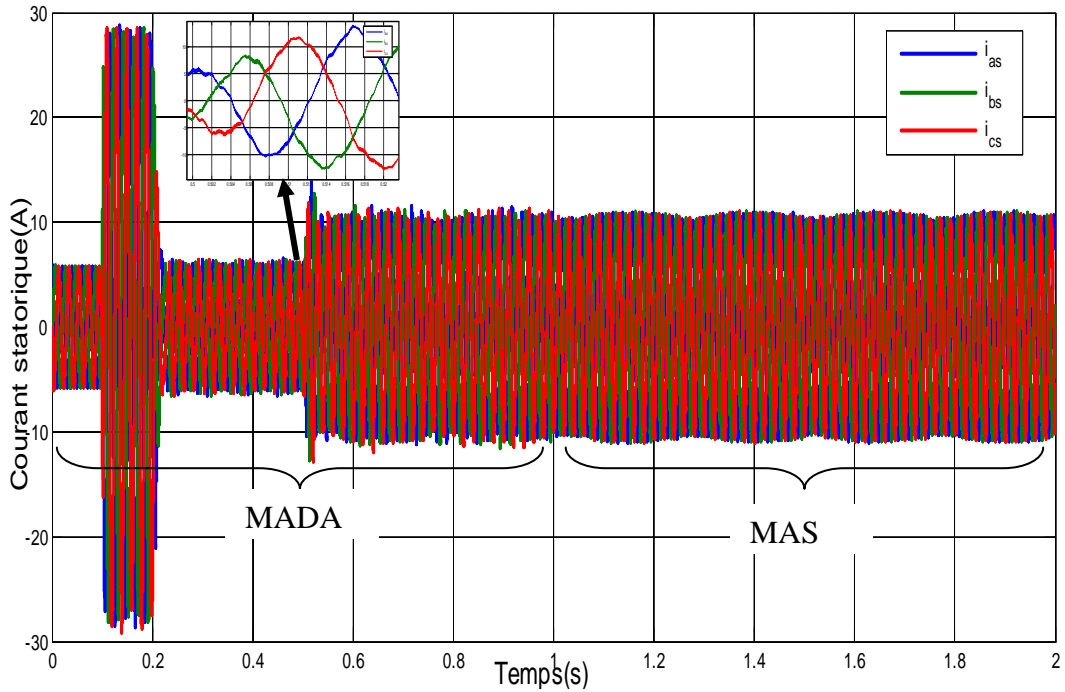


Figure 5.5.c Courant statorique d'une MADA commandée par FOC avec FKE

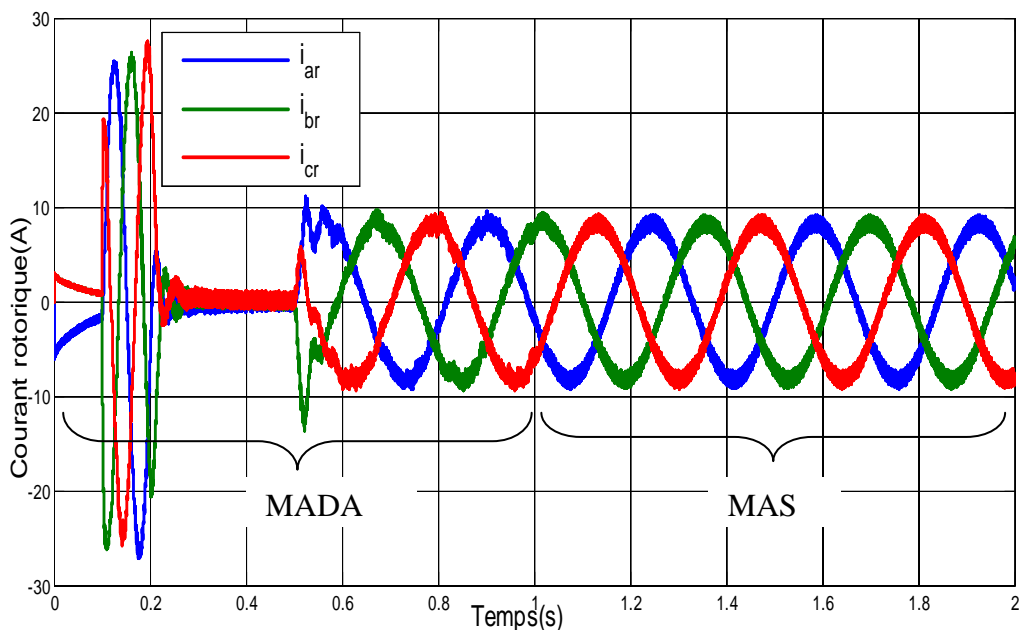


Figure 5.5.d Courant rotorique d'une MADA commandée par FOC avec FKE

Figure 5.5. Résultats de reconfiguration d'une FOC_MADA à une FOC_MAS par FKE

La Figure 5.5.a montre que la vitesse de rotation de la machine suit nettement sa référence avant et après la reconfiguration de la commande (après avoir éliminé l'onduleur et court-

circuité le rotor) la régulation de la vitesse est bien assurée. Le couple électromagnétique (Fig 5.5.b) suit aussi sa référence et ne subit aucune distorsion. La Figures 5.5.c et V.5.d illustrent l'évolution des courants statorique i_s et rotorique i_r avec l'état dynamique de la machine : régime transitoire, application du couple de charge.

V.5.5. Structure générale de la DTC neuronale sans capteur par FKE

Le schéma de la Figure. V .3 montre à une structure de la commande DTC neuronale sans capteur de vitesse en utilisant un FKE . Dans ce schéma de commande, la majorité des fonctions sont restées les mêmes que celles dans la DTC neuronale étudié au chapitre III, sauf que le capteur soit éliminé et il ya l'algorithmme du filtre de Kalman qui estime la vitesse a partir des tensions et des courants de la machine .

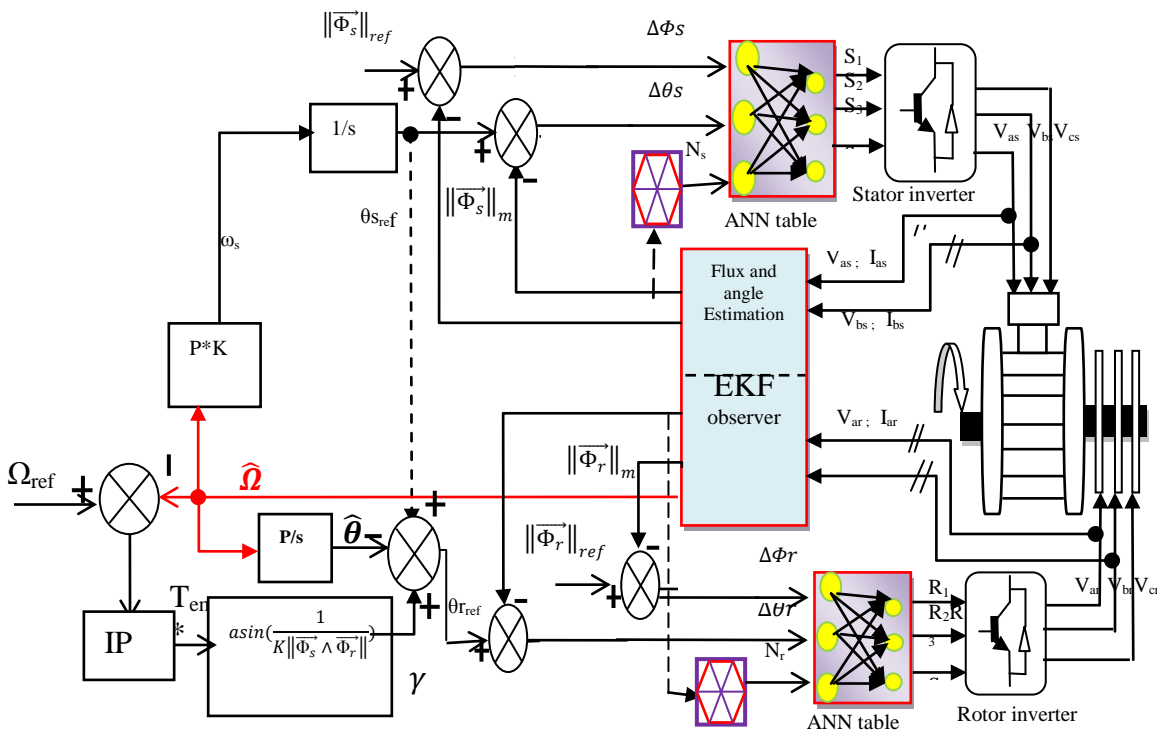


Figure 5.6: Schéma fonctionnel global de la DTC par RNA avec FKE

V.5.6. Résultats de simulation

Les simulations sont faites en utilisant la même machine et la même technique de commande précédemment appliquée , le cycle de fonctionnement choisi est mentionné sur le tableau suivant :

a) **Cycle1:**Démarrage à vide suivi par une charge dans un seul sens de rotation

| Etape | Instant en s |
|--|--------------|
| • Magnétisation de la machine de 0 à 0.1s | 0.00 |
| • Application d'une consigne de vitesse de 150 rad/s. | 0.1 |
| • Application d'un couple de charge constant nominal 30N.m | 0.5 |

Tableau 5.3: Cycle 1 de fonctionnement pour la simulation de la DTC neuronale par FKE

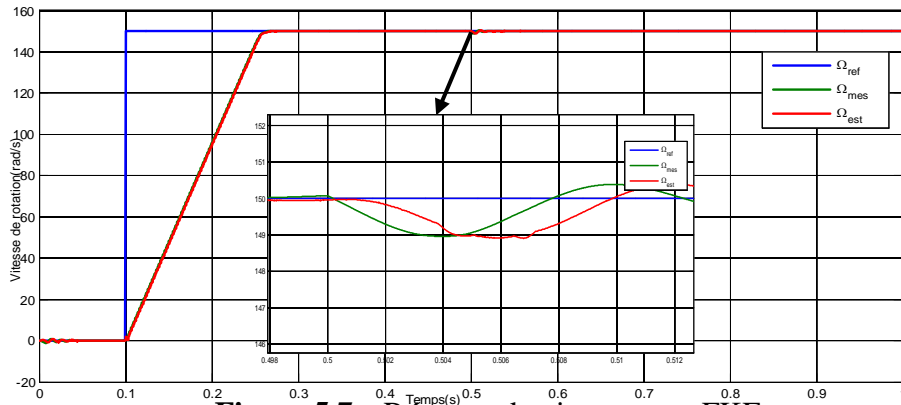


Figure 5.7.a Réponse de vitesse avec FKE

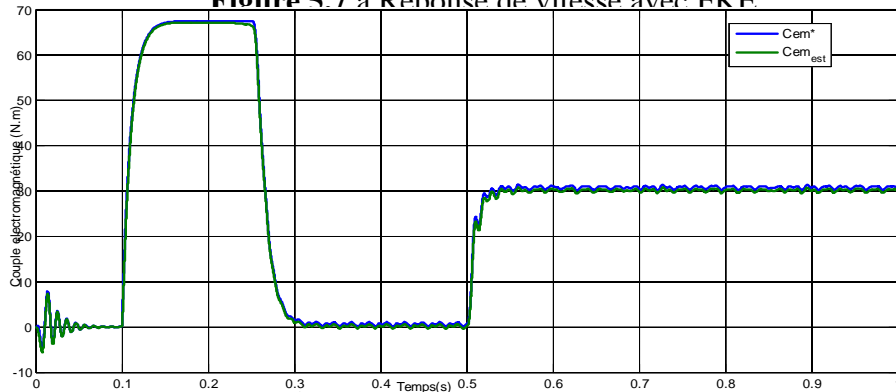


Figure 5.7.b: Réponse du couple FKE

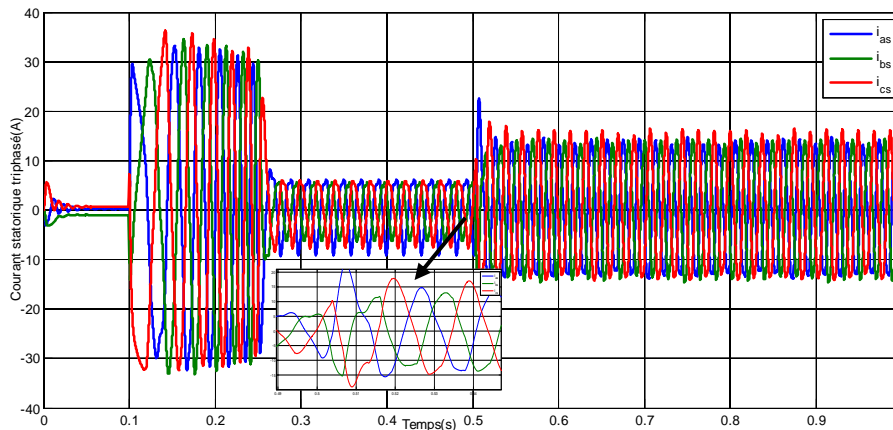


Figure 5.7.c Allure du courant statorique triphasé FKE

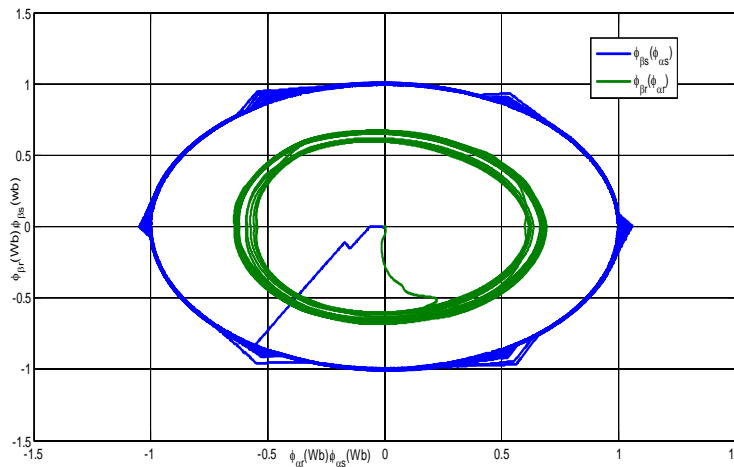


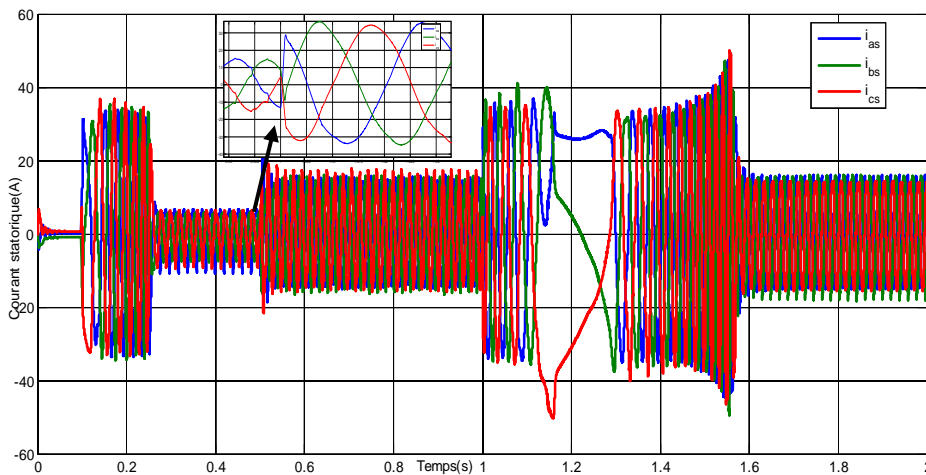
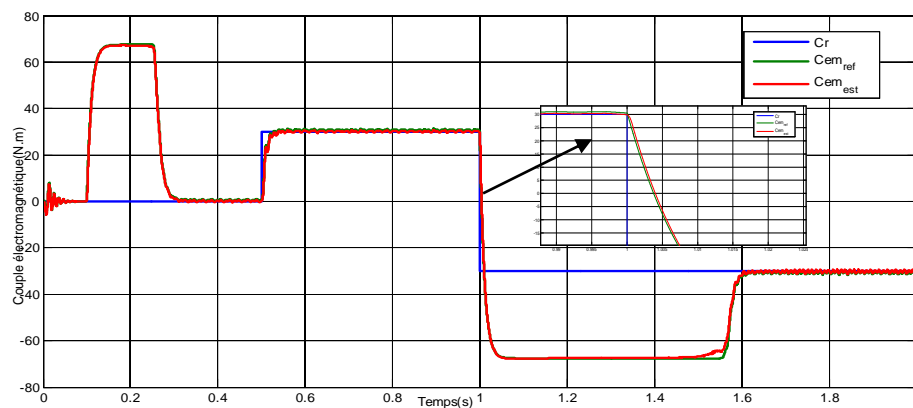
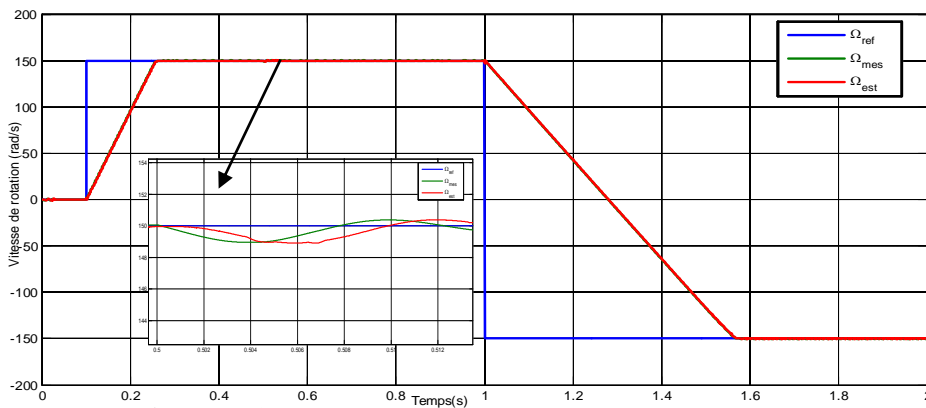
Figure 5.7.d: Cercle du flux statorique et rotorique

Figure 5.7: Résultats de simulation de la DTC neuronale d'une MADA sans capteur par FKE

b) Cycle 2: Démarrage à vide suivi par une application de charge dans deux sens de rotation

| Etape | Instant en s |
|--|--------------|
| • Magnétisation de la machine. | 0.00 |
| • Application d'une consigne de vitesse de 150 rad/s. | 0.1 |
| • Application d'un couple de charge nominal de 30 N.m | 0.5 |
| • Inversion du sens de rotation de 150 rad/s à -150 rad/s. | 1 |
| • Inversion d'un couple de charge de 30 N.m à -30 N.m. | 1 |

Tableau 5.4: Cycle 2 de fonctionnement pour la simulation de la DTC neuronale par FKE



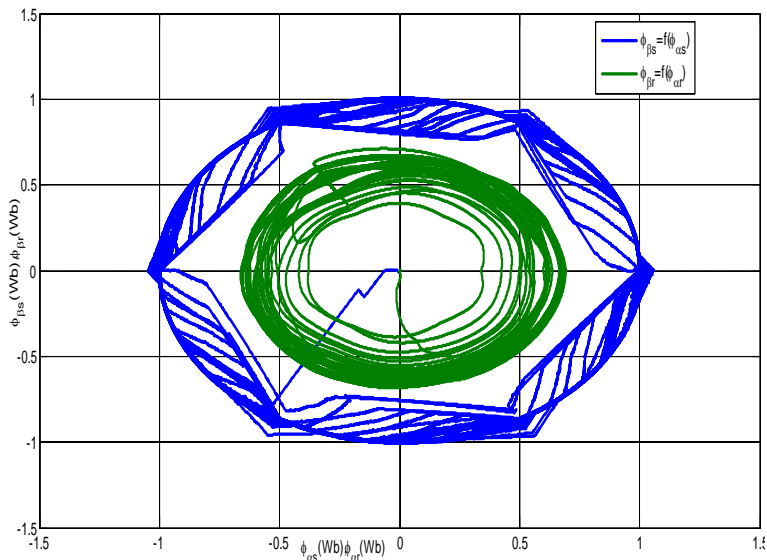


Figure 5.8.d. Cercle du flux statorique et rotorique

Figure 5.8: Simulation de la DTC neuronale avec inversion de sens de rotation par FKE

c) Cycle 3: Test de fonctionnement à basse vitesse et à haute vitesse avec défluxage

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation de vitesse par le filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à ces tests de simulation (démarrage à vide avec introduction de couple de charge, fonctionnement à basse vitesse, test à haute vitesse avec défluxage allant à 150% de la vitesse nominale).

| Etape | Instant en s |
|---|--------------|
| • Magnétisation de la machine. | 0.00 |
| • Application d'une consigne de vitesse de 1500 <i>tr/mn.</i> | 0.1 |
| • Application d'un couple de charge de 30 N.m. | 0.4 |
| • • Application d'un couple de charge de 15 N.m. | 1.5 |

Tableau 5.5: Cycle 3 de fonctionnement pour la simulation de la DTC par FKE en survitesse

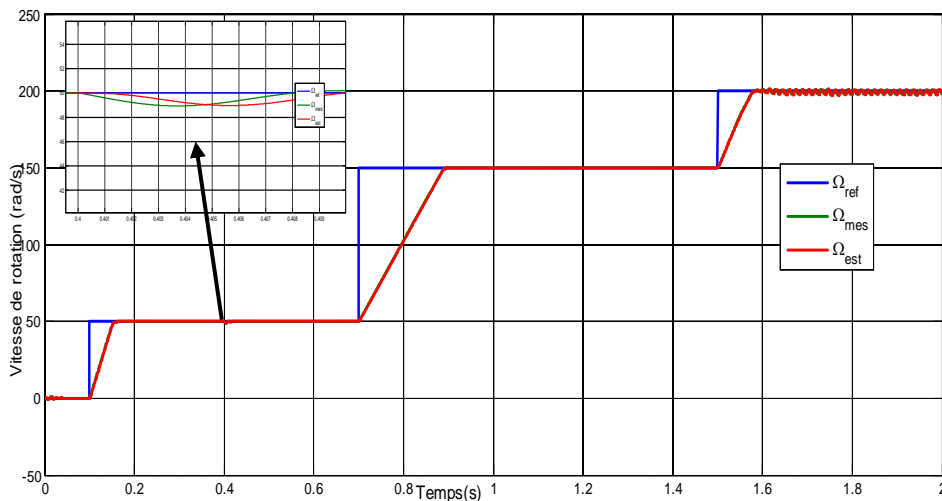


Figure 5.9.a Réponse de vitesse de la DTC par FKE

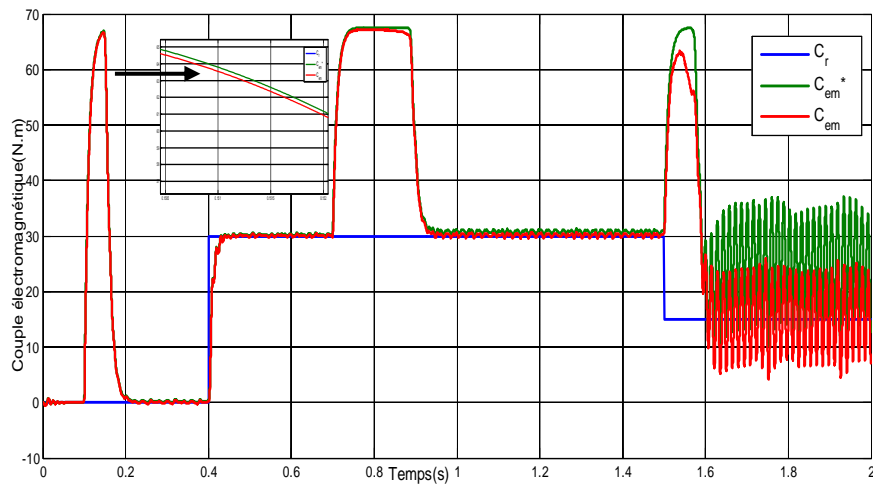


Fig V. Figure 5.9.b Réponse du couple d'une MADA_DTC

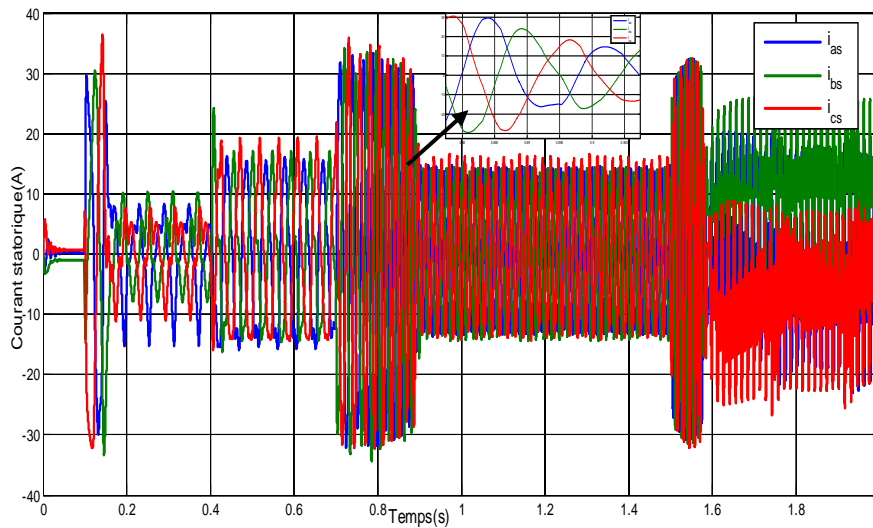


Figure 5.9.c: courant statorique d'une MADA DTC par FKE

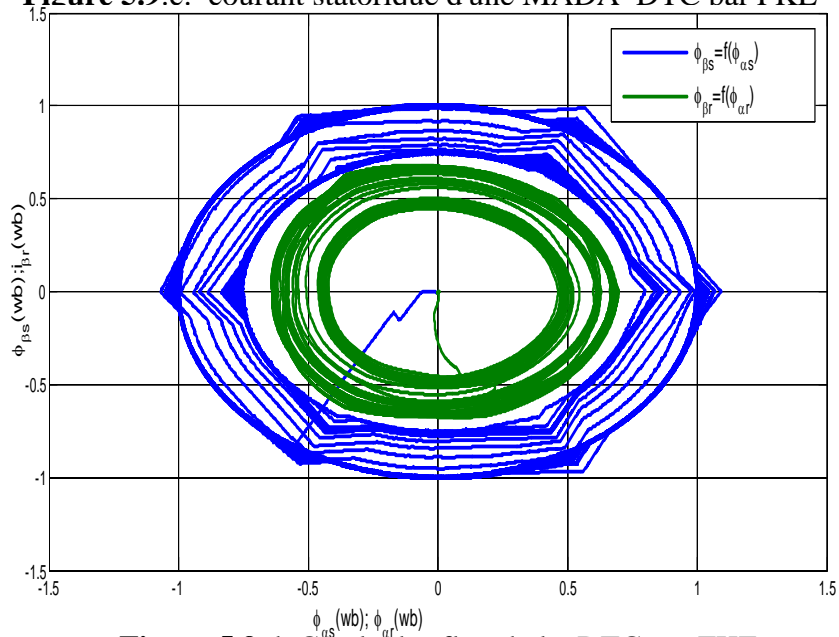


Figure 5.9.d Cercle des flux de la_DTC par FKE

Figure 5.9. Simulation de la DTC neuronale sans capteur par FKE d'une MADA en basse vitesse et haute vitesse (avec défluxage)

La **Figure 5.9** représente un effet de loupe de l'allure des vitesses mesurée et observée pour les différents échelons de la vitesse de la MADA. En basse vitesse les performances de la régulation de la vitesse sont satisfaisantes (pas de dépassement pas d'erreur statique). les mêmes performances sont satisfaisantes aussi en vitesse nominale, et même en survitesse (à 130% de vitesse nominale), les résultats montrent que l'erreur entre la vitesse estimée et la vitesse réelle est très petite de l'ordre de 0.3 % de la vitesse de référence. Néanmoins les performances de l'estimation de la vitesse sont bonnes et nous notons une erreur statique presque nulle entre la valeur de référence et vitesse mesurée ou la vitesse observée.

V.6. Conclusion

Dans ce chapitre et en premier lieu, nous avons exposé quelques travaux de recherche sur l'estimation des grandeurs de la MADA et la problématique des commandes sans capteur de vitesse. dans la deuxième partie nous avons présenté les méthodes d'estimation de vitesse avec modèle de la machine:

Méthode à base d'estimateur, Méthode à base d'observateur et les méthode sans modèle de la machine: méthode d'harmonique d'encoches, méthode d'injection des signaux et méthodes d'intelligence artificielle en dernier lieu, nous avons choisi l'estimation de la vitesse par Filtre de Kalman étendu pour l'appliquer à la commande directe de couple(DTC) de la MADA sans capteur de vitesse .

L'algorithme d'estimation de la vitesse d'une MADA commandé par DTC neuronale associé à un observateur de filtre de Kalman (FKE) a été traité.

Nous avons analysé les propriétés de l'estimation de vitesse de la commande DTC sans capteur de vitesse de la MADA en utilisant le filtre de Kalman étendu. Globalement, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse, stabilité et précision en régime permanent du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (démarrage à vide avec introduction de couple de charge, à basse vitesse, inversion du sens de rotation, injection de bruit de mesure).

Il en ressort que L'observateur par FKE donne des bonnes performances dynamiques et statiques à des vitesses élevées, la qualité d'estimation ne se dégrade pas à faible vitesse.

Conclusion générale

Références bibliographiques

Conclusion générale

Cette thèse présente une étude intitulée: "**Commande sans capteur d'une machine asynchrone en mode sain et en mode dégradé**". Nous avons choisi la machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par deux onduleurs l'un pour le stator et l'autre pour le rotor dans le but de faciliter la reconfiguration de la commande en cas de défaillance afin de continuité de service. La machine choisie est en fonctionnement moteur et es différentes étapes de ce travail sont présentées sous la forme des chapitres.

✓ Le premier chapitre était "**Sur la MADA: Structures et Commandes**" en premier lieu une description générale de la machine asynchrone à double alimentation et les modes de fonctionnement en génératrice et en moteur ont été présentés . Au deuxième lieu un état de l'art de l'étude bibliographique des différents travaux établis sur la MADA . Deux configurations sont proposées, une dans laquelle la machine est alimentée par un convertisseur au rotor et où le stator est lié au réseau. Cette structure se retrouve en fonctionnement générateur pour des applications du type éolien ou hydraulique. Dans l'autre configuration, la MADA est alimentée par deux convertisseurs l'un au stator et l'autre au rotor. Cette configuration est dédiée en fonctionnement moteur pour des applications industrielles telles que le laminage ou le pompage .

Les travaux mentionnés dans la littérature sont beaucoup plus nombreux concernant la première configuration qui présente plusieurs avantages et qui la rendent attractive en particulier celui d'un convertisseur dimensionné au 1/3 de la puissance nominale.

La seconde configuration présente l'avantage d'un fonctionnement à large plage de vitesse à puissance constante. C'est cette dernière configuration que nous venons retenir dans notre étude.

La richesse et la variété des sujets traités justifient l'intérêt croissant pour cette machine dans divers champs d'applications. Elles peuvent être séparées en deux catégories :

- Génération d'énergie à vitesse variable Pour les éoliennes et pour les réseaux d'avions, la MADA est utilisée en tant que générateur à fréquence fixe et à vitesse variable. La caractéristique de ces applications est que la plage de variation de vitesse est relativement étroite et se situe autour de la vitesse de synchronisme. Le rotor est alimenté par un convertisseur statique généralement sous dimensionné par rapport à la puissance de la machine. On la retrouve aussi dans la littérature d'une façon très nombreuse dans les montages de type hypo-synchrone..
- Entraînements à vitesse variable : les applications fonctionnent généralement sur une plage de vitesse de rotation beaucoup plus importante que dans le cas précédent. Depuis les années 1980, on trouve quelques études pour des applications plus spécifiques utilisant une MADA alimentée par deux convertisseurs deux onduleurs de tensions , depuis le début des années 2000.

Nous avons orienté notre recherche vers l'étude d'une loi de répartition de puissance entre le stator et le rotor que ce soit dans la commande vectorielle ou dans la commande directe de couple avec et sans capteur de vitesse.

✓ le second chapitre présente une "**Commande vectorielle de la MADA**". On a établi en premier lieu le modèle de la machine asynchrone double alimentée en passant du système réel triphasé abc au système diphasé linéaire par l'application de la transformation de Park. Le modèle biphasé en dq est alors beaucoup plus simple, grâce à des hypothèses simplificatrices, il permet de faciliter la synthèse de la commande de ce système.

Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique MLI à hystérésis pour le commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC).

Références bibliographiques

les boucles de régulation des courants statoriques et rotorique en dq sont synthétisées par des régulateurs de type PI et la synthèse de l'asservissement de vitesse est réalisé en utilisant un correcteur de type IP associé à un système d'anti-windup pour pallier la présence d'une saturation de couple. Les avantages du contrôle vectoriel sont nombreux, on peut citer entre autres : une réponse en vitesse excellente dans une large plage de variation, avec une bonne poursuite, une maîtrise du couple. L'inconvénient majeur cette technique de commande (FOC) c'est qu'elle n'est pas robuste vis-à-vis à la variation des paramètres de la machine notamment les paramètres rotoriques d'après le test par la série de simulation réalisée .

✓ Le troisième chapitre présente la synthèse de la **Commande Directe de Couple (DTC) de la MADA**. Tout d'abord, deux stratégies de contrôle des flux sont présentées. La première utilise une stratégie de type (DTC) associée à des tables de commutations classiques permettant un contrôle vectoriel des flux statorique et rotorique, la seconde est associée à la DTC effectuée par un réseau de neurones artificiels (RNA)

Les résultats obtenus montrent que la commande directe du couple avec la sélection neurale présente de très bonnes performances telles que la minimisation des ondulations au niveau du couple électromagnétique .ils montrent aussi un comportement bien contrôlé de la machine :

- Appel limité des courants au démarrage.
- Pas de risque de saturation des courants lors de l'application du couple de charge nominal.
- Une réponse bien amortie de la vitesse. Sa chute relative, suite à un à-coup de couple de charge.
- Une bonne robustesse vis à vis à la variation importante de la vitesse de rotation et une robustesse aussi contre la variation paramétrique rotorique qu'on a déjà testé par la variation de l'élément Rr comme un paramètre rotorique important.

✓ le quatrième chapitre dresse une "**Commande en mode dégradé de la MADA**". on a trouvé dans les études faites sur la commande tolérante des machines électriques que de nombreuses défaillances peuvent apparaître sur les machines asynchrones. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes, très variées, sont classées en trois groupes:

-les initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, usures des éléments mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation électrique, surtension transitoire...

-les contributeurs aux défauts : surcharge fréquente, température ambiante élevée, ventilation défaillante, humidité, fortes vibrations, vieillissement.

-les défauts sous jacents et erreurs humaines: défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, absence de maintenance

Au cours notre travail nous avons étudié la commande vectorielle d'une MADA en tenant compte d'un fonctionnement dégradé accompagné d'une reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine. Nous avons présenté dans ce chapitre une reconfiguration du mode de fonctionnement d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) suite à un défaut de l'onduleur: court – circuit ou circuit ouvert d'un bras de l'onduleur rotorique . Ainsi un dispositif de puissance adéquat est mis en place qui permet de mettre en court-circuit la partie dégradée tout en assurant la continuité des différentes grandeurs d'état de la machine (sous le principe du passage d'un fonctionnement MADA à un fonctionnement machine à cage avec une des armatures en court-circuit)

Les résultats de la simulation montrent clairement que la vitesse de rotation de la machine suit nettement sa référence avant et après la reconfiguration de la commande(après avoir éliminé l'onduleur du rotor), pour plusieurs échelons de vitesse.

On note aussi que le capteur mécanique de vitesse subit une défaillance à cause de la poussière, des chocs mécaniques ou des vibrations ce qui demande une réparation ou élimination carrément et on passe à la commande sans capteur de vitesse ce qui l'objet du dernière chapitre.

Références bibliographiques

✓ le cinquième chapitre a été consacré à la commande sans capteur de vitesse. Dans la première partie de chapitre, nous avons exposé quelques travaux de recherche sur l'estimation des grandeurs de la MADA et la problématique des commandes sans capteur de vitesse. Notant que plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour éliminer le capteur mécanique. La plupart des techniques sont basées sur des estimateurs ou des observateurs faisant appel au modèle de la machine. Dans la deuxième partie nous avons présenté les méthodes d'estimation de vitesse avec modèle de la machine:

Méthode à base d'estimateur, méthode à base d'observateur et les méthode sans modèle de la machine: Méthode d'harmonique d'encoches, méthode d'injection des signaux et méthodes d'intelligence artificielle.

Dans la troisième partie, nous avons choisi l'estimation de la vitesse par Filtre de Kalman étendu pour l'appliquer à la commande directe de couple(DTC) de la MADA sans capteur de vitesse. L' algorithme d'estimation de la vitesse d'une MADA commandé par DTC neuronale associé à un observateur de filtre de KALMAN étendu (FKE) a été traité.

Globalement, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse, stabilité et précision en régime permanent du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (démarrage à vide avec introduction de couple de charge, à basse vitesse, inversion du sens de rotation, en survitesse).

Il en ressort que L'observateur par FKE donne des bonnes performances dynamiques et statiques à des vitesses élevées, la qualité d'estimation ne se dégrade pas à faible vitesse

Le fonctionnement sans capteur de vitesse montre de bonnes performances à faible vitesse tant à vitesse nominale qu'à grande vitesse. Les performances de la commande sans capteur de vitesse avec l'observateur de FKE sont satisfaisantes et quasi identiques à celles de la commande avec le capteur traité au troisième chapitre.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

| | |
|---------|--|
| [ABB00] | Document d'ABB "DTC A motor control technique for all seasons" pdf "Sensorless Drive" IEEE <i>Trans. on Industry Applications</i> , vol. 36, no. 1, pp. 122-130. Jan/Feb. 2000 |
| [ABD14] | M. ABDELLATIF, M. DEBBOU, I. Slama-Belkhodja, and M.Pietrzak-David "Simple Low-Speed Sensorless Dual DTC for Double Fed Induction Machine Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 8, pp. 3915-3922, 2014. |
| [ABD16] | S. ABDELMALEK, " Contribution au Diagnostic et commandes Tolérantes aux Défauts d'une MADA ", Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université des sciences et de la technologie Houari Boumedienne, Alger, le 15/12/2016. |
| [ABD97] | R. ABDESSEMED, M. Kadjouj ; "Modélisation des Machines Electriques", Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997. |
| [ADI12] | C . ADRIAN, " Méthode Globale De Diagnostic Des Machines Electriques", Thèse de Doctorat, l'Université Discipline : Génie Électrique, Université Lille de Nord de France – École doctorale SPI Université d'Artois –le 2 février 2012. |
| [AKI02] | B.AKIN, «State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors. » These de Master, The middle east technical university, Aout 2002. |
| [ALR04] | I. AL-ROUH, " <i>Contribution à la Commande sans Capteur de la Machine Asynchrone</i> ", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2004. |
| [AND95] | J. ANDERSON, "An Introduction to Neural Networks", Bradford - MIT Press, 1995. |
| [AND98] | J. ANDERSON, E. Rosenfeld, «Neuro computing: Foundations of Research», MIT Press, Cambridge, 1988. |
| [ATT07] | G. ATTOU, H. Noureddine « <i>Commande Par Mode Glissant D'une Machine Asynchrone</i> », Mémoire fin d'étude pour l'obtention de l'ingénieur Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbes 2006 /2007. |
| [BAC02] | S.BACHIR, JC. Trigeassou, S .Tnani, S. Cauet, "Diagnostic des defauts statoriques et rotoriques par identification parametrique sans capteurs de vitesse" , Conference Internationale Francophone d 'automatique, Nantes, 8 Juillet 2002. |
| [BAG99] | L. BAGHLI, " <i>Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques</i> ", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 1999. |
| [BAS01] | P. BASTIANI, " <i>Stratégie de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur-Machine Alternative: Application à la Traction Electrique</i> ", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2001. |
| [BEK14] | Y. BEKAKRA "Contribution à l'Étude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation ", Thèse de doctorat, université de Biskra 2014 |
| [BEN03] | L. BENALIA " <i>Contribution à l'Étude du Comportement de la Machine Asynchrone à Double Alimentation</i> ", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2003. |
| [BEN10] | L. BENALIA "Commande en tension des moteurs a induction double alimentés" Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2010. |

Références bibliographiques

| | |
|----------|--|
| [BEN17] | H. BENBOUHENNI, R. TALEB , H. MELLAH " Nouvelle approche pour la DTC modifié Application à un actionneur électrique" Conférence Internationale en Automatique Traitement de signal (ATS-2017) Proceedings of Engineering and Technology-PET . Vol.24pp.5-12. Souse, Avril 2017 |
| [BEN18] | M. BENZIANE, Y., Mokhtari, N., and Lousdad, A. "Vold-Kalman Filter Order Tracking for the Detection of Stator Fault in Vector Controlled Induction Motor", Majlesi Journal of Electrical Engineering, Vol. 12, No. 4, pp. 75-84, 2018. |
| [BON007] | F. BONNET et al. "Doubly Fed Induction Machine speed drive for hydroelectric power station ". <i>Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on P.1–9</i> , 2007. |
| [BON107] | F. BONNET, Vidal, P.E. Pietrzak-David, M. "Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine",IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, No. 5, October 2007. |
| [BON008] | F. BONNET, "Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur". Thèse de doctorat, institut national polytechnique de Toulouse. 2008. |
| [BON108] | F.BONNET, Pietrzak-David, M. "Control optimization of a doubly fedinduction machine",2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, pp. 2579-2585, Jun 2008. |
| [BOR07] | P. BORNE, M. Benrejeb, J. Haggège, «Les réseaux de neurones présentation et applications ». Editions TECHNIP 2007. |
| [BRO89] | G.BROWN, "Dual Cycloconverter Traction Drive for Doubly Fed Motors", Thesis for the degree doctor of Philosophy, McMaster University, Hamilton, Ontario, April 1989. |
| [BRO92] | G. BROWN, B. SzabadoS, G. Oolboom, M. Pouloujadoff " <i>High-Power Cycloconverter Drive for Double Fed Induction Motor</i> ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, N° 3, pp. 230-240, June 1992. |
| [BOY06] | A. BOYETTE, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne," Thèse de doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy I, Décembre 2006 |
| [BOU09] | Z.BOUDJEMAA " <i>commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par regulateur pi-flou</i> ", Mémoire de magister en électrotechnique. Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technologique d'Oran.2009. |
| [CAN00] | C. CANUDAS, «Modélisation contrôle vectoriel et DTC», Hermes Science Europe Ltd, 2000 |
| [CAO97]: | M.T. CAO, "Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue", Thèse de Philosophiae Doctor (Ph.D.), Université de Laval, Québec, Canada, 1997. |
| [CAP92] | G. A. CAPOLINO et Y. Y. Fu, " <i>Commande des Machines Asynchrones par Flux Orienté : Principe, Méthodes et Simulation</i> " SEE, Journée d'Etudes, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992. |
| [CAR05] | CARDENAS R. – PENA R. – PROBOSTE J. – ASHER G." <i>MRAS Observer for Sensorless Control of Standalone Doubly Fed Induction Generator</i> " IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, N° 4, pp. 710-718, February2005. |
| [CAS02] | D. CASADEI, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC : Two Variable Schemes for Induction Motors Torque Control," IEEE <i>Tran. on Power Electronics</i> , vol. 17, no. 5, Sept. 2002, pp. 779 – 787. |
| [CHA04] | S. CHAVEZ Velazquez, R.Alejos Palomares, A. Nava Segura, « Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter.» <i>Electronics, Communications and Computers</i> , CONIELECOMP. 14th International Conference, 2004. |

Références bibliographiques

| | |
|----------|--|
| [CHA10] | A. CHAIBA," Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", thèse de doctorat, université de Batna, 2010. |
| [CHA17]: | CHAHMI ABDELGHANI "Identification paramétrique de la machine asynchrone dédiée au diagnostic" thèse de doctorat USTO-MB Oran 2017. |
| [CHA83] | J. CHATELAIN « <i>Machines électriques tournantes</i> ». Edition Dunod, tome1, 1983. |
| [CHE03] | R.S., CHELLAPILLA , B. H. CHOWDHURY, Senior Member, IEEE " A Dynamic model of Induction Generators for Wind power studies ",0-7803-7989-6/03/\$17.00@2003 IEEE, 2003. |
| [COM01] | V.COMNAC "Sensor less Direct Torque and Stator Flux Control on Induction Machine using an Extended Kalman Filter" Proceeding IEEE International Conference on Control Application 674-679,Maxico, 2001 |
| [COM02] | V . COMNAC, MN . Cirstea, F .Moldoveanu, D.N .Ilea, R.M .Cernat,« Sensorless speed and direct torque control of interior permanent magnet synchronous machine based on extended Kalman filter. » Industrial Electronics,Proceedings of IEEE International Symposium on , Volume: 4 , 8-11 July 2002. |
| [DAT01] | R. DATTA, T.Ranganathan, "A Simple Position Sensorless Algorithm for Rotor Side Field Oriented Control of Wound Rotor Induction Machine" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 48, N° 4, August 2001. |
| [DEP88] | M. DEPENBROAK, "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine" IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, pp. 420-429 , no. 4. Oct. 1988. |
| [DIT01] | A.DITTRICH, " <i>Compensation of Current Harmonics in Doubly-Fed Induction Generator</i> " Proc. EPE, Graz, August 2001. |
| [DJE15] | Y. DJERIRI, "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle" Thèse de Doctorat en Electro technique, Universite Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, le 05 /11/2015 |
| [DRI05] | S. DRID "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation" Théorie et Expérimentation",Thèse de Doctorat en Electro-technique, Université de Batna, Algérie, 2005. |
| [EDF91] | E.D.F. " <i>Service de la Production Hydraulique</i> ", Centrale de Montezic. Rap. tech. Usine E.D.F de Montezic, 12460 Saint-Amans-des-Cots : Electricité De France, 1991. |
| [ELB09] | Youcef. ELBIA, " commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et a flux oriente ", Mémoire de magistère, université de Batna,2009. |
| [FOR03] | B. FORNEL. " Machines asynchrones ; commande par contrôle direct de couple". Technique de l'ingénieur D3623, 2003. |
| [FOR04] | B. de FORNEL. " Machines asynchrones Alimentation et caractéristiques ", Dans : <i>Techniques de l'Ingénieur</i> D3620 (août 2004). |
| [GAU99] | E. GAUTHIER, «Utilisation des Réseaux de Neurones Artificiel pour la Commande d'un Véhicule Autonome», Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999. |
| [GHE90] | R. GHEYSSENS – L. Bouaziz – M. Poloujadoff "Control and Current Regulation in Rapid Logic of Double Supplied Synchronous Generator" Proc. PEMC, pp. 610-614, 1990. |
| [GHO01] | R. GHOSN. « Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation ». Thèse de doct. Toulouse : Institut National Polytechnique de Toulouse, ENSEEIHT, 2001. |

Références bibliographiques

| | |
|---------|--|
| [GHO04] | GHOSN R. –Pietrzak-David M. – DE Fornel B. " <i>Parallel Scheme for Estimation of Rotor Position and Stator Resistance in Sensorless Speed Control of a Doubly Fed Induction Machine</i> " ICEM 2006 Conference, Cracow, Poland, 5-8 September 2004. |
| [GRE97] | G. GRELLET et G. Clerc, " <i>Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande</i> ", Deuxième Tirage, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997. |
| [HOD04] | A. HODDER. " Double-Fed Asynchronous Motor-Generator equipped with a 3-level VSI Cascade ". Thèse de doctorat. École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004. |
| [HOL84] | P.G.HOLMES.- N.A Elsonbaty "Cyclo-converter-Excited Divided-Winding Doubly-Fed Machine as a Wind Power Converter IEE Proceedings", Electrical Power Applications, Vol. 131, Part B, N° 2, pp. 61-69, March 1984. |
| [HOP01] | B. HOPFENSBERGER, D.J. Atkinson. " Doubly fed A.C.Machines : classification and comparison". Pro.EPE.Graz, pp.1-17, august 2001. |
| [HOF00] | B. HOFENSBERGER, D. J. Atkinson & R. A. Lakin, " <i>Stator flux oriented control of doubly fed induction machine with and without position encoder</i> ", IEEE Proc – Electr.Power Appl., vol 147, N°4, July 2000. |
| [IOA88] | M.G. IOANNIDES. – Tegopoulos J. A. <i>Optimal Efficiency Slip-Power Recovery Drive</i> IEEE Transactions ON Energy Conversion, Vol. 3, N° 2, pp. 342-348, June 1988. |
| [IOA90] | M. G. IOANNIDES. – TEGOPOULOS J. A. <i>Generalized Optimization Slip Power Recovery Drives</i> IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, N° 1, pp. 91-97, March 1990. |
| [IOA91] | M. G. IOANNIDES. "Doubly Fed Induction Machine State Variables Model and Dynamic Response", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No. 1, pp 55-61, March 1991. |
| [IOA92] | M. G. IOANNIDES. "Determination of Frequencies in Autonomous Double Output Asynchronous Generator" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7, N° 4, pp. 747-753, December 1992. |
| [IOA93] | M. G. IOANNIDES. "State Space Formulation and Transient Stability of the Double Output Asynchronous Generator" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, N° 4, pp. 732-738, December 1993. |
| [JAM92] | A. JAMES, D. Skapura, «Neural Networks Algorithms, Applications and Programming Techniques», Addison Wesley, 1992. |
| [KHO06] | Sejir KHOJET EL KHIL, « commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) », thèses de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2006. |
| [KER16] | Samir KERFALI "Contribution à la Surveillance et au Diagnostic des Défauts De la Machine Asynchrone" Thèse de doctorat en Electromécanique, Université Badji Mokhtar Annaba, le 30/05/2016. |
| [KJØ01] | A. KJØLLE. <i>Mechanical Equipment</i> . Rap. tech. Trondheim : Norvegien University of Science and Technologie, 2001. |
| [KHE07] | A. KHELDOUN, « <i>Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté</i> ». Thèse de Magister, université de Boumerdès. Option : Electrification et Automatisation des Procédés Industriels, 2007. |
| [LAS00] | C. LASCU, I. Boldea, F. Blaabjerg, "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive " IEEE <i>Trans. on Industry Applications</i> , vol. 36, no. 1, Jan/Feb. 2000, pp. 122-130 |

Références bibliographiques

| | |
|---------|--|
| [LCZ92] | L.C.ZAI, Christopher.L.Demarco, T.A.Lipo, « an extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives » IEEE-IA Annual meeting conference record 1987, pp 176-183. IEEE trans on .Ind.Appl, vol28, n°1.1992, pp 96-104 |
| [LEC87] | Y.LE CUN, «Modèles connexionnistes de l'Apprentissage » PhD, Université Paris 6, 1987. |
| [LEC93] | D. LECOCQ – PH. Lataire – Wymeersch W. " <i>Application of the Double Fed Asynchronous Motor (DFAM) in Variable Speed Drives</i> " EPE Conference, Brighton, Vol. 5, pp. 419-423, 13-16 September 1993. |
| [LEC95] | D. Lecocq et P. Lataire. " The indirect-controlled double fed asynchronous motor for variable-speed drives ". Dans : Proc. EPE. T. 3. Sevilla 1995. P. 405–410. |
| [LEM00] | V. LEMAIRE, O. Bernier, D. Collobert, F. Clérot, "Une nouvelle fonction de coût régularisante dans les réseaux de neurones artificiels Application aux réseaux discriminants », France Télécom Recherche et Développement, RIA – 14/2000 CAP'99, pages 287 à 311, 2000. |
| [LIT98] | LITERATURE Number: SPRA458, " Sensorless field oriented speed control of three phase AC induction motor using TMS320F240 ", Texas instruments Europe, May 1998 |
| [LOU17] | K. LOUKAL "Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux" thèses de doctorat Univ-Mohamed Boudiaf de M'sila, le 22/04/2017. |
| [MAK09] | MAKARA KHOV « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents :Détection des courts-circuits par suivi paramétrique » doctorat de l'université de Toulouse, le 17/12/2009. |
| [MAC91] | M.MACHMOUM, M. Cherkaoui, F. M.Sargos, A. Rezzoug "Modeling of a Doubly-Fed Asynchronous Machines Application to a Voltage Supply New Trends", R. Le Dœuf and J.Robert (eds) Elsevier Science Publishers B.V. IMACS, 1991, pp. 71-76. |
| [MAC92] | M.MACHMOUM, LE Doeuff R, Sargos F. M, Cherkaoui M, " <i>Steady-State Analysis of a Doubly-Fed Asynchronous Machine Supplied by a Current-Controlled Cyclo-converter in the Rotor</i> ", IEE Proceedings-B, Vol. 139, N° 2, pp. 114-122, March 1992. |
| [MAL01] | F. MALRAIT, "Problèmes d'Identification et d'Observabilité du Moteur à Induction pour la Variation de Vitesse Industrielle sans Capteur", Thèse de Doctorat en Mathématique et Automatique, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2001. |
| [MCC59] | W. MCCULLOCH ,W. Pitts « What the frog's eye tells the frog's brain» 1959 |
| [MED12] | MEDOUED AMMAR " Surveillance et diagnostic des défauts des Machines électriques applications aux moteurs asynchrones » thèse de Docteur en Sciences, Université du 20 Août 1955-Skikda, le 08 / 03 / 2012. |
| [MER07] | F. MERRAHI, " alimentation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (application à l'énergie éolienne)" mémoire de magister, école nationale polytechnique, 2007. |
| [MOK04] | B. MOKHTARI, "Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligences Artificielles Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à Deux et à Trois Niveaux", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2004. |

Références bibliographiques

| | |
|---------|---|
| [MOR05] | F. MORAND, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. » Thèse de doctorat Ecole doctorale de Lyon, 07 janvier 2005. |
| [MOU08] | F. MOUTARDE, "Introduction aux Réseaux de Neurones", Centre de Robotique (CAOR), Ecole des Mines de Paris, Mai 2008. |
| [MOU19] | F.MOULAY , A. Habbati, H. Hamdaoui "Commande d'un système éolien basé sur une MADA" International Journal of Scientific Research Engineering Technology (IJSET) Vol.11 pp. 9-14 2019. |
| [MÜL02] | S. MÜLLER, M. Deicke, & RIK W.DE Doncker «Doubly Fed Induction Generator systems for wind Turbines» IEEE Industry applications Magazine. May/June 2002. |
| [NEM02] | A.L.NEMMOUR, " <i>Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation</i> ", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002. |
| [NIC97] | NICOLAS RETIERE « Étude des défauts dans les associations onduleur - machine asynchrone exemple d'une chaîne de traction » Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble le 18/11/1997. |
| [PAR04] | M. PARIZEAU, «Réseaux de neurones», Edition université de Laval, 2004. |
| [PAT05] | N. PATIN, E. Monmasson et J. P. Louis. " Active filtering applied to a doubly-fed induction generator supplying nonlinear loads on isolated grid ". Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on. 2005. |
| [PEN02] | R.PENA Eguiluz , « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destinée à la traction ferroviaire. » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002. |
| [PET03] | A. PETERSSON. " Analysis, Modeling and Control of doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines ". Thèse de doct. Göteborg (Sweden) : Department of Electric power Engineering - Chalmers University of Technology, 2003. |
| [PIE92] | M. PIETRZAK-David et B. Fornel, " <i>Comparaison et Synthèse des Procédés de Commande Vectorielle</i> ", SEE, Journée d'Etudes, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992. |
| [POL03] | M. POLOUJADOUFF, KAMOUN. B, TOUMI. A, "Graphical Representation of Doubly Fed Induction Machine Operation: Consideration of Stability and Saturations Limits" ETEP 13, No 1, pp. 41-44, January/February 2003. |
| [POD04] | PODDAR G. Ranganathan V.« <i>Sensorless Field Oriented Control of Double Fed Inverter Slip Ring Induction Motor Drive</i> », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No 5, pp 1089-1096, February 2004. |
| [POD06] | PODDAR G. – Ranganathan V." <i>Sensorless Double Fed Inverter Wound Rotor Induction Motor Drive</i> " IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No 1, pp 86-95, February 2006. |
| [PRE58] | J.C .PRESCOTT. and Raju B.P. « <i>The inherent instability of induction motors under condition of double supply</i> ». The Institute of Electrical Engineers Monograph, No 282U, pt. Part C, vol. 105, pp. 319–330, Jan.1958. |
| [POL88] | M. POLOUJADOUFF, "Graphical Representation of doubly Fed Induction Machine", <i>Operation Electric Machines and Power Systems</i> 15, p. 93-108, 1988. |
| [RAM00] | D. RAMUZ .« <i>Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs</i> ». Thèse de doctorat- UFR des sciences techniques et gestion de l'industrie- université de Franche-comté.2000. |
| [RAH17] | H. RAHALI, S. Zeghlache, L. Benalia "Adaptive Field-Oriented Control Using Supervisory Type-2 Fuzzy Control for Dual Star Induction Machine". International Journal of Intelligent Engineering and Systems, Vol.10, No.4, 2017. |

Références bibliographiques

| | |
|---------|---|
| [REZ15] | S. REZGUI "Techniques de commande avancées de la machine asynchrone: étude comparative et applications" Thèse doctorat Constantine 1, 2015 |
| [RON03] | ROLAND CASIMIR "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes" Thèse de doctorat à l'école centrale de LYON 2003 |
| [RUM86] | D. RUMELHART, G. Hinton, R. Williams, «Learning internal representations by error propagation», <i>Parallel Distributed Processing: Explorations in the Microstructures of Cognition</i> , vol. 1, 1986, p. 318-362. |
| [SAA17] | SAADI SAKHARA "Diagnostic des défauts d'un entraînement électrique par la technique ondelette" Thèse de doctorat Univ-Badji Mokhtar- Annaba 2017 |
| [SAH03] | T.SAHEB, « Etude de comportement du filtre de kalman et de l'observateur de luenberger au voisinage d'un point singulier non observable : application à l'estimation du flux et de la vitesse de la machine asynchrone . » JCGE, 2003. |
| [SAL07] | G. SALLOUM « contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation ». Thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de toulouse.2007. |
| [SCH89] | C. SCHAUDER, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, California, pp.493- 499, 1989. |
| [SEG94] | G. SEGUIER et F. Notelet, " <i>Electrotechnique Industrielle</i> ", 2ème Edition, Edition Technique et Documentation, Paris, France, 1994. |
| [SOE03] | J. SOENS, K. de Brabandere, J. Drissen, R. Belmans, " <i>Doubly fed induction machine: Operating regions and dynamic simulation</i> ", EPE 2003 Conference, Toulouse, France, September 2003. |
| [SUT98] | R. SUTTON, A. Barto, «Reinforcement Learning: An Introduction», MIT Press, Cambridge, MA, 1998. |
| [TOU92] | A.TOUMI, B. Kamoun. M. Poloujadoff. " <i>A Simple Assessment of Doubly Fed Synchronous Machine Stability Using Routh Criterion</i> ", Proc. ICEM'92, Manchester, United Kingdom, 15-17 September 1992. |
| [TAM06] | H. TAMRABET, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2006. |
| [TAL05] | A. TALHA, F. Bouchafaa, E.M. Berkouk, M.S. Boucherit, C. Kouroughli. " <i>Nouvelle stratégie de la modulation calculée pour l'onduleur à sept niveaux à structure NPC</i> ". 3rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and telecommunications. March 27-31, Tunisia 2005. |
| [TOU92] | C. TOUZET , « Les réseaux de neurones artificiels Introduction au connexionisme; cours ; exercices et travaux pratiques », (ESPCI) Paris Juillet 1992 |
| [TAK86] | I. TAKAHASHI, T. NOGUCHI, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Trans.Ind.Appl., vol. IA-22, pp. 820-827, Sept./Oct. 1986. |
| [VIC03] | M. S. VICATOS. and J. A Tegopoulos "A Doubly-Fed Induction Machine Differential Drive Model for Automobiles", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 2, pp. 225-230, June 2003. |
| [VID04] | P. VIDAL, "Commande non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004. |
| [WAL06] | O. WALLMARK "Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines in Automotive " Thèse Doctorat, Goteborg, Sweden 2006. |

Références bibliographiques

| | |
|---------|--|
| [WIL05] | T. WILDI et G. Sybille " <i>Électrotechnique</i> ", De boeck, 2005. |
| [WLA05] | M. WLAS, Z. Krzeminski, «Artificial-Neural-Network-Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Motors», IEEE Transactions on energy conversion, Vol. 20, N.3, September 2005. |
| [XUL95] | XU L. – CHENG W."Torque and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme", IEEE transaction On Industry Application, Vol. 31, No 3, pp. 636-642, May/June 1995. |
| [YAM91] | M. YAMAMOTO, O.Motoyoshi " <i>Active and Reactive Power Control for Doubly Fed Wound Rotor Induction Generator</i> " IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 6, N° 4, Octobre 1991. |
| [ZAI05] | S. ZAIDI, " <i>Commande non Linéaire du Moteur à Induction</i> ", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2005. |
| [ZAI92] | L.C. ZAI, Christopher.L.Demarco,T.A.Lipo, « an extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives » IEEE-IA Annual meeting conference record 1987,pp 176-183.IEEE trans on .Ind.Appl,vol28, n°1.1992,pp 96-104 |
| [ZAM81] | ZAMES G.« <i>Feedback and Optimal Sensitivity: Model Reference Transformations, Multiplicative Semi-norms and Approximate Inverses.</i> »IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 26, pp 301-320, 1981. |
| [ZHA99] | F. ZHANG. and al. « <i>Separately Controlled Double-fed Speed Regulation System</i> ». IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99 IEEE pp 751-754. 1999. |
| [ZID19] | M.Y. ZIDANI "Contribution à la commande d'un MADA. Apport des techniques de l'intelligence artificielle" Thèse de doctorat en Electrotechnique université de Batna, 2019. |

ANNEXES

ANNEXES

ANNEXE 1: Paramètres de la machine utilisée

| | |
|---|--------------------------------|
| Puissance utile nominale Pu | 4Kw |
| Tension statorique nominale | 220/380V-50 Hz |
| Tension rotoriques nominale | 3x 100V ~ |
| Vitesse nominale n | 1440 Tr/min |
| Couple de charge nominale Cr | 30 N.m |
| Resistance rotorique | 1.8 Ω |
| Resistance statorique | 1.2 Ω |
| Inductance cycle rotorique Lr | 0.1568 H |
| Inductance cycle statorique Ls | 0.1554 H |
| Inductance mutuelle M | 0.15 H |
| Moment d'inertie J | 0.07 Kg.m² |
| Nombre de paires de pôles P | 2 |
| Coefficient de frottement visqueux f _v | 0.001 K.m²/s |

ANNEXE 2**A2.1. La transformation de Concordia:**

Elle permet le passage de trois grandeurs de somme nulle (ex: $v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0$) à deux grandeurs c-à-d Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé $\alpha \beta$ **dans le repère fixe**, elle s'écrit:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.à.d } [X_{\alpha\beta}] = T_{23} [X_{abc}], \text{ avec: } T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

X_a, X_b, X_c : sont des grandeurs électriques (tensions ou courants) ou des grandeurs magnétiques (des flux)

$$\text{Donc la transformation abc à } \alpha\text{-}\beta \text{ s'écrit: } \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\text{La transformation inverse } \alpha\text{-}\beta \text{ à abc s'écrit: } \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

A2.2. Transformation de Park:

Elle traduit le passage du système triphasé abc au système biphasé dq dite de Park est tournant

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

A2.3. Grandeurs $\alpha \beta$ vers Grandeurs $d q$:

La transformation des grandeurs diphasées du repère fixe $\alpha \beta$ vers le repère tournant $d q$ s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}$$

θ est l'angle entre le repère diphasé fixe et le repère tournant $d q$.

La transformation inverse qui permet de passer de variables exprimées dans le repère diphasé $d q$ vers des variables exprimées dans le repère $\alpha \beta$ est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

ANNEXE 3: Publications et conférences internationales

T. Djellouli, S Moulahoum, MS Boucherit, N Kabache "Speed & flux estimation by extended Kalman filter for sensorless direct torque control of saturated induction machine" 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Pages 23-26. Éditeur IEEE 2011.

Tahar Djellouli, Samir Moulahoum, M Seghir Boucherit, Nadir Kabache "Sensorless direct torque control for saturated induction motor using extended Kalman filter" International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference; Pages 190-194. Éditeur IEEE 2011.

Tahar Djellouli, Samir Moulahoum, M Seghir Boucherit, Nadir Kabache "Speed sensorless Field Oriented Control for saturated induction motor using extended Kalman filter" International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference, Pages:347-351. Éditeur IEEE, 08/09/2011.

Tahar Djellouli, Samir Moulahoum, Med Seghir Boucherit "Direct Torque Control Of Saturated Induction Machine With And Without Speed Sensor" Journal of Advanced Research in Science and Technology Pages:182-189, Date de publication 1/1/2015.

Tahar Djellouli, Samir Moulahoum, Patrice Wira, Med Seghir Boucherit, Abdessalam Kifouche "Simulation of a Doubly Fed Induction Machine (DFIM) driven by a Wind Turbine: Modeling and Control Strategy" International Seminar on the Apport of the Simulation in Technological innovation SIASIT 2017 Ghardaïa 07 & 08 March 2017.

Tahar Djellouli, Samir Moulahoum, Patrice Wira, Med Seghir Boucherit "A Sensorless Control Strategy of a Doubly Fed Induction Machine using an Extended Kalman Filter", Majlesi Journal of Mechatronic Systems Vol. 8, No. 1, Pages 25-32, March 2019.

T. Djellouli, S. Moulahoum, MS. Bouchrit, P. Wira "Speed Sensorless Direct Torque Control Strategy of a Doubly Fed Induction Motor Using an ANN and an EKF", Revue: Nonlinear Dynamics and Systems Theory, Vol 20, Num, 4 Pages: 374, Date de publication 2020.