

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES

DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique/Automatique/Electronique

Spécialité : Automatique et Informatique Industrielle

Thème :

**Commande non linéaire de la machine asynchrone à double
alimentation (MADA)**

Préparé par :

Mohammedi Abdelaziz

Ameur Abdelaziz

Devant le jury composé de :

Président : Z. Teztaz M.A.A

Encadreur : A. Saibi M.A.A

Examineurs : M. Becheikh M.C.B

C. Ogab M.C.B

Promotion : 2019/2020

Remerciement

A l'issue de cette étude, nous remercions **ALLAH** clément et miséricordieux tout puissant de nous avoir donné tant de courage, de volonté, de patience, de force, de sagesse et d'abnégation pour mener à terme ce mémoire.

C'est avec une profonde reconnaissance et considération particulière que nous remercions notre encadreur « **M Saibi.A** » pour avoir accepté de nous encadrer, pour son aide, son soutien, ses conseils et ses encouragements.

Nos sincères remerciements au membre de jury « **M^{me} Teztaz.Z , M^{me} Ogab.C , M Becheikh.M** » et à l'ensemble des enseignants et le chef de département qui ont contribué à notre formation avec beaucoup de dévouement et de compétence en n'oubliant jamais les personnes qui ont participés de près ou de loin à ce modeste travail.

Dédicace

On dédie ce modeste travail à :

Les personnes les plus chères dans le monde, les lumières de la vie, les sources de tendresse, celles qui nous avoir sacrifiées et ont soufferts les plus belles années de leurs vies pour nous voir un jour réussir :

♥♥Nos chères mères♥♥

A **nos chers pères**, les plus nobles parleurs courages a consacrés tous leurs efforts, et leurs moyens pour nous aider à accomplir ce mémoire, et pour nous faire réussir.

A nos chers frères.

A nos chères sœurs.

A nos chères grandes mères.

A nos chers oncles et tantes.

Résumé

التحكم اللاخطي للآلة اللاتزامنية مزدوجة التغذية

ملخص

تقدم هذه الدراسة استراتيجيات التحكم الغير خطي (قيادة بواسطة الباكستيبينغ والنمط الانزلاقي) مطبقة على محرك لا متزامن مزدوج التغذية. حيث أن لفات الجزء الدوار مرتبطة بموج للتوتر الكهربائي مزود بتقنية النبض معدلة العرض، إما الجزء الثابت مغذى مباشرة من الشبكة الكهربائية. ثم نقوم بدراسة سلوك التحكم واختبار متانته بالنسبة لتغير خصائص المحرك مع تقديم نتائج ومحاكاة.

مفاتيح

الآلة اللاتزامنية مزدوجة التغذية

التحكم الغير خطي

Commande non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation

Résumé

Cette étude présente des stratégies de la commande non linéaire (Commande par backstepping et commande par mode glissant) appliquées à la commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), dont les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur de tensions à Modulation de Largeur d'impulsion (MLI). Des tests de robustesse de la commande de la machine sont effectués, des résultats de simulations sont présentés.

Mots Clés :

- Machine asynchrone à double alimentation.
- Commande non linéaire.

Résumé

Non-linear control doubly fed induction machine

Abstract

This study deals with non-linear control strategies (Non-linear control by Backstepping and sliding mode control technique) applied to the rotor current feedback of a doubly fed induction machine (DFIM), whose rotor windings are connected to the Pulse Width Modulation (PWM) voltage source inverters. The test of robustness of the controllers will be discussed, and the simulations will be presented.

Key words :

- Doubly Fed Induction Machine (DFIM).
- Non-linear Control.

Liste des figures

CHAPITRE I

Figure I-1 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA)	4
Figure I-2 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone	4
Figure I-3 Fonctionnement en moteur hyper synchrone	5
Figure I-4 Fonctionnement en génératrice hypo synchrone.....	6
Figure I-5 Fonctionnement en génératrice hyper synchrone.....	6
Figure I-6 : Représentation spatiale de la MADA.	9
Figure I-7 : Transformation de Park.....	13
Figure I-8 : Schéma de la MADA en modèle SIMULINK.....	22
Figure I-9 Comportement de la MADA lors d'un démarrage à vide avec application d'un couple résistant à l'instant $t=5s$	25

CHAPITRE II

Figure II-1 Schéma bloc de la structure de commande par backstepping	38
Figure II-2 La puissance active et réactive statorique pour la commande par backstepping.	39
Figure II-3 Le courant rotorique selon l'axe d et q pour la commande par backstepping.	39
Figure II-4 Couple électromagnétique pour la commande par backstepping.	40

CHAPITRE III

Figure III-1 Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteurs	42
Figure III-2 Commande rendue continue	47
Figure III-3 Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant	52
Figure III-4 La puissance active et réactive statorique pour la commande par mode glissant.....	53
Figure III-5 Le courant rotorique selon l'axe d et q pour la commande par mode glissant.	53
Figure III-6 Couple électromagnétique pour la commande par mode glissant.	54

Sommaire

Liste des figures

Introduction générale

CHAPITRE I

Généralités et Modélisation de la MADA

I.1.	Introduction.....	3
I.2.	Description et modes de fonctionnement de la MADA	3
I.2.1.	Description de la MADA	3
I.2.2.	Modes de fonctionnement de la MADA.....	4
I.2.2.a)	Fonctionnement en moteur hypo-synchrone	4
I.2.2.b)	Fonctionnement en moteur hyper synchrone	4
I.2.2.c)	Fonctionnement en génératrice hypo synchrone	5
I.2.2.d)	Fonctionnement en génératrice hyper synchrone.....	6
I.3.	Avantages et inconvénients de la MADA	6
I.3.1.	Avantages de la MADA	6
I.3.2.	Inconvénients de la MADA	7
I.4.	Domaines d'application de la MADA.....	8
I.5.	Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation MADA.....	8
I.5.1.	Hypothèses simplificatrices.....	9
I.5.2.	Equation électrique et magnétique :.....	10
I.5.2.a)	Equation électrique :	10
I.5.2.b)	Equation magnétique :.....	11
I.5.3.	Application de la transformation de Park :	13
I.5.4.	Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park :	14
I.5.4.a)	Equation électrique :	14
I.5.4.b)	Equation magnétique :	16
I.5.5.	Choix du référentiel :.....	18

Sommaire

1.5.5.a)	Référentiel lié au stator.....	18
1.5.5.b)	Référentiel lié au rotor	19
1.5.5.c)	Référentiel lié au champ tournant :	19
1.5.6.	Equation des puissances et du couple.....	19
1.5.7.	Equation mécanique.....	21
1.5.8.	Mise sous forme d'équation d'état.....	21
1.6.	Simulation et interprétation des résultats	22
1.7.	Modèle de la MADA à flux statorique orienté	26
1.7.1.	Expressions des puissances actives et réactives statoriques	27
1.7.2.	Expressions des tensions rotoriques.....	28
1.8.	Le modèle mathématique du convertisseur	29
1.9.	Conclusion	30

CHAPITRE II

La commande backstepping de la MADA

II.1.	Introduction.....	31
II.2.	Design par backstepping	31
II.3.	Algorithme de base	33
II.3.1.	Étape 1	33
II.3.2.	Étape 2.....	34
II.3.3.	Étape 3.....	35
II.4.	Application de la commande backstepping à la MADA	37
II.4.1.	contrôle du courant idr	37
II.4.2.	contrôle du courant iqr	37
II.5.	Simulation et interprétation des résultats	39
II.6.	Conclusion	40

CHAPITRE III

Commande par mode glissant de la MADA

III.1.	Introduction.....	41
III.2.	Commande par mode de glissement	41
III.2.1.	Choix des surfaces de glissement	42
III.2.2.	Conditions d'existence de la convergence	43
III.2.2.a)	La condition directe de commutation	43
III.2.2.b)	La fonction de Lyapunov.....	43
III.3.	Détermination de loi de commande	44
III.3.1.	Le contrôle équivalent.....	44
III.4.	Conditions d'attractivité.....	45
III.4.1.	Commande adoucie.....	45
III.4.2.	Commande continue avec composante intégrale.....	46
III.5.	Loi de contrôle.....	48
III.1.	Application de la commande par mode glissant à la MADA	48
III.2.	Choix des surfaces de glissements	49
III.3.	Loi de commande par mode glissant	50
III.4.	Résultats de simulation à vitesse fixe.....	52
III.5.	Conclusion	54

Conclusion générale

Bibliographie

Introduction générale

Introduction générale

Les machines asynchrones sont les plus utilisées dans les secteurs industriels en raison de leur fiabilité et leur construction simples. Elles occupent plus de 80% dans le domaine de conversion électromécanique d'énergie,(1).

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation. Cette dernière et grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes présente une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse. L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie. L'association des machines asynchrones à double alimentation à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse, (2), (1).

La machine asynchrone à double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Parmi les commandes non linéaires appliquée a la MADA on cite la technique de commande backstepping et qui assure la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. La commande ainsi obtenue, permet d'assurer le suivi des courants en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre les grandeurs réelles et de références.

la technique de commande par mode glissant et une autre technique de commande robuste appliquée à la MADA , elle consiste à amener la trajectoire d'état de la MADA vers une surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

Le présent travail est structuré en trois chapitres donnés comme suit :

- Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant sa description et les différents modes de fonctionnement, ses inconvénients et ses avantages. Ainsi que la présentation d'une modélisation détaillée de cette machine. Les performances seront montrées par des résultats de simulation.

Introduction générale

- Le deuxième chapitre traite en premier lieu des rappels de notions de base sur la théorie de la technique de commande par backstepping. L'objectif de cette commande est de contrôler indépendamment les puissances actives et réactives générées par la machine asynchrone. Les performances de cette méthode seront justifiées par la simulation.
- Le troisième chapitre traite aussi des rappels de notions de base sur la théorie de la technique de commande par mode de glissement considérée comme une technique de commande avantageuse. Les performances de cette méthode seront justifiées par la simulation.

On finit ce travail par une conclusion générale à travers laquelle, on exposera les principaux résultats obtenus et nous donnerons une comparaison entre les deux commandes précédentes.

CHAPITRE I

Généralités et Modélisation de la MADA

1.1. Introduction

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée(3).

La modélisation d'une 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, (4).

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant sa structure, les différents modes de fonctionnements, ses avantages et inconvénients ; ainsi nous présentons le modèle mathématique de la MADA en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple permettant de simuler son fonctionnement en régime transitoire et permanent.

1.2. Description et modes de fonctionnement de la MADA

1.2.1. Description de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation possède un stator identique à celui d'une machine asynchrone à cage constitué de tôles magnétiques empilées et munies d'encoches dans lesquelles sont logés des enroulements. Le rotor de cette machine n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles frottent des balais (Figure I-1).

En fonctionnement moteur, le premier intérêt de la machine asynchrone à rotor bobiné a été de pouvoir modifier les caractéristiques du bobinage rotoriques de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse. Plutôt que de dissiper l'énergie rotoriques dans des résistances, l'adjonction d'un convertisseur entre le bobinage rotoriques et le réseau permet de renvoyer cette énergie sur le réseau (énergie qui est normalement dissipée par effet joule dans les barres si la machine est à cage). Le rendement de la machine est ainsi amélioré avec cette configuration,(2), (5).

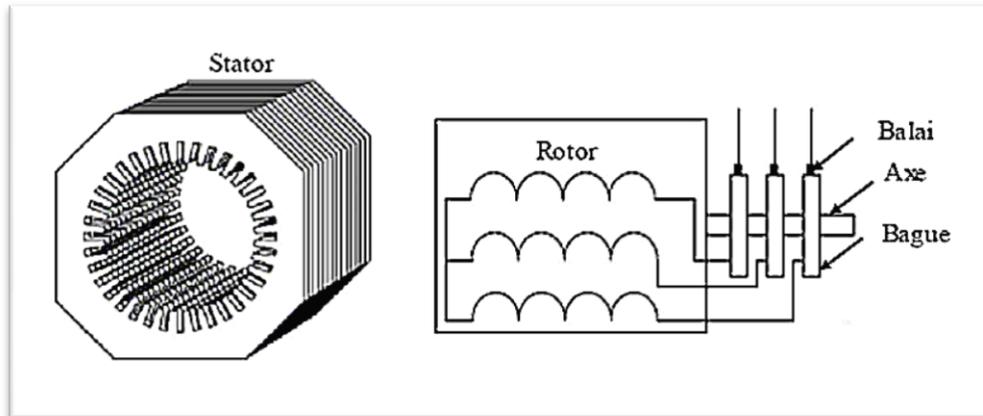


Figure I-1 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA)

I.2.2. Modes de fonctionnement de la MADA

I.2.2.a) Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

Dans ce mode, une partie de la puissance consommée du réseau est transformée en puissance mécanique. Le reste est transmis au réseau à travers les contacts glissants du rotor. Pour les moteurs à cage, la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor,(5). On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme (Figure I-2).

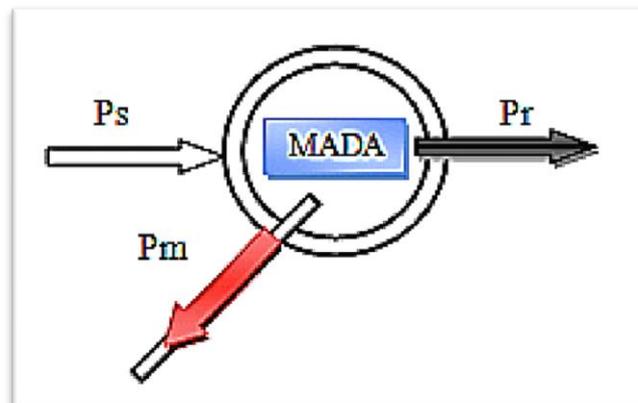


Figure I-2 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

Ps : Puissance du stator, **Pr** : Puissance du rotor, **Pm** : Puissance mécanique.

I.2.2.b) Fonctionnement en moteur hyper synchrone

Les puissances, statorique et rotorique, sont fournies par le réseau pour ce type de fonctionnement. Le moteur à cage ne peut avoir ce mode car celui-ci ne peut être obtenu qu'à l'aide d'un accès au rotor via un circuit électronique,(5). On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme (Figure I-3).

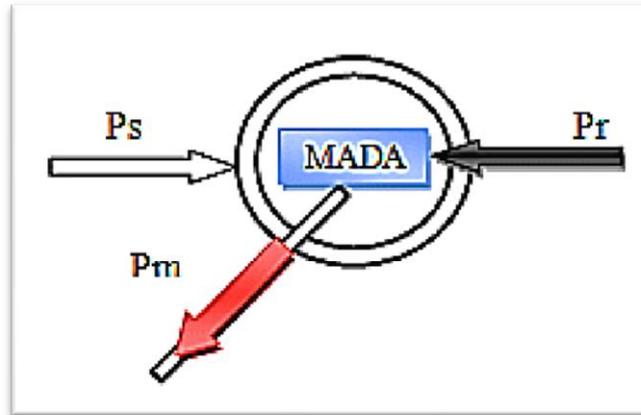


Figure I-3 Fonctionnement en moteur hyper synchrone

I.2.2.c) Fonctionnement en génératrice hypo synchrone

La puissance mécanique est transmise à l'arbre de la machine, celui-ci la fournit au stator, lequel la transmet au réseau. D'autre part, la puissance de glissement, provenant du réseau, doit d'être transmise au rotor. Ainsi pour ce type de fonctionnement, une alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de la vitesse de rotation.

Il est évident qu'une machine à cage ne peut avoir ce type de fonctionnement, car celui-ci n'a pas d'accès permettant un apport de puissance au rotor,(5), (Figure I-4).

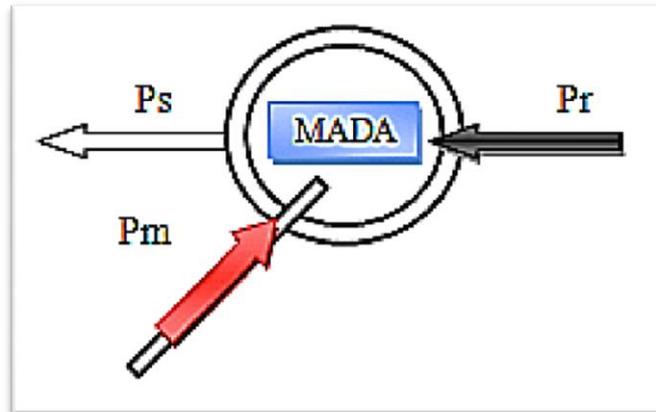


Figure I-4 Fonctionnement en génératrice hypo synchrone

I.2.2.d) Fonctionnement en génératrice hyper synchrone

Pour ce mode de fonctionnement, la puissance statorique est fournie au réseau et la puissance rotorique est récupérée pour être réinjectée au réseau via le rotor. Ainsi un générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme est conçu (Figure I-5).

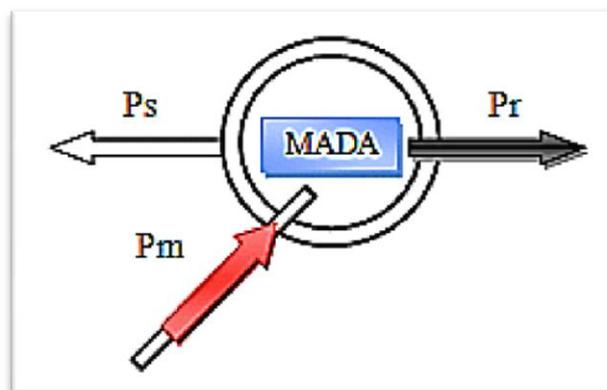


Figure I-5 Fonctionnement en génératrice hyper synchrone

I.3. Avantages et inconvénients de la MADA

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

I.3.1. Avantages de la MADA

Comme avantages de la MADA, on peut citer (6), (1),(7):

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine.
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme.
- Dans la MADA, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement.
- Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

1.3.2. 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. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants, (8),(7),(1):

- 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 plus importants que la machine à cage.
- 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 conventionnelle celle-ci 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.

1.4. Domaines d'application de la MADA

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens. De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée telles que, (8), (1):

- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation du carburant.

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telle que :

- L'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc.

On note que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage.

1.5. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation MADA

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour pallier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimé dans leurs repères respectifs.

La machine asynchrone à double alimentation comporte trois bobines statoriques décalées entre elles par un angle de $(\frac{2\pi}{3})$, et aussi trois bobines rotoriques identiques et similaires à celles du stator.

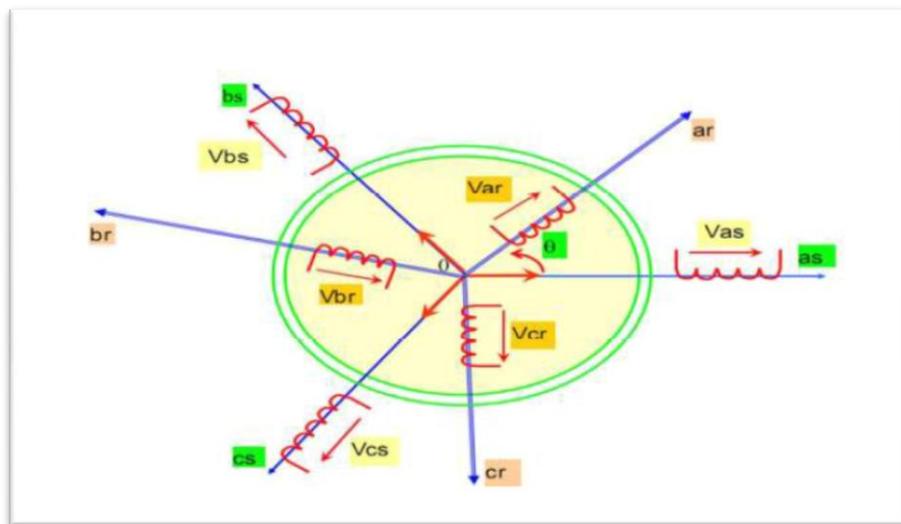


Figure I-6 : Représentation spatiale de la MADA.

Avec :

as, bs, cs : Phases du stator.

ar, br, cr : Phases du rotor.

1.5.1. 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. Afin d'établir un modèle simple, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, qui sont :

- La machine est de constitution symétrique, par conséquent, la somme des courants et des tensions est égale à Zéro.

- On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté donc seuls les enroulements inducteur et induit sont parcourus par des courants (absence de phénomène d'hystérésis et de courants de Foucault).
- La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage 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 résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

I.5.2. Equation électrique et magnétique :

Dans le domaine de la modélisation des machines électriques il y a deux approches différentes une première qui est basée sur le calcul des champs et qui demande un moyen de calcul très puissant. Cette méthode s'adresse beaucoup plus au constructeur. Une deuxième approche est basée sur le modèle électromécanique où on trouve plus de simplifications. Dans notre cas nous allons basés sur cette dernière.

I.5.2.a) Equation électrique :

La loi faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions des enroulements aux flux totalisés et aux courants dans les bobinages obéissent à l'équation suivante.

$$V = Ri + \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{I-1})$$

De là, on déduit celle des phases statoriques et rotoriques sous forme matricielle (simple et condensée)

Au niveau du stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

$$[v_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{I-3})$$

Au niveau du rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

$$[v_{rabc}] = R_r [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{I-5})$$

Avec :

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Les tensions simples triphasées au stator.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux propres au stator.

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : Les tensions simples triphasées au rotor.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Les courants rotoriques.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Les flux propres au rotor.

R_s : La résistance des enroulements statoriques.

R_r : La résistance des enroulements rotoriques.

I.5.2.b) Equation magnétique :

On définit le vecteur flux par :

$$[\Phi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \text{ Et } [\Phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-6})$$

Les vecteurs courants par :

$$[i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \text{ Et } [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne. La forme matricielle est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

Avec •

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^t = M_{SR} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\Pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

Avec:

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique,

M_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_{SR} : L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

I.5.3. Application de la transformation de Park :

La transformation de Park, définie par la matrice de rotation $[p(\theta)]$, permet de ramener les variables du repère triphasé (a, b, c) sur les axes d'un repère diphasé tournant (d, q, O). Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère.

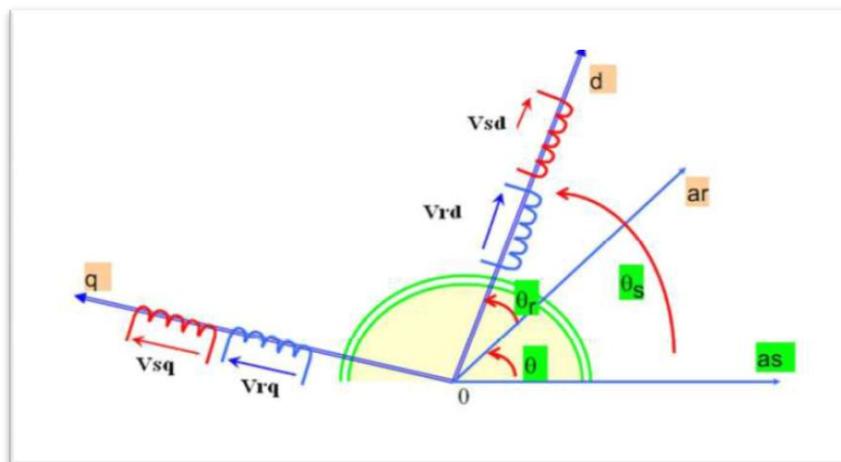


Figure I-7 : Transformation de Park.

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par θ_s , (respectivement par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (respectivement rotoriques). On remarque sur (Figure I-7) que θ_s et θ_r sont naturellement liés à θ par la relation rigide.

$$\theta_s - \theta_r = \theta \quad (\text{I-11})$$

La matrice de changement de base $[p(\theta_s)]$ définie par :

$$[p(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Et son inverse est défini par :

$$[p(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

On a aussi:

$$[i_{dgo}] = [P(\theta_s)][i_{abc}] \quad (\text{I-14})$$

$$[V_{dgo}] = [P(\theta_s)][V_{abc}] \quad (\text{I-15})$$

$$[\Phi_{dgo}] = [P(\theta_s)][\Phi_{abc}] \quad (\text{I-16})$$

La matrice $[p(\theta_s)]$ représente la matrice de transformation appliquée au stator. la transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant l'indice (s) par l'indice (r).

1.5.4. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park :

1.5.4.a) Equation électrique :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (\text{I-17})$$

La transformation linéaire $[p(\theta_s)]$ appliquée à l'équation (I-17)

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{sdqo}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{sdqo}]) \quad (\text{I-18})$$

Soit en multipliant à gauche par $[P(\theta_s)]$

$$[V_{sdqo}] = [R_s][i_{sdqo}] + \frac{d}{dt}([\Phi_{sdqo}]) + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1})[\Phi_{sdqo}] \quad (\text{I-19})$$

On démontre que :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt}(\theta_s) \quad (\text{I-20})$$

On obtient les équations électriques suivantes.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\Phi_{so}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

Où :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (\text{I-22})$$

De façon analogue, la transformation des grandeurs rotoriques conduit au système :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd} \\ V_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\Phi_{ro}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-23})$$

Où :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I-24})$$

I.5.4.b) Equation magnétique :

Les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axes (d, q, o) et les flux d'axe (a, b, c)

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][\Phi_{sabc}] \text{ et } [\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][\Phi_{rabc}] \quad (\text{I-25})$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent au :

➤ **Au niveau du stator :**

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][[L_s][i_{sabc}] + [M_{SR}][i_{rabc}]] \quad (\text{I-26})$$

Soit :

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][L_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + [P(\theta_s)][M_{SR}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] \quad (\text{I-27})$$

➤ **Au niveau du rotor :**

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][[M_{SR}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}]] \quad (\text{I-28})$$

Soit :

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][M_{SR}][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] \quad (\text{I-29})$$

On démontre que :

$$[P(\theta_s)][L_s][P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 1_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & 1_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & 1_s - 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-30})$$

$$[P(\theta_s)][M_{SR}][P(\theta_r)]^{-1} = \frac{3}{2} M_{SR} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-31})$$

On définit :

$L_s = l_s - M_s$: L'inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2} M_{SR}$: L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$L_{so} = l_s + 2M_s$: L'inductance homopolaire statorique.

Ainsi l'expression des flux totalisés prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \Phi_{so} = L_{so} i_{so} \end{cases} \quad (\text{I-32})$$

On obtient de la même manière pour le rotor :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \\ \Phi_{ro} = L_{ro} i_{ro} \end{cases} \quad (\text{I-33})$$

Avec :

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_{ro} = l_r + 2M_r$: Inductance homopolaire rotorique.

Quand les sommes des composantes (a,b,c) sont nulles, la troisième équation toujours vérifiée car identiquement nulle.

Les équations de Park statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I-34})$$

Les flux sont donnés dans le système :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I-35})$$

1.5.5. Choix du référentiel :

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes d,q qui dépendent des objectifs de l'application.

1.5.5.a) Référentiel lié au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta}{dt} = -\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r \quad (\text{I-36})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I-37})$$

Ce référentiel est préférable lors de l'étude des grandeurs rotoriques.

I.5.5.b) Référentiel lié au rotor

Il est avantageux pour l'étude des grandeurs statorique. Il se traduit par la relation :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0, \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (I-38)$$

Et les équations de tension deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \Phi_{sq} \omega_s \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \Phi_{sd} \omega_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \end{array} \right. \quad (I-39)$$

I.5.5.c) Référentiel lié au champ tournant :

Il se traduit par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega \quad (I-40)$$

Ce choix est préférable en vue d'étudier la commande ou on a besoin d'une orientation du flux, et ne résume aucune simplification.

I.5.6. Equation des puissances et du couple

La puissance électrique instantanée P_E fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q

$$P_E = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} + V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \quad (I-41)$$

Elle se décompose en trios de termes :

Puissance dissipée en pertes joule :

$$P_j = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (I-42)$$

Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétiques avec les sources :

$$P_{ech} = i_{sd} \left(\frac{d\Phi_{sd}}{dt} \right) + i_{sq} \left(\frac{d\Phi_{sq}}{dt} \right) + i_{rd} \left(\frac{d\Phi_{rd}}{dt} \right) + i_{rq} \left(\frac{d\Phi_{rq}}{dt} \right) \quad (I-43)$$

Puissance mécanique P_{mec} regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_{mec} = (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d\Phi_s}{dt} \right) + (\Phi_{rd} i_{rq} - \Phi_{rq} i_{rd}) \left(\frac{d\Phi_r}{dt} \right) \quad (I-44)$$

En tenant compte des équations des flux (I-37) on peut donc écrire que :

$$P_{mec} = (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \left(\frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) \right) \quad (I-45)$$

Or la puissance mécanique est aussi égale à :

$$P_{mec} = C_{em} \cdot \Omega \quad (I-46)$$

Avec:

$$\Omega = \frac{W_m}{P} \quad (I-47)$$

On en tire l'expression scalaire du couple :

$$C_{em} = P (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (I-48)$$

On peut exprimer l'équation du couple par d'autres expressions telles que :

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_s} (\Phi_{sq} i_{rd} - \Phi_{sd} i_{rq}) \quad (I-49-a)$$

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (I-49-b)$$

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} (\Phi_{rd} \Phi_{sq} - \Phi_{sd} \Phi_{rq}) \quad (I-49-c)$$

$$C_{em} = P(\Phi_{rq}i_{rd} - \Phi_{rd}i_{rq}) \quad (I-49-d)$$

1.5.7. Equation mécanique

Le principe fondamental de la dynamique nous permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_{mec} \quad (I-50)$$

Avec:

$$\Omega_{mec} = \frac{\omega}{P} \quad (I-51)$$

1.5.8. Mise sous forme d'équation d'état

Pour une bonne représentation de la machine asynchrone à double alimentation, nous considérons comme variable d'états les flux statoriques (Φ_{sd}, Φ_{sq}) , les courants rotoriques (I_{rd}, I_{rq}) et la vitesse de rotation ω .

Le système d'équation présentant la machine dans le repère (d-q) lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s à l'aide des expressions de système d'équation (I-34),(I-35) et (I-50) Nous obtenons le modèle de la machine asynchrone à double alimentation suivant.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \Phi_{sd} + \omega_s \Phi_{sq} + \frac{R_s M_{sr}}{L_s} i_{rd} + V_{sd} \\ \frac{d\Phi_{sq}}{dt} = -\omega_s \Phi_{sd} - \frac{R_s}{L_s} \Phi_{sq} + \frac{R_s M_{sr}}{L_s} i_{rq} + V_{sq} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \Phi_{sd} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \omega_s \Phi_{sq} - \left[\frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{R_s M_{sr}^2}{\sigma L_r L_s^2} \right] i_{rd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \omega_s \Phi_{sd} + \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s^2} \Phi_{sq} - (\omega_s - \omega) i_{rd} - \left[\frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{R_s M_{sr}^2}{\sigma L_r L_s^2} \right] i_{rq} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} V_{sq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2 M_{sr}}{L J} (\Phi_{sq} i_{rd} - \Phi_{sd} i_{rq}) - \frac{P}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega \end{array} \right. \quad (I-52)$$

Où σ est le coefficient de dispersion de Blondel : $(\sigma = 1 - \frac{M^2_{sr}}{L_r L_s})$

1.6. Simulation et interprétation des résultats

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/Simulink traitant le comportement d'une machine asynchrone à double alimentation (Figure I-8). Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park (plan (d-q)) liée au champ tournant.

Les résultats montrés sur les figures ci-dessous (Figure I-9) sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation, de puissance 7,5MW, alimentée directement par deux sources de tension triphasées parfaites, l'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau sinusoïdal 220/380V, 50Hz, et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de 12,44V et une fréquence égale à la fréquence rotorique $g\omega_s$ avec $g=0.06$.

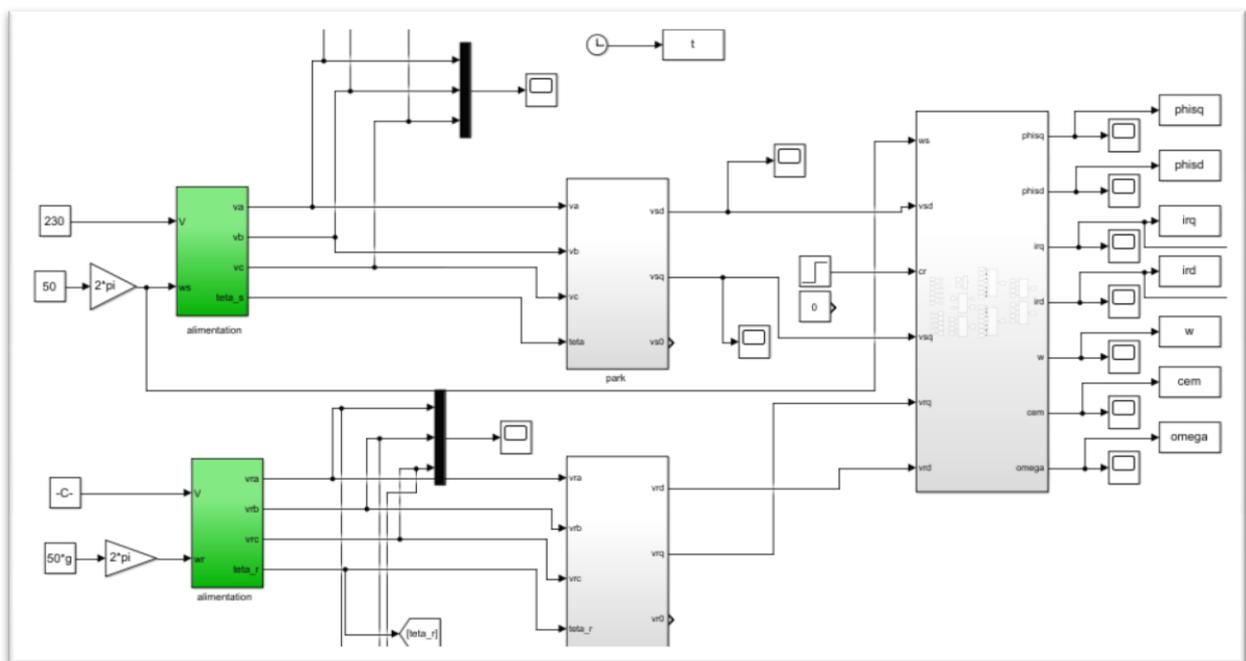
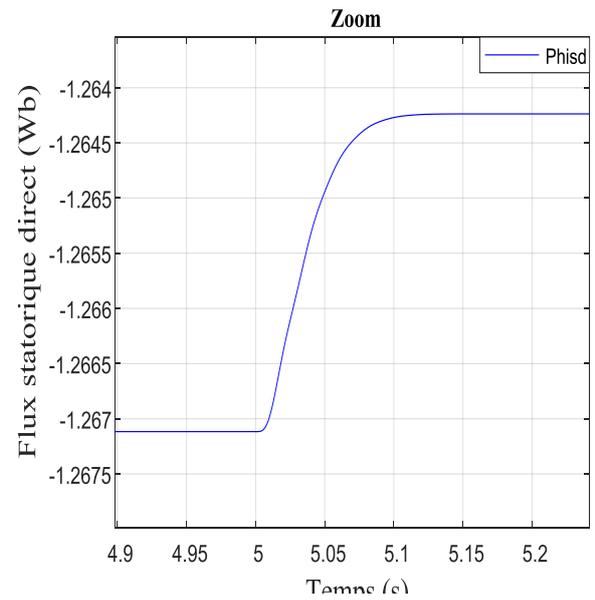
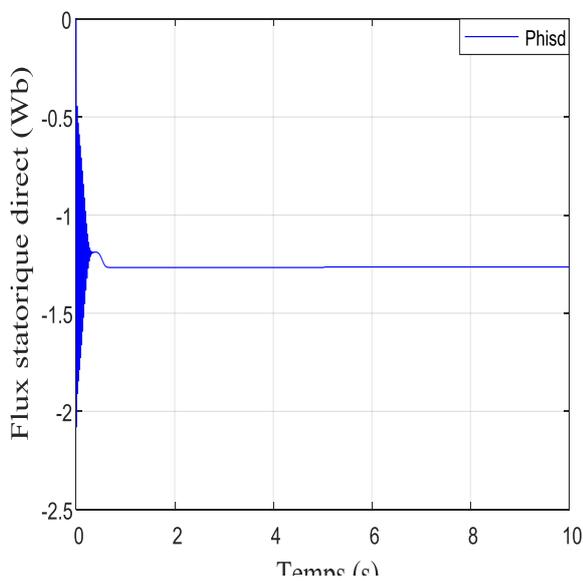
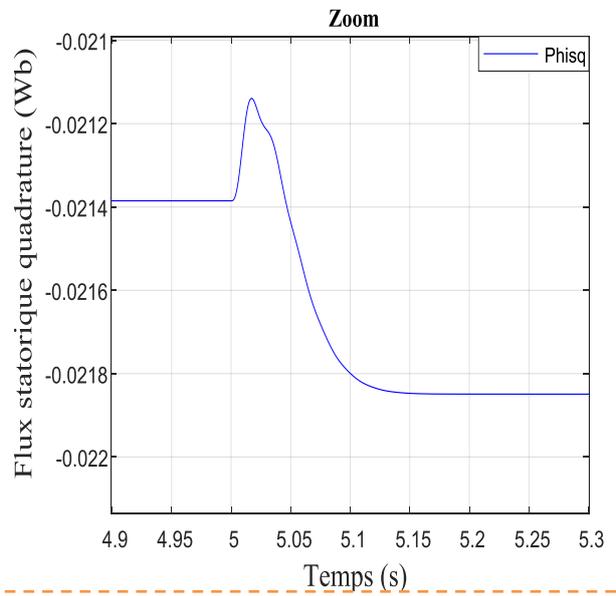
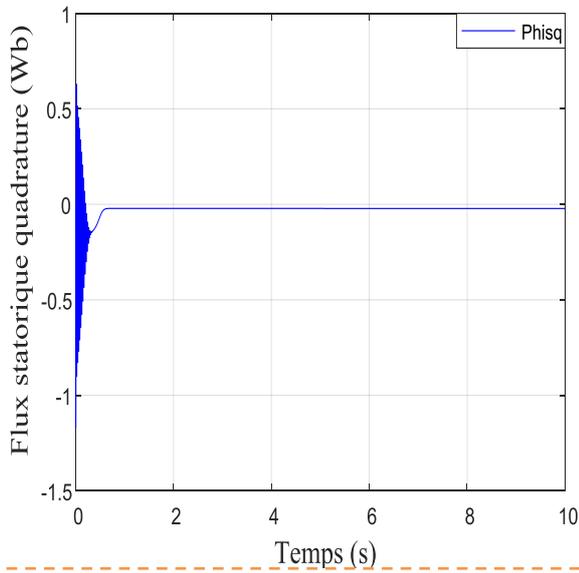
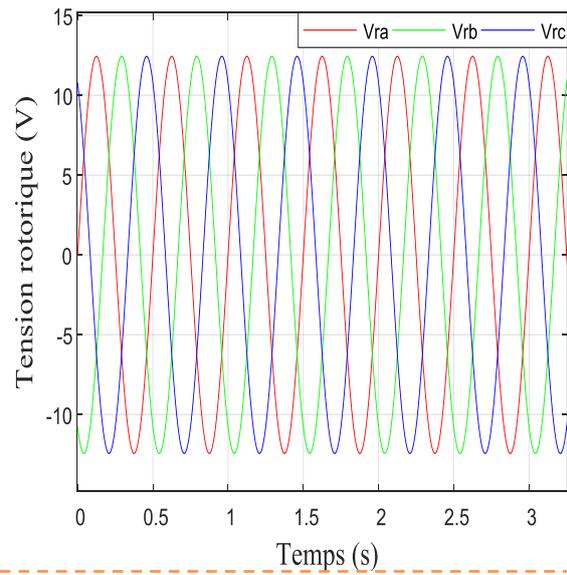
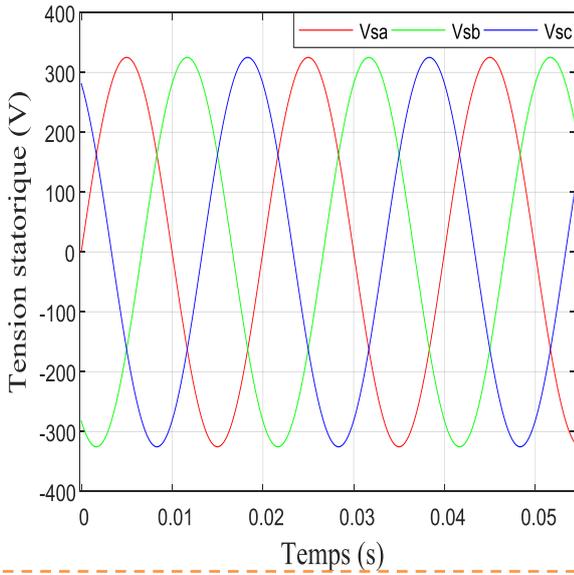
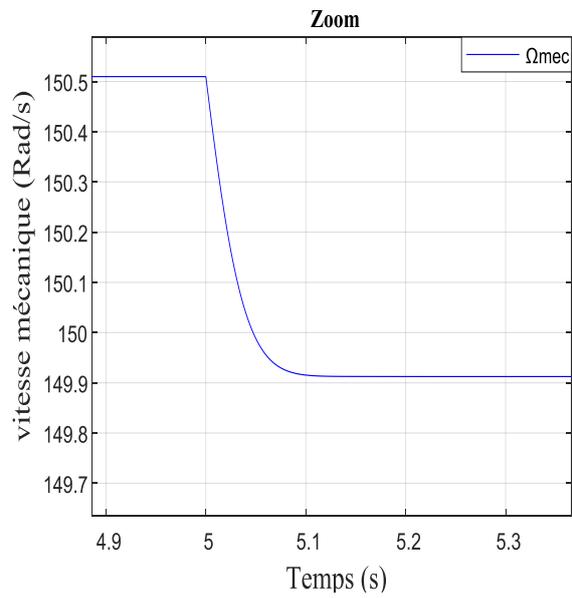
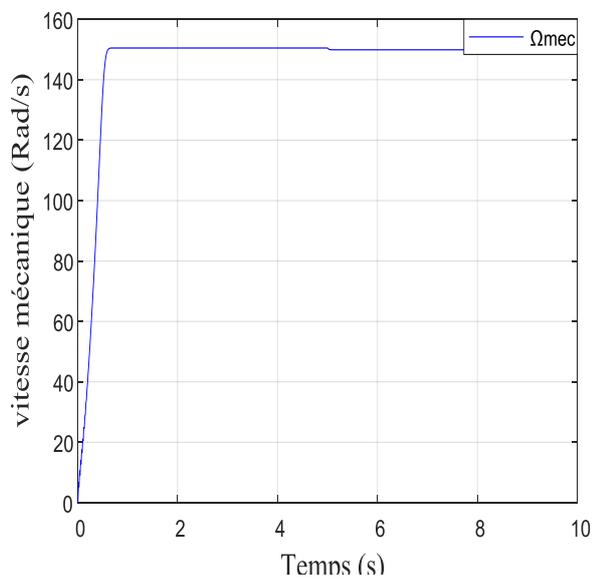
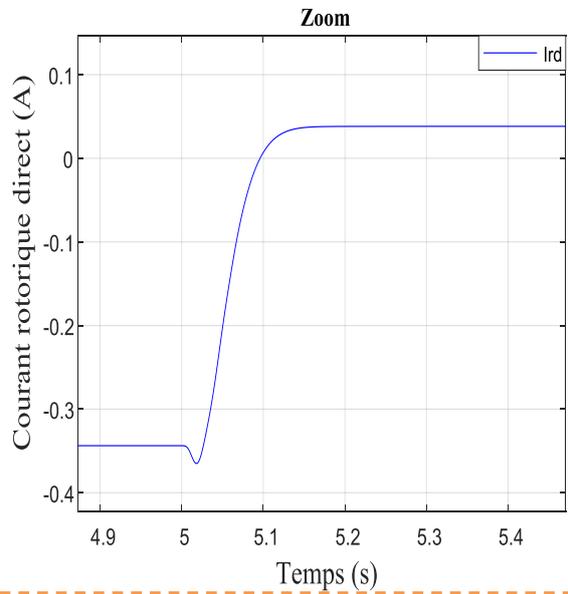
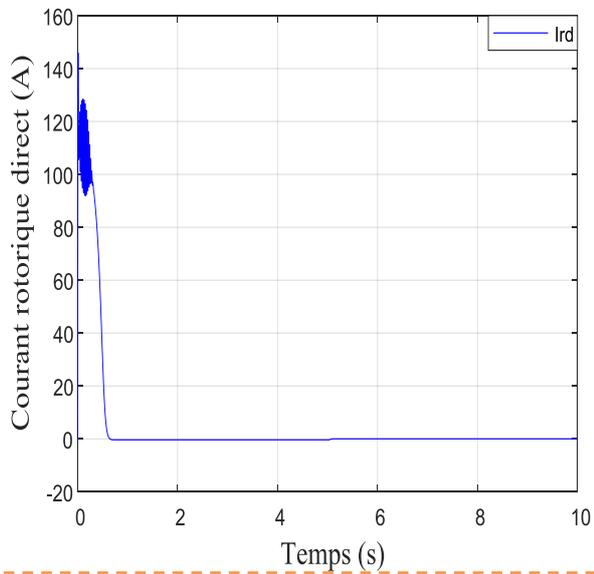
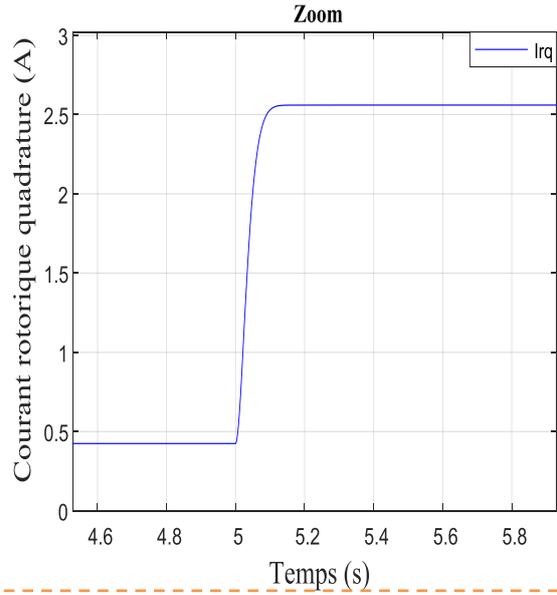
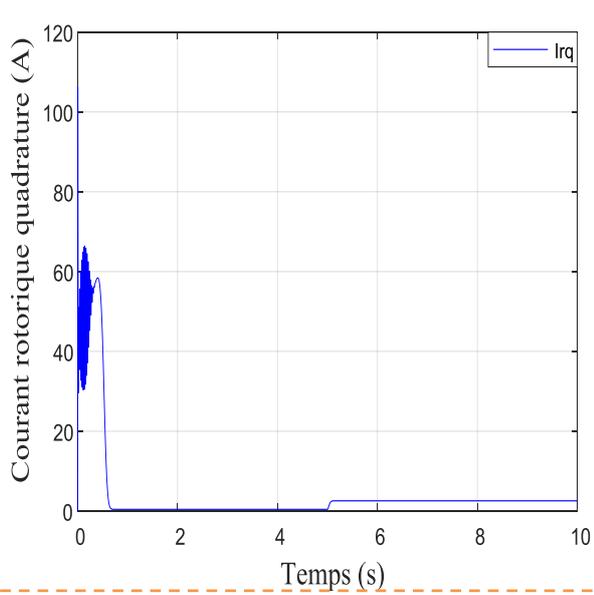


Figure I-8 : Schéma de la MADA en modèle SIMULINK.





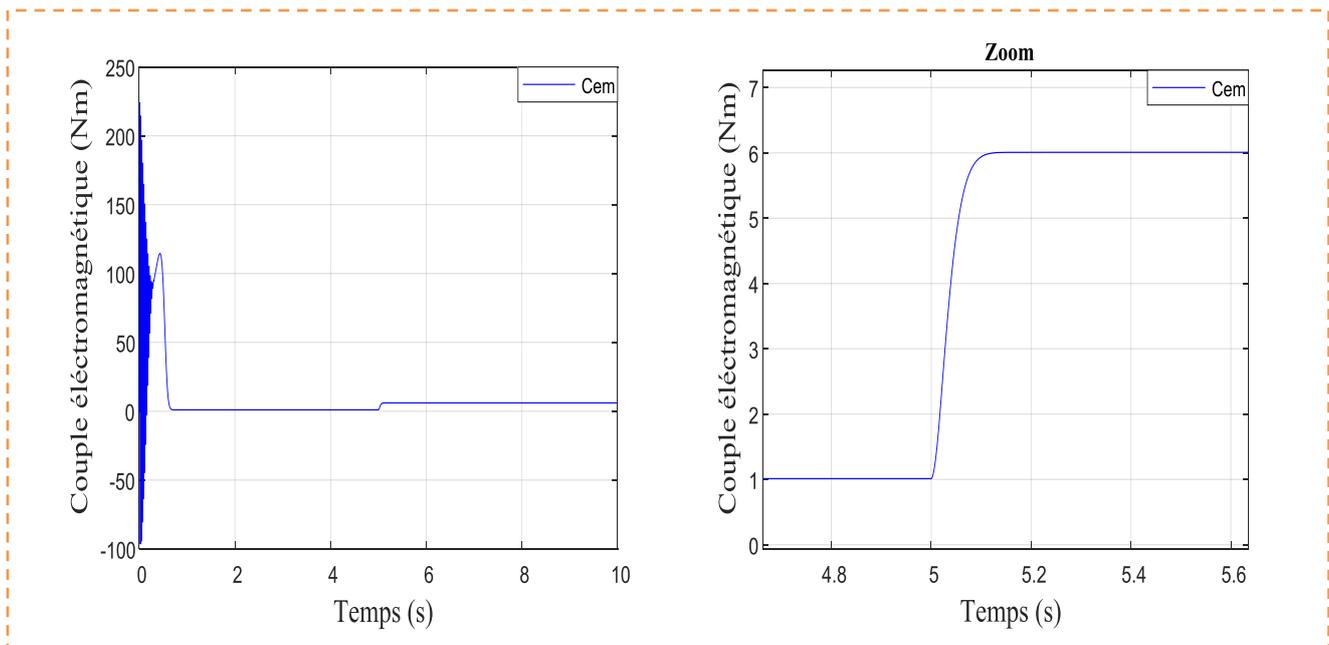


Figure I-9 Comportement de la MADA lors d'un démarrage à vide avec application d'un couple résistant à l'instant $t=5s$.

La simulation s'effectue au départ d'un démarrage à vide. On remarque que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine.

Pendant la phase de démarrage, les courants rotoriques (I_{rd} , I_{rq}) sont fortement oscillatoires, leurs valeurs dépassent (100A). De telles valeurs peuvent causer la destruction de la machine par échauffement en cas d'un démarrage répété. Puis en régime permanent, les courants rotoriques se stabilisent à des valeurs proches de zéro au bout d'un temps égal à 0.5s.

L'analyse des courbes représentant l'évolution des flux statoriques montre que les flux (Φ_{sd} , Φ_{sq}) prennent le régime transitoire oscillatoire et se stabilisent respectivement aux valeurs de $[-1.26, -0.02]$ Wb.

Après un régime transitoire, on constate que le comportement de la vitesse de la MADA à vide atteint sa valeur crête proche de 150rad/s au bout d'un temps égal à 0.7s.

La courbe représentant les variations du couple électromagnétique montre que son amplitude atteint une valeur au voisinage de (224 Nm) pendant la phase de démarrage. Puis se stabilise à une valeur proche de (1 Nm).

Après que le régime permanent s'est établi. On a appliqué un couple de charge C_r à la MADA. ($C_r=5\text{Nm}$) à l'instant ($t=5\text{s}$).

On observe dès l'application du couple résistant que le couple électromagnétique augmente afin de compenser le couple résistant.

Comme on peut aussi souligner un autre point important, c'est la variation notée au niveau du flux lors de l'application du couple résistant, ceci met en évidence le couplage naturel existant entre le flux et le couple.

Nous avons constaté sur l'ensemble des figures représentées, que la machine présente un régime de démarrage moyen et avec des dépassements importants, ce qui nécessite l'introduction d'une commande pour améliorer les performances dynamiques de la MADA.

1.7. Modèle de la MADA à flux statorique orienté

Dans ce qui suit nous allons supposer que l'axe «d» du repère de Park est orienté suivant le flux statorique. Ce choix n'est pas au hasard mais il se justifie par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau puissant de tension et de fréquence constante, ce qui entraîne un flux constant au stator de la machine (9).

Nous rappelons le système d'équations différentielles électrique et magnétique décrivant la machine asynchrone à double alimentation dans un repère lié au champ tournant qui est donné dans les systèmes d'équation (I-34) et (I-35).

Nous utilisons la modélisation diphasée de la machine asynchrone à double alimentation. On oriente le repère (d,q) afin que l'axe d soit aligné sur le flux statorique Φ_s .

Ainsi :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{I-53})$$

Les systèmes d'équation (I-34) et (I-35) peuvent se simplifier sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \Phi_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I-54)$$

Si on néglige la résistance des enroulements statorique, hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance utilisée pour la production d'énergie éolienne les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante (9)(10).

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \Phi_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I-55)$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \Phi_s = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (I-56)$$

Pour pouvoir contrôler facilement la MADA, il est pratique d'élaborer un modèle pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive. Un tel modèle peut être élaboré en établissant les relations qui lient les puissances active et réactive aux courants et tension rotoriques.

1.7.1. Expressions des puissances actives et réactives statoriques

Les puissances active et réactive statorique, dans le repère orthogonal, s'écrivent :

$$\begin{cases} P = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \\ Q = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \end{cases} \quad (I-57)$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P = v_s i_{sq} \\ Q = v_s i_{sd} \end{cases} \quad (I-58)$$

Les puissances active P et réactive Q sont donc en fonction des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} respectivement, sur lesquels nous avons au qu'une action directe. Nous devons donc chercher une relation entre les courants rotoriques et les courants statoriques.

A partir des expressions des flux statoriques, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{V_s}{\omega_s L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{M_{sr}}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (I-59)$$

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P = -\frac{V_s M_{sr}}{L_s} i_{rq} \\ Q = -\frac{V_s M_{sr}}{L_s} i_{rd} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (I-60)$$

Il ressort de l'expression (I-60) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe «q», et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe «d» à une constante près $\frac{V_s^2}{L_s \omega_s}$ imposée par le réseau (9).

1.7.2. Expressions des tensions rotoriques

Afin de pouvoir contrôler correctement la machine par les techniques de commande CBS et CMG, il nous faut établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront investie dans le développement de ses technique des commande. En remplaçant dans l'équation des flux les courants statoriques par l'expression (I-59), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{M_{sr} V_s}{\omega_s L_s} \\ \Phi_{rq} = \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rq} \end{cases} \quad (I-61)$$

En introduisant ces expressions dans les équations des tensions rotoriques, on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \frac{di_{rd}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \frac{di_{rq}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \frac{M_{sr} V_s}{L_s} \end{cases} \quad (I-62)$$

1.8. Le modèle mathématique du convertisseur

Le convertisseur est commandé par la technique à MLI, le modèle mathématique de ce convertisseur représenté par les tensions simples et les signaux de commande est

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \delta_3 \end{bmatrix} \quad (I-63)$$

Avec :

V_a, V_b, V_c : Tensions simple du convertisseur.

$\delta_1, \delta_2, \delta_3$: Commande MLI des IGBT supérieurs du convertisseur.

V_{dc} : Tension du bus continue.

1.9. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une brève étude sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA), Sa structure, son mode de fonctionnement ; ainsi que ses avantages et inconvénients, et ses domaines d'application. On a aussi présenté le modèle réel de la machine auquel on a appliqué la transformation de Park .La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande backstepping. Cette dernière est le sujet de notre deuxième chapitre.

CHAPITRE II

La commande backstepping de la MADA

II.1. Introduction

Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer & Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovic & Sussmann (1989) d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le backstepping présente une alternative prometteuse aux méthodes basées sur l'équivalence certaine. Il se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction avec celui des lois de commande et d'adaptation. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé. (11)

Cette approche n'est pas la seule dans le domaine de la commande adaptative des systèmes non linéaires. D'autres méthodes, notamment celles basées sur la linéarisation (Singh & Rugh 1972. Isidori 1981. Sastry & Isidori 1989), ainsi que celles s'inspirant de la commande robuste (Corless & Leitmann 1981, Barmish & Leitmann 1982. Qua 1993) ont été proposées. Toutefois, toutes ces méthodes se trouvent confrontées au problème de l'applicabilité. Une méthode qui donne de bons résultats sur une classe de systèmes, peut avoir des conséquences catastrophiques sur une autre classe, même très peu différente de la première. (11)

Le présent chapitre est organisé de la façon suivante : En premier lieu, on expose la théorie de la commande par backstepping, puis on traite la commande de la machine asynchrone à double alimentation par la technique de(CBS). Enfin nous interprétons des résultats obtenus.

II.2. Design par backstepping

Le design d'un contrôleur pour un système non linéaire de la forme

$$\dot{\mathbf{x}} = \varphi(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}, u, t) \quad (\text{II-1})$$

Où le vecteur d'état \mathbf{x} est de dimension élevée, peut souvent s'avérer une tâche difficile. voire impossible. La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Elle combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov (fcl) avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la

linéarisation, le backstepping permet, quand il y en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Cette technique suppose que l'on est en mesure de trouver. Au moins pour un système scalaire, une loi de commande u et une fonction de contrôle de Lyapunov $V(x)$ qui stabilisent son origine.

Dans le design par backstepping, aucune contrainte n'est imposée à la caractéristique non linéaire du système. Ce dernier doit, cependant, se présenter sous la forme dite paramétrique pure. Les équations d'un tel système sont données par :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= \varphi_1(x_1)^T \boldsymbol{\theta} + \psi_1(x_1)x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \varphi_2(x_1, x_2)^T \boldsymbol{\theta} + \psi_2(x_1, x_2)x_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{x}_{n-1} &= \varphi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})^T \boldsymbol{\theta} + \psi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})x_n \\
 \dot{x}_n &= \varphi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)^T \boldsymbol{\theta} + \psi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)\mathbf{u} \\
 \mathbf{y} &= \mathbf{x}_1
 \end{aligned} \tag{II-2}$$

Où $\boldsymbol{\theta}$ est un vecteur de paramètres constants (connus ou inconnus). Les ψ_i et les φ_i , sont des fonctions non linéaires connues, avec $\varphi_i(0) = 0, \psi_i(x) \neq 0, \forall x \in \mathbb{R}^n$.

Dans le cas où le système à commander fait partie de la classe plus restrictive des systèmes dits à forme paramétrique stricte ($\psi_i = 1$), les propriétés de poursuite et de régulation obtenues sont globales (Kanellakopoulos et al. 1991. Krstic et al. 1995). Pour les systèmes à forme paramétrique pure, l'étendue de la validité de ces propriétés dépend du domaine de définition des transformations géométriques (difféomorphismes) qui permettent de ramener le système sous la forme stricte. Dans le cas où ce domaine est \mathbb{R}^n , les propriétés sont également globales. Il faut noter que cette restriction (structure paramétrique pure ou stricte) n'est nullement due à l'aspect adaptatif de la méthode. Elle est imposée par la procédure récursive de design et reste en vigueur même dans le cas non adaptatif.(11)

La version de base du backstepping concerne la commande non adaptative par retour d'état, en l'absence d'incertitudes. Ce cas très particulier servira à introduire la procédure récursive de design. Par la suite, différentes variantes de la méthode seront présentées. La robustification du backstepping, qui consiste à l'augmenter de termes d'amortissements non linéaires. (11)

II.3. Algorithme de base

Afin d'illustrer le principe de la méthode du backstepping, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme :

$$\dot{x}_1 = \varphi_1^T(x_1)\vartheta + \psi_1(x_1)x_2 \quad (\text{II-3})$$

$$\dot{x}_2 = \varphi_2^T(x_1, x_2)\vartheta + \psi_2(x_1, x_2)x_3 \quad (\text{II-4})$$

$$\dot{x}_3 = \varphi_3^T(x_1, x_2, x_3)\vartheta + \psi_3(x_1, x_2, x_3)u \quad (\text{II-5})$$

Le vecteur des paramètres ϑ (seront notés ϑ quand ils sont connus et θ quand ils sont inconnus) est supposé connu (Les paramètres seront notés ϑ quand ils sont connus et θ quand ils sont inconnus). On désire faire suivre à la sortie $y = x_1$ le signal de référence y_r , ou y_r, y_r', y_r'' , sont supposées connues et uniformément bornées. Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes :

II.3.1. Étape 1

On considère d'abord l'équation (II-3) où la variable d'état x_2 est traitée comme une commande et l'on définit la première valeur désirée

$$(x_1)_d \triangleq \alpha_0 = y_r$$

La première variable d'erreur se définit par

$$\varepsilon_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{II-6})$$

Avec ces variables, le système (II-3) s'écrit

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{\varepsilon}_1 &= \varphi_1^T \vartheta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \end{aligned} \quad (\text{II-7})$$

La fonction quadratique

$$V_1(\varepsilon_1) = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2$$

Constitue un bon choix de fcl. Sa dérivée, le long de la solution de (II-7) est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{\mathcal{V}}_1 &= \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 \\ \dot{\mathcal{V}}_1 &= \varepsilon_1 \left[\varphi_1^T \mathcal{G} + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \right]\end{aligned}$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait $\dot{\mathcal{V}}_1$ négative et assurerait la stabilité de l'origine du sous-système décrit par (II-7) Prenons comme valeur de x_2 , la fonction α_1 telle que :

$$\psi_1 \alpha_1 + \varphi_1^T \mathcal{G} - \dot{\alpha}_0 = -k_1 \varepsilon_1$$

Où $k_1 > 0$ est un paramètre de design. Cela donne :

$$(x_2)_d \triangleq \alpha_1 = \frac{1}{\psi_1} \left[-k_1 \varepsilon_1 - \varphi_1^T \mathcal{G} + \dot{\alpha}_0 \right] \quad (\text{II-8})$$

Et la dérivée s'écrit :

$$\dot{\mathcal{V}}_1 = -k_1 \varepsilon_1^2 \leq 0$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine de (II-7)

II.3.2. Étape 2

On considère le sous-système (II-3), (II-4) et l'on définit la nouvelle variable d'erreur :

$$\varepsilon_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{II-9})$$

Qui représente l'écart entre la variable d'état x_2 et sa valeur désirée α_1 . à cause du fait que x_2 ne peut être forcée à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence α_1 l'erreur ε_2 n'est pas, instantanément, nulle. Le design dans cette étape consiste, alors, à la forcer à s'annuler avec une certaine dynamique, choisie au préalable.

Les équations du système à commander, dans l'espace $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$, s'écrivent :

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \mathcal{G} - \dot{\alpha}_0 + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1) \quad (\text{II-10})$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi_2^T \mathcal{G} - \dot{\alpha}_1 + \psi_2 x_3 \quad (\text{II-11})$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = V_1 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 \quad (\text{II-12})$$

Cette dernière a pour dérivée, le long de la solution de (II-10), (II-11)

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{V}}_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) &= \dot{\mathcal{V}}_1 + \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2 \\ &= \varepsilon_1 \left[\varphi_1^T \mathcal{G} + \psi_1 (\alpha_1 + \varepsilon_2) - \dot{\alpha}_0 \right] + \varepsilon_2 \left[\varphi_2^T \mathcal{G} + \psi_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \right] \\ &= \varepsilon_1 \left[\varphi_1^T \mathcal{G} + \psi_1 \alpha_1 - \dot{\alpha}_0 \right] + \varepsilon_2 \left[\varphi_2^T \mathcal{G} + \psi_1 \varepsilon_1 + \psi_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \right] \\ &= -k_1 \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2 \left[\varphi_2^T \mathcal{G} + \psi_1 \varepsilon_1 + \psi_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \right] \end{aligned}$$

Le choix de la valeur désirée de x_3 devient évident. Ce dernier est donné par :

$$(x_3)_d \triangleq \alpha_2 = \frac{1}{\psi_2} \left[\dot{\alpha}_1 - \psi_1 \varepsilon_1 - \varphi_2^T \mathcal{G} - k_2 \varepsilon_2 \right] \quad (\text{II-13})$$

Où $k_2 > 0$, avec $\dot{\alpha}_1$ calculée analytiquement :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \dot{y}_r} \dot{y}'_r$$

Un tel choix permet de réduire la dérivée à :

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{V}}_2 &\leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 \\ \dot{\mathcal{V}}_2 &\leq 0 \end{aligned}$$

Ce qui assure la stabilité asymptotique de l'origine de (II-10), (II-11)

II.3.3. Étape 3

Le système (II-3), (II-5) est maintenant considéré dans sa globalité. La variable d'erreur :

$$\varepsilon_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (\text{II-14})$$

Est définie, qui permet d'écrire les équations du système, dans l'espace des erreurs ($\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$)

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \mathcal{G} - \dot{\alpha}_0 + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1) \quad (\text{II-15})$$

$$\dot{\epsilon}_2 = \varphi_1^T \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \psi_2 (\epsilon_3 + \alpha_2) \quad (\text{II-16})$$

$$\dot{\epsilon}_2 = \varphi_1^T \vartheta - \dot{\alpha}_2 + \psi_3 u \quad (\text{II-17})$$

Avec comme fonction de Lyapunov :

$$V_3(\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3) = V_2 + \frac{1}{2} \epsilon_3^2 \quad (\text{II-18})$$

La dérivée, le long de la solution de (II-15), (II-17) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3) &= \dot{V}_2 + \epsilon_3 \dot{\epsilon}_2 \\ &= -k_1 \epsilon_1^2 - k_2 \epsilon_2^2 + \epsilon_3 [\psi_3 u + \psi_2 \epsilon_2 + \varphi_3^T \vartheta - \dot{\alpha}_2] \end{aligned}$$

À présent, on est en présence de la vraie commande. Un bon choix de celle-ci est donné par :

$$u = \frac{1}{\psi_3} [\dot{\alpha}_2 - \psi_2 \epsilon_2 - \varphi_3^T \vartheta - k_3 \epsilon_3] \quad (\text{II-19})$$

Ou $k_3 > 0$ et $\dot{\alpha}_2$ est également calculée analytiquement :

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r^{(3)}} y_r^{(3)}$$

Avec ce choix, on a :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3) &\leq -k_1 \epsilon_1^2 - k_2 \epsilon_2^2 - k_3 \epsilon_3^2 \\ &\leq 0 \end{aligned}$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine de (II-15) -(II-17). Ceci se traduit par la stabilité, en boucle fermée, du système originel (II-3) -(II-5) et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite $y - y_r$. Les deux principaux objectifs du design sont alors atteints.

➤ Remarque

Les paramètres de design k_i , sont directement liés à position de pôles de la boucle fermée. Leur choix permet de faire un placement des pôles, fixant ainsi la dynamique en régulation de cette boucle.

II.4. Application de la commande backstepping à la MADA

Les relations des dérivés des courants rotorique sont :

$$\begin{aligned}\frac{di_{dr}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_r} (V_{dr} - R_r i_{dr} + g \omega_s L_r \sigma i_{qr}) \\ \frac{di_{qr}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_r} (V_{qr} - R_r i_{qr} + g \omega_s L_r \sigma i_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s})\end{aligned}\quad (II-20)$$

II.4.1. contrôle du courant idr

$$\varepsilon_1 = i_{dr}^{ref} - i_{dr} \Rightarrow \varepsilon_1' = i_{dr}^{ref'} - i_{dr}' = (i_{dr}^{ref})' - i_{dr}' \quad (II-21)$$

$$\varepsilon_1 = i_{dr}^{ref} - i_{dr} \Rightarrow \varepsilon_1' = i_{dr}^{ref'} - i_{dr}' = (i_{dr}^{ref})' - i_{dr}' \quad (II-22)$$

$$\varepsilon_1' = \frac{di_{dr}^{ref}}{dt} - \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{di_{dr}^{ref}}{dt} - \frac{1}{\sigma L_r} (V_{dr} - R_r i_{dr} + g \omega_s L_r \sigma i_{qr}) \quad (II-23)$$

Pour une fonction candidate de Lyapunov

$$V_1 = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 \Rightarrow V_1' = \varepsilon_1 \varepsilon_1' < 0 \quad (II-24)$$

$$\varepsilon_1' = -K_1 \varepsilon_1 \quad (II-25)$$

$$\varepsilon_1' = -\frac{1}{\sigma L_r} (V_{dr} - R_r i_{dr} + g \omega_s L_r \sigma i_{qr}) = -K_1 \varepsilon_1 \Rightarrow -K_1 \varepsilon_1 \sigma L_r = -(V_{dr} - R_r i_{dr} + g \omega_s L_r \sigma i_{qr}) \quad (II-26)$$

$$-K_1 \varepsilon_1 \sigma L_r + R_r i_{dr} - g \omega_s L_r \sigma i_{qr} = V_{dr} \quad (II-27)$$

II.4.2. contrôle du courant iqr

$$\varepsilon_2 = i_{qr}^{ref} - i_{qr} \rightarrow \varepsilon_2' = i_{qr}^{ref'} - i_{qr}' = (i_{qr}^{ref})' - i_{qr}' \quad (II-28)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{di_{qr}}{dt} - \frac{di_{qr}^{ref}}{dt} = \frac{di_{qr}}{dt} - \frac{1}{\sigma L_r} (V_{qr} - R_r i_{qr} + g \omega_s L_r \sigma i_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s}) \quad (II-29)$$

$$\varepsilon_2' = -K_2 \varepsilon_2 \quad (II-30)$$

$$V_2 = \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 \rightarrow V_2' = \varepsilon_2 \varepsilon_2' < 0 \quad (II-31)$$

$$\varepsilon_2' = -\frac{1}{\sigma L_r} (V_{qr} - R_r i_{qr} + g \omega_s L_r \sigma i_{dr} - \frac{M V_s}{L_s}) = -K_2 \varepsilon_2 \rightarrow -K_2 \varepsilon_2 \sigma L_r = -(V_{qr} - R_r i_{qr} + g \omega_s L_r \sigma i_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s}) \quad (II-32)$$

$$-K_2 \varepsilon_2 \sigma L_r + R_r i_{qr} - g \omega_s L_r \sigma i_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} = V_{qr} \quad (II-33)$$

Les équations (II-33), (II-27) permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler (Figure II-1)

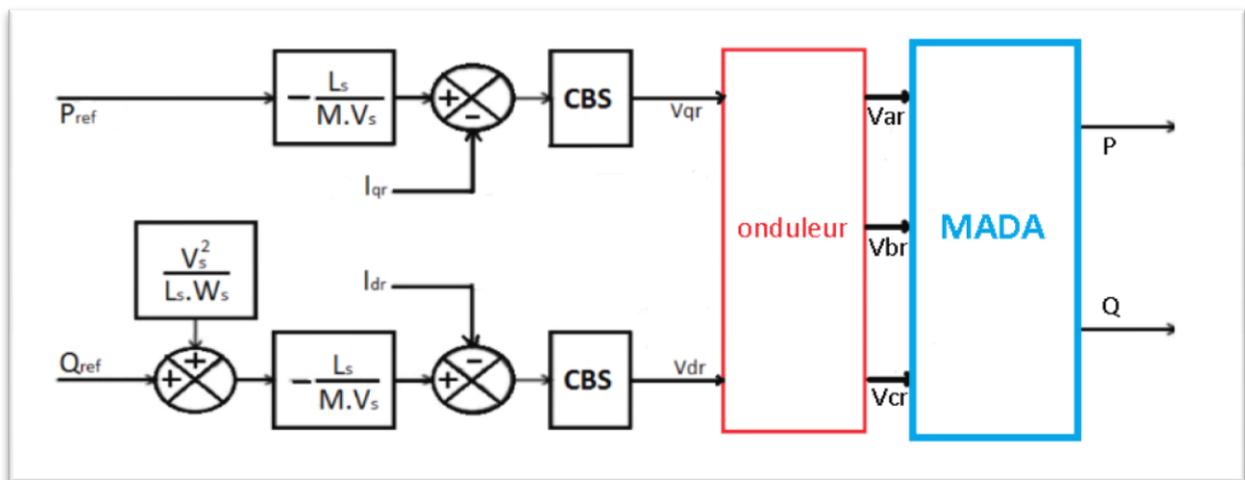


Figure II-1 Schéma bloc de la structure de commande par backstepping

II.5. Simulation et interprétation des résultats

La technique de commande proposée est supportée par une étude de simulation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK pour vérifier son efficacité.

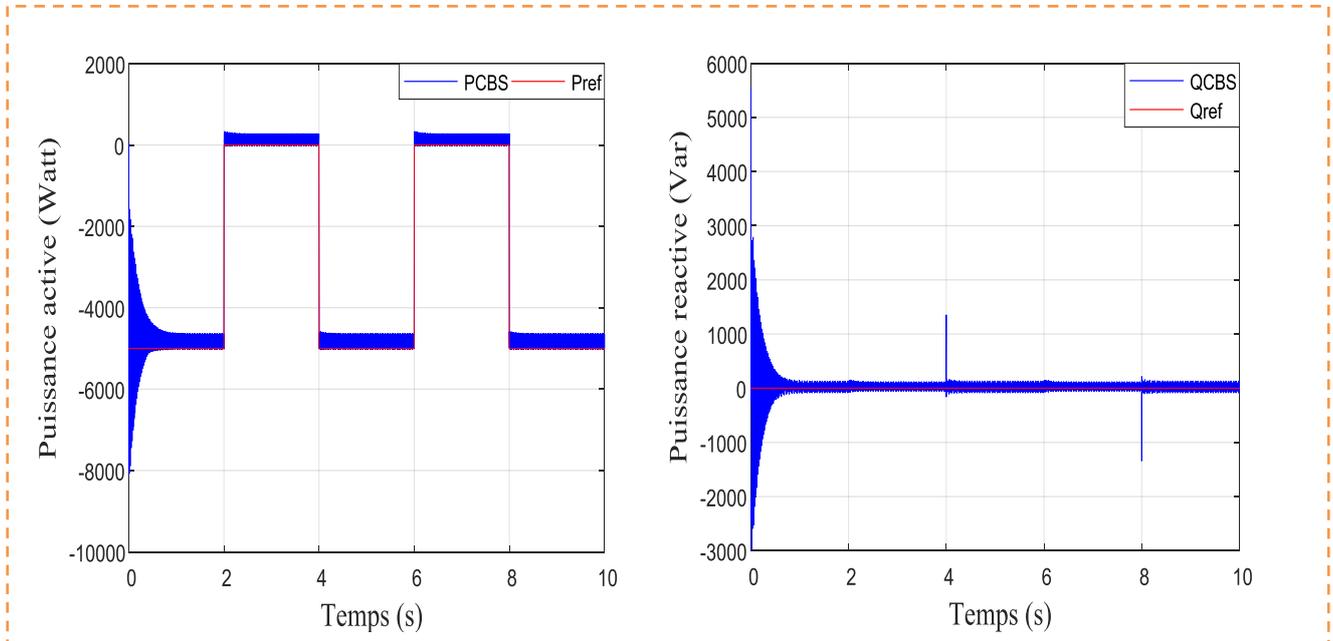


Figure II-2 La puissance active et réactive statorique pour la commande par backstepping.

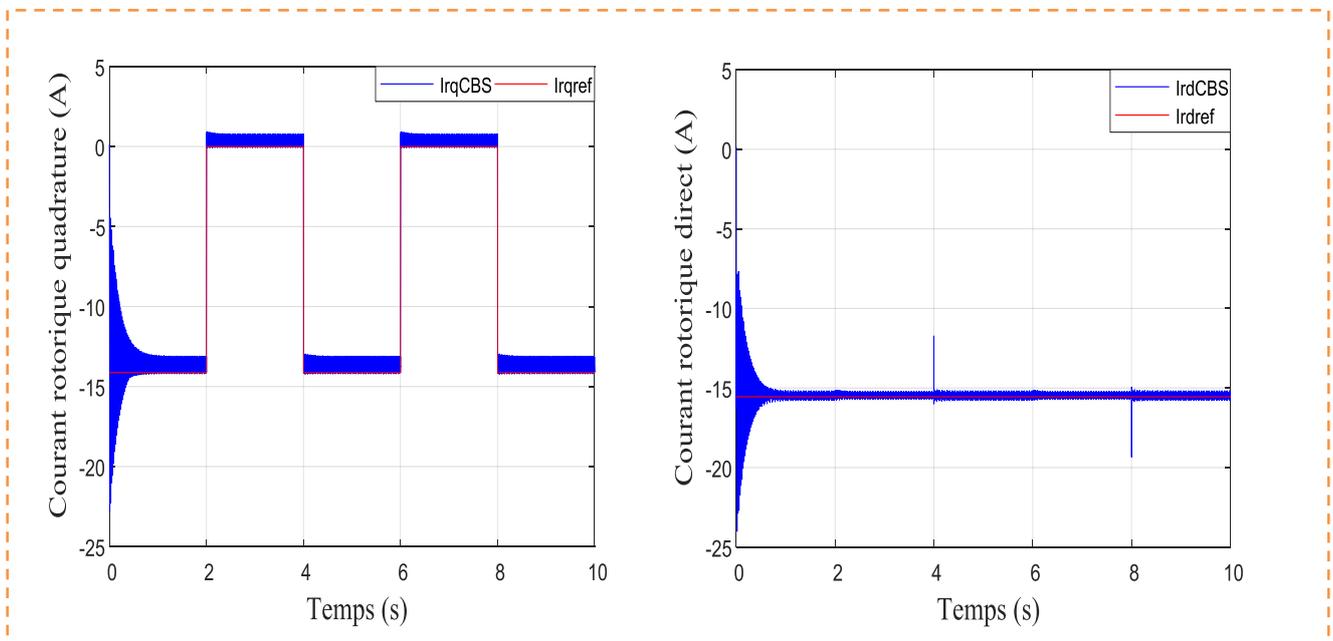


Figure II-3 Le courant rotorique selon l'axe d et q pour la commande par backstepping.

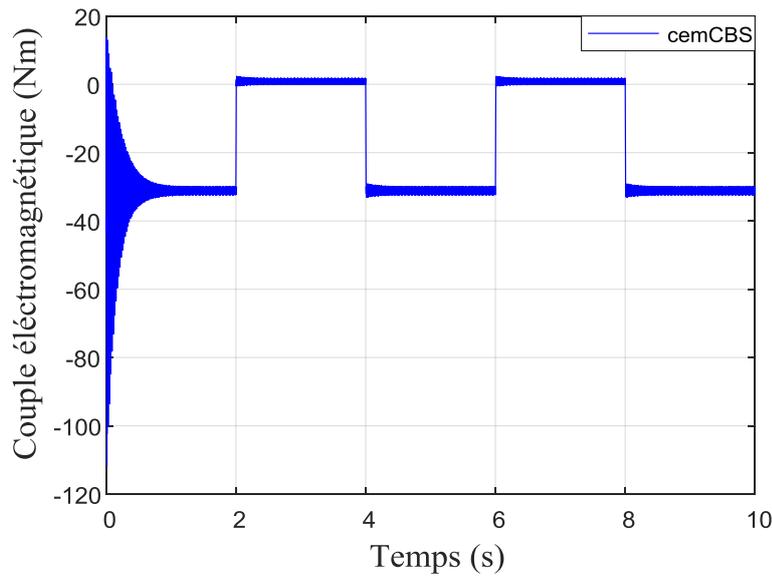


Figure II-4 Couple électromagnétique pour la commande par backstepping.

Les résultats de simulation obtenus lors de l'application de la technique de commande par backstepping à la commande indirecte des puissances, comme l'indiquent les différentes figures ci-dessus, montrent une performance acceptable. Cette performance réside dans les dépassements et l'épaisseur des valeurs mesurées dans les deux régimes transitoires et permanents des puissances statorique active et réactive ainsi qu'aux courants rotorique quadrature et directe et le couple électromagnétique représentant les images de ces puissances.

II.6. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande Backstepping appliquée à la Machine Asynchrone Double Alimentation (MADA), une commande est conçue et une analyse de stabilité est établie.

Une loi de commande globale assurant la stabilité en boucle fermée du système est construite via une fonction de Lyapunov, les erreurs convergent vers zéro et la sortie du système suit sa référence. Les résultats de simulation obtenus en fin du chapitre montrent la robustesse de cette technique.

CHAPITRE III

Commande par mode glissant de la MADA

III.1. Introduction

Le présent chapitre est organisé de la façon suivante : En premier lieu, on expose la théorie de la commande par mode de glissement, puis on traite la commande de la machine asynchrone à double alimentation par mode de glissement. Enfin nous interprétons des résultats obtenus.

III.2. Commande par mode de glissement

Si S est le système à contrôler possédant une grandeur de contrôle V est une grandeur de sortie Y . Une des configurations de base pour les systèmes à structure variable permet la variation de la structure par simple commutation d'interrupteurs. Ce qui est le cas des convertisseurs statiques (Figure III-1). Cette configuration correspond à un contrôle à deux niveaux. Avec une loi de commutation très performante, seule l'information sur le signe de la fonction $s(x)$, où $s(x)$ est la fonction de commutation, suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur pilotant le convertisseur. Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par :

$$V = \begin{cases} V^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ V^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliées entre elles par la relation $s(x, t) = 0$. La trajectoire d'état du système contrôlé S soumis à la logique de commutation (équation 1), est définie partout sauf sur la surface de commutation $s(x, t) = 0$.

Plusieurs méthodes d'approches ont été proposées pour décrire la trajectoire du système contrôlé lorsque le régime glissant existe localement sur $s(x, t) = 0$. Dans cette étude, on s'intéresse à la méthode d'Utkin, appelée le contrôle équivalent.

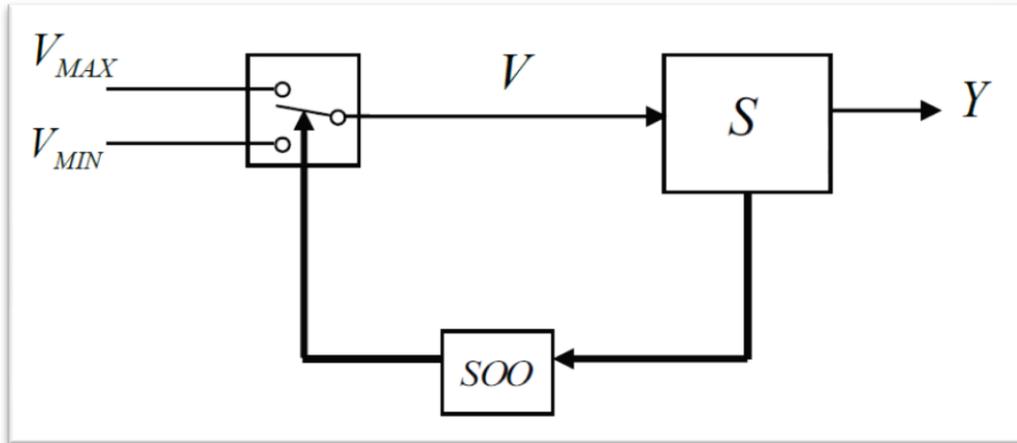


Figure III-1 Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteurs

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales :

- Choix de surfaces.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- Détermination de loi de commande.

III.2.1. Choix des surfaces de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire ainsi que la forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)U \quad (\text{III-2})$$

Il faut choisir "m" surfaces de glissement, pour un vecteur [U] de dimension "m".

Pour ce qui de la forme générale, nous proposons une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état X vers sa valeur de consigne X_{ref} .

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III-3})$$

Avec :

x : Variable à réguler.

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler.

λ_x : Constante positive.

r : degré relatif c'est le plus petit entier positif tel que : $\frac{\delta.s}{\delta.u} \neq 0$

Pour :

$$r = 1 : S(x) = e(x).$$

$$r = 2 : S(x) = \lambda_x \cdot e(x) + e'(x).$$

$$r = 3 : S(x) = \lambda_x^2 \cdot e(x) + \lambda_x \cdot e'(x) + e''(x).$$

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ_x .

III.2.2. Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence permettent à la dynamique du système, dans le plan de phase, de converger vers la surface de glissement, nous citons deux conditions :

III.2.2.a) La condition directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est sous la forme :

$$S(x) \times S'(x) < 0 \quad (\text{III-4})$$

III.2.2.b) La fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $V'(x) < 0$.

En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{S^2(x)}{2} \quad (\text{III-5})$$

Sa dérivée sera :

$$V'(x) = S(x).S'(x) \quad (\text{III-6})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que :

$$V'(x) = S(x).S'(x) < 0 \quad (\text{III-7})$$

Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de robustesse et garantit la stabilité du système non linéaire.

III.3. Détermination de loi de commande

III.3.1. Le contrôle équivalent

Soit un système de contrôle décrit par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)U \quad (\text{III-8})$$

Où :

U : vecteur d'entrée de dimension m défini par la relation suivante :

$$U_i = \begin{cases} U_i^+ & \text{si } S_i(x,t) > 0 \\ U_i^- & \text{si } S_i(x,t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

Avec : $i = 1, n$

X : est le vecteur d'état du système de dimension n

S(x, t) : est la fonction de commutation de dimension m, $S_i(x, t) = 0$: est la $i_{\text{ème}}$ surface de commutation.

La commande équivalente est une commande qui, appliquée au système, produit le mouvement du système sur la surface de glissement toutes les fois que l'état initial est sur la

surface. Supposons que la trajectoire de l'état rencontre la surface de la commutation à l'instant t_1 et qu'un mode glissant existe. L'existence d'un mode glissant implique que, pour tout $t < t_1$

$$S = (X(t), t) = 0 \text{ et également } S' = (X(t), t) = 0.$$

Nous définissons la commande équivalente pour des systèmes donnés par l'équation (III-2), comme un vecteur qui satisfait U_{eq} .

$$S'(x(t), t) = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x) \cdot U_{eq} = 0 \quad (\text{III-10})$$

Supposons que le produit $\frac{\partial S}{\partial x} g(x)$ soit régulière pour tout t et pour tout x , la commande équivalente est donnée par :

$$U_{eq} = -[dsxg(x)]^{-1} [dsxf(x)] \quad (\text{III-11})$$

$$\text{Avec : } dsx = \frac{\partial S}{\partial x}$$

III.4. Conditions d'attractivité

La condition nécessaire pour que l'état du système contrôlé atteigne la surface de glissement est appelée la condition d'attractivité. La condition d'attractivité la plus fréquemment utilisée est l'approche proposée par Utkin, elle s'écrit :

$$\begin{cases} S_i' > 0 & \text{si } S_i(x, t) > 0 \\ S_i' < 0 & \text{si } S_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

Avec :

$i = 1, m$ (m : étant le nombre totale d'entrées du système contrôlé).

III.4.1. Commande adoucie

Nous pouvons constater que l'équation (III-11) exprime la moyenne de la trajectoire d'état sur la surface de glissement, par contre, elle ne donne aucune information sur le comportement

dynamique du système hors de la surface de glissement. Ainsi, afin de mieux contrôler la dynamique du système durant le mode d'attractivité (transition de la trajectoire d'état du point initial au début du mode de glissement), il est judicieux de recourir à la méthode de la loi d'attractivité.

$$U_n = \begin{cases} K \cdot \text{sign}(s) \rightarrow si |s| > \varepsilon \\ \frac{K \cdot S}{\varepsilon} \rightarrow si |s| < \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

Où K est un constant positif. Pour $f(s)$ donnée, l'équation (III-13) peut être intégrée afin de fournir la solution $S(t)$ qui décrit une trajectoire unique. Cette trajectoire offre des informations importantes sur le mode d'attractivité.

A noter que la loi d'attractivité satisfait les conditions suivantes :

$$\begin{cases} S = 0 & S' = 0 \\ S > 0 & S' < 0 \\ S < 0 & S' > 0 \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

III.4.2. Commande continue avec composante intégrale

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évité en rendant continue la commande U_n , en remplaçant la fonction signe par la fonction continue suivante :

$$S' = K \cdot \frac{S}{|S| + \lambda} \quad (\text{III-15})$$

Où λ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque $\lambda \rightarrow 0$ on tend vers la commande $K \cdot \text{sign}(s)$.

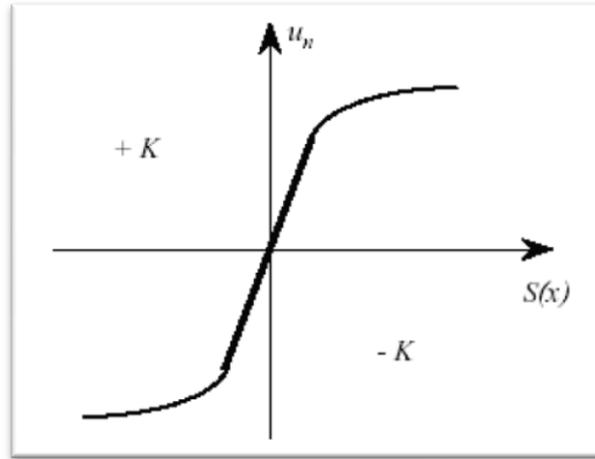


Figure III-2Commande rendue continue

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale.

La loi d'attractivité sera donc :

$$u_n = K \cdot \frac{S}{|S| + \lambda} + \eta \quad (\text{III-16})$$

Avec :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$$

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 \int S(x) \cdot dt \rightarrow \text{si } \rightarrow |S(x)| < \varepsilon \\ \gamma = 0 \rightarrow \text{si } \rightarrow |S(x)| > \varepsilon \end{cases}$$

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int S(x) \cdot dt \rightarrow \text{si } \rightarrow |S(x)| < \varepsilon \\ \eta = 0 \rightarrow \text{si } \rightarrow |S(x)| > \varepsilon \end{cases}$$

Où $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, \varepsilon$ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références

III.5. Loi de contrôle

Une loi de contrôle doit :

- Satisfaire la condition d'attractivité.
- Garantir une attractivité rapide vers la surface de glissement ainsi qu'une réduction des oscillations dues à la discontinuité du contrôle.

Le contrôle complet se déduit de l'équation précédente et prend la forme suivante :

$$V_{\text{complet}} = V_{\text{eq}} + V_n \quad (\text{III-17})$$

Nous pouvons remarquer que cette loi est composée de deux parties : Un contrôle équivalent exprimant le comportement du système sur la surface de glissement, la deuxième partie donne une idée sur le système dynamique à partir du point initial jusqu'à ce qu'il atteigne le mode de glissement. Le choix du gain K doit donc être pertinent.

III.1. Application de la commande par mode glissant à la MADA

Le modèle utilisé est le modèle à flux statorique orienté trouvé dans le chapitre (I) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle (d, q) . Le modèle d'état est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \Phi_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{III-18})$$

➤ Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{\text{ref}} = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rq}^{\text{ref}} \\ Q_s^{\text{ref}} = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd}^{\text{ref}} \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

$$\begin{cases} \dot{i}_{rq}^{\text{ref}} = -\frac{L_s}{V_s M_{sr}} \dot{P}_s^{\text{ref}} \\ \dot{i}_{rd}^{\text{ref}} = -\frac{L_s}{V_s M_{sr}} \dot{Q}_s^{\text{ref}} \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

➤ Relations de la dérivée de courants rotoriques

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \left(V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \right) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \left(V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s} \right) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

III.2. Choix des surfaces de glissements

La puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q, et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d, Pour contrôler la puissance On prend n=1, l'expression de la surface de contrôle de la puissance active et réactive pour forme

$$s(P) = \left(I_{rq}^{\text{ref}} - I_{rq} \right) \quad (\text{III-22})$$

$$s(Q) = \left(I_{rd}^{\text{ref}} - I_{rd} \right) \quad (\text{III-23})$$

➤ Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} s(P) = 0 \\ s(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(I_{rq}^{ref} - I_{rq}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{rd}^{ref} - I_{rd}) = 0 \end{cases} \quad (III-24)$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle $S(P, Q)$ la puissance active et réactive convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre P_s^{ref} et Q_s^{ref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov $S(x) \cdot S'(x) \leq 0$ et celle d'invariance $S'(x) = 0$.

III.3. Loi de commande par mode glissant

L'algorithme de commande est défini par la relation

$$V_{rq} = V_{rq-Equi} + V_{rq-attr} \quad (III-25)$$

$$V_{rd} = V_{rd-Equi} + V_{rd-attr} \quad (III-26)$$

Avec :

V_{rd}, V_{rq} : Grandeur de commande

$V_{rd-Equi}, V_{rq-Equi}$: Grandeur de commande équivalente

$V_{rd-attr}, V_{rq-attr}$: Terme de commutation de commande

➤ Contrôle de la puissance active

Pour contrôler la puissance active on prend l'expression de la surface de contrôle sous la forme suivante :

$$S(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (III-27)$$

La dérivée de la surface est :

$$S'(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (III-28)$$

On tire l'expression du courant I_{rq}^{ref}, I_{rq}

$$\dot{s}(P) = -\frac{L_s}{V_s \cdot M_{sr}} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{I}{L_r \cdot \sigma} \left(V_{rq} - R_r \cdot i_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rd} - g \frac{V_s M_{sr}}{L_s} \right) \quad (III-29)$$

$$\left\{ \dot{s}(P) = -\frac{L_s}{V_s \cdot M_{sr}} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{I}{L_r \cdot \sigma} \cdot V_{rq} - \frac{I}{L_r \cdot \sigma} \left(-R_r \cdot i_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rd} - g \frac{V_s M_{sr}}{L_s} \right) \right. \quad (III-30)$$

$$\left. \left\{ V_{rq} = -\frac{L_s \cdot L_r \cdot \sigma}{V_s \cdot M_{sr}} \cdot \dot{P}_s^{ref} + R_r \cdot i_{rq} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M_{sr}}{L_s} + L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \cdot \text{sgn}(s(P)) \right. \right. \quad (III-31)$$

$$\left. \left\{ \begin{aligned} V_{rq-Equi} &= -\frac{L_s \cdot L_r \cdot \sigma}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \\ V_{rq-attr} &= L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \cdot \text{sgn}(s(P)) \end{aligned} \right. \right. \quad (III-32)$$

➤ Contrôle de la puissance réactive

Pour contrôler la puissance réactive on prend $r=1$, l'expression de la surface de contrôle sous la forme suivante :

$$S(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (III-33)$$

La dérivée de la surface est :

$$S'(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (III-34)$$

On tire l'expression du courant I_{rd}^{ref}, I_{rd}

$$\dot{s}(Q) = \left(\frac{V_s}{\omega_s \cdot M_{sr}} - \frac{L_s}{V_s \cdot M_{sr}} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{I}{L_r \cdot \sigma} (V_{rd} - R_r \cdot i_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rq}) \quad (III-35)$$

$$\dot{s}(Q) = \left(\frac{V_s}{\omega_s \cdot M_{sr}} - \frac{L_s}{V_s \cdot M_{sr}} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot V_{rd} - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot (-R_r \cdot i_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rq}) \quad (III-36)$$

$$V_{rd} = L_r \cdot \sigma \left(\frac{V_s}{\omega_s \cdot M_{sr}} - \frac{L_s}{V_s \cdot M_{sr}} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot i_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rq} + L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \quad (III-37)$$

$$\begin{cases} V_{rd-Equi} = L_r \cdot \sigma \left(\frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \\ V_{rd-attr} = L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \end{cases} \quad (III-38)$$

Les équations (III-32), (III-38) permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler figure (Figure III-3).

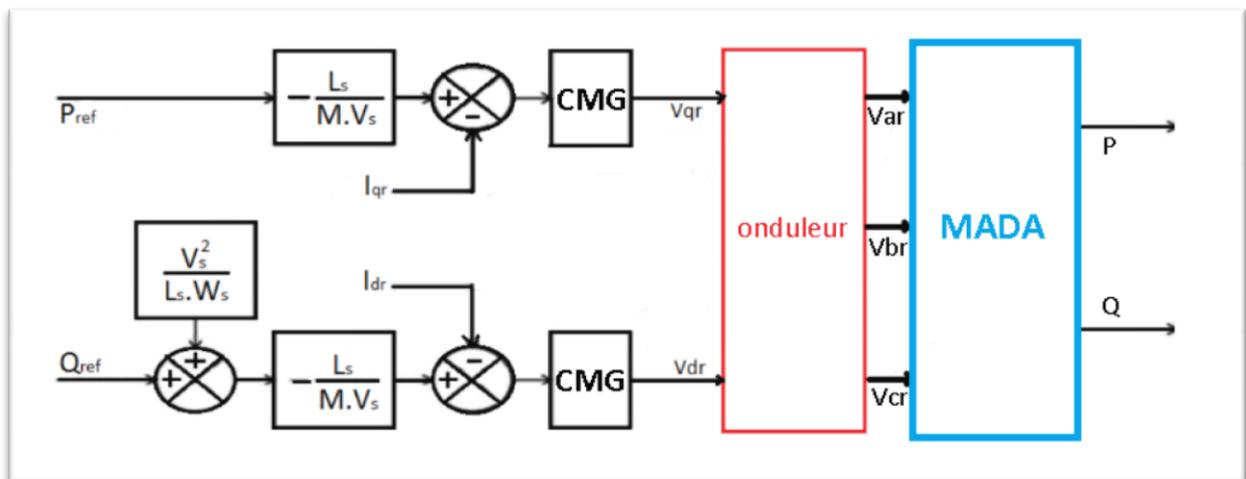


Figure III-3 Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant

III.4. Résultats de simulation à vitesse fixe

La technique de commande proposée est supportée par une étude de simulation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK pour vérifier son efficacité.

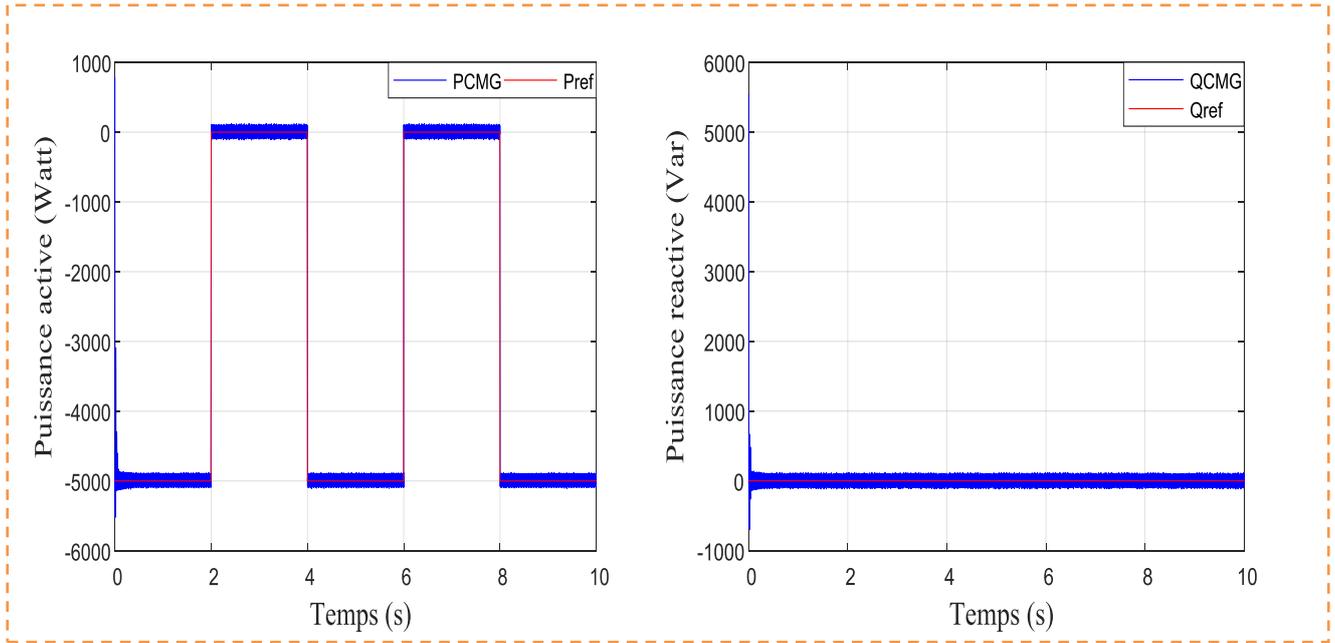


Figure III-4 La puissance active et réactive statorique pour la commande par mode glissant.

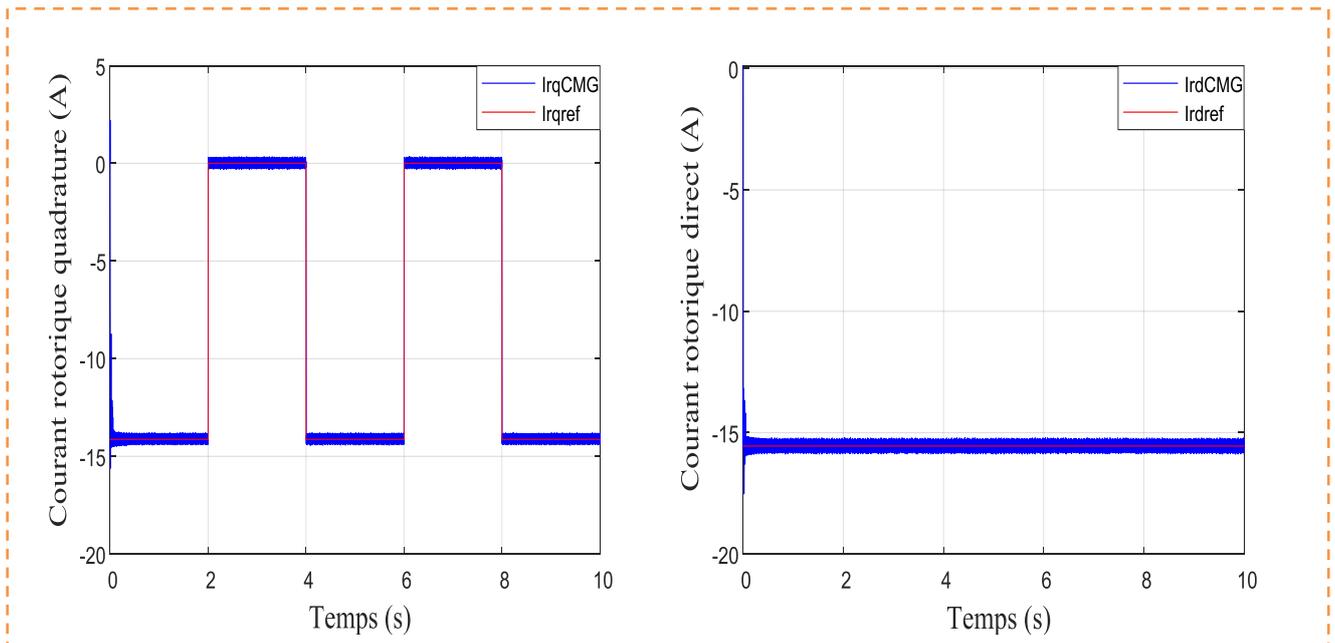


Figure III-5 Le courant rotorique selon l'axe d et q pour la commande par mode glissant.

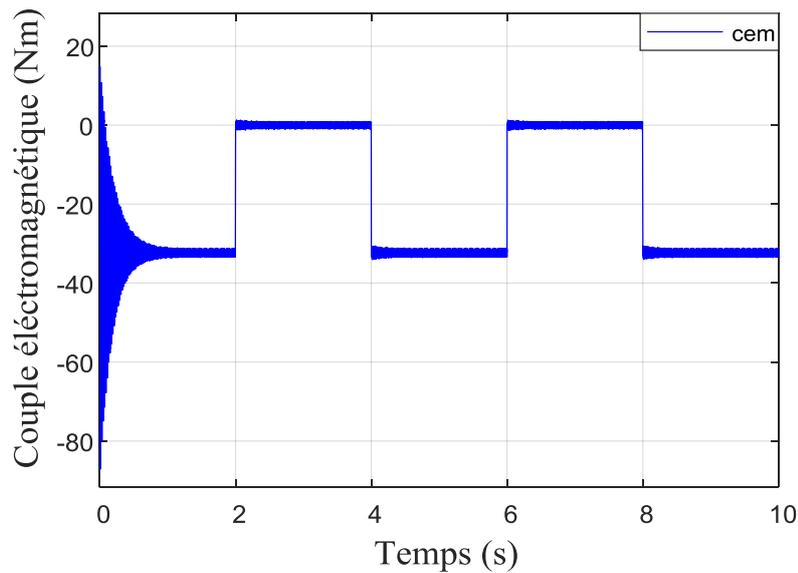


Figure III-6 Couple électromagnétique pour la commande par mode glissant.

Les résultats de simulation obtenus lors de l'application de la technique de commande par mode glissant à la commande indirecte des puissances, comme l'indiquent les différentes figures ci-dessus, montrent une bonne performance. Cette performance réside dans les dépassements et l'épaisseur des valeurs mesurées dans les deux régimes transitoires et permanents des puissances statorique active et réactive ainsi qu'aux courants rotorique quadrature et directe et le couple électromagnétique représentant les images de ces puissances.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande par mode de glissement d'une machine asynchrone double alimentation. Après une présentation de la théorie du mode de glissement, nous avons proposé une structure de commande en parallèle dont la première boucle assure le contrôle du courant i_{qr} et la deuxième boucle permet le contrôle du courant i_{dr} . Les courants sont comparés à leurs consignes pour former les fonctions de commutation des courants directs et les courants en quadratures. À partir des dérivées par rapport au temps de ces fonctions de commutation, nous avons déduit le vecteur tension complet qu'on doit

appliquer au rotor de la MADA. Ce dernier est composé de deux termes, le premier représente le vecteur "tension équivalente" valable sur la surface de glissement, tandis que le deuxième terme représente le vecteur "tension d'attractivité" valable en dehors de la surface de glissement. Les réponses aux consignes de puissances actives et réactives ont été rapides, sans dépassement ni erreur statique.

Conclusion générale

Conclusion générale

La machine asynchrone double alimentation étudiée est alimentée à travers un onduleur de tension à MLI à deux niveaux au niveau du rotor. Elle est commandée par différentes stratégies de commande (commande par backstepping et commande par mode de glissement)

Le travail présenté dans ce mémoire avait pour objectif de comparer la commande backstepping et la commande par mode de glissement appliquées à la machine asynchrone double alimentation.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié la modélisation d'une machine asynchrone double alimentation, alimentée par onduleurs. Les équations de la machine ont été développées dans le repère de Park (d, q) lié au rotor. Etant donné qu'un onduleur à deux niveaux peut être considéré comme un élément de connexion de la machine avec la commande, et en se basant sur la méthode de modélisation à topologie variable, les semi-conducteurs ont été considérés comme des interrupteurs parfaits. En conséquence, l'onduleur à deux niveaux a été modélisé par une matrice dite de connexion dont les éléments sont des variables logiques.

Dans le deuxième chapitre, nous avons utilisé la commande non linéaire appelée Backstepping. Nous avons présentée l'aspect théorique de cette technique de commande et exposé les étapes permettant le dimensionnement de cette dernière, tout en assurant la stabilité globale du système non linéaire réglé. L'application du Backstepping pour la commande MADA a conduit à des bons résultats de simulations.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande par mode de glissement d'une machine asynchrone double alimentation. Après une présentation de la théorie du mode de glissement, nous avons proposé une structure de commande en parallèle dont la première boucle assure le contrôle du courant i_{qr} et la deuxième boucle permet le contrôle du courant i_{dr} . Les courants sont comparés à leurs consignes pour former les fonctions de commutation des courants directs et les courants en quadratures. À partir des dérivées par rapport au temps de ces fonctions de commutation, nous avons déduit le vecteur tension complet qu'on doit appliquer au rotor de la MADA. Ce dernier est composé de deux termes, le premier représente le vecteur "tension équivalente" valable sur la surface de glissement, tandis que le deuxième terme représente le vecteur "tension d'attractivité" valable

Conclusion générale

en dehors de la surface de glissement. Les réponses aux consignes de puissances actives et réactives ont été rapides, sans dépassement ni erreur statique.

Bibliographie

1. **Youcef, Elbia.** << *Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté* >>. Batna : Mémoire de magister ,université de Batna, 2009.
2. **F.Poitiers.** << *Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne : Machine Asynchrone à Cage Autonome, Machine Asynchrone à Double Alimentation Reliée au Réseau* >>. France : Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
3. **S.ARDJOUN.** << *Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation* >>. Sidi-Bel-Abbes : Mémoire de Magister de l'Université de Sidi-Bel-Abbes, 2010.
4. **A.Chaïba.** << *Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des Techniques de l'intelligence artificielle* >>. Batna : Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2010.
5. **Bounadja, El.** << *commande d'une machine asynchrone a double alimentation en régime sature* >>. s.l. : thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2017.
6. **S.Drid.** << *Contribution à la modélisation et la commande robuste d'une machine à induction double alimenté à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation* >>. Batna : thèse de doctorat, université de Batna, 2005.
7. **Salloum, G.** << *contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation* >>. Toulouse : Ecole doctoral GEET, 2007.
8. **Vidal, PE.** << *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation* >>. France : Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
9. **M.Samir.** << *Optimisation et régulation des puissance d'une éolienne à base d'une MADA* >>. Alger : école nationale superieur polytechnique d'Alger, laboratoire de recherche en électrotechnique, 2009.
10. **K.Rouchdi.** << *Alimentation et commande d'une MADA connectée au réseau local, en utilisant les convertisseurs multi niveaux* >>. Alger : Thèse de magister, Faculter d'électronique et d'informatique Algérie, 2009.

Bibliographie

11. **A.Benaskeur.***<<Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires>>*. Québec : FACULTÉ DES SCIENCES DE GÉNIE -UNIVERSITÉ L'AVAL-, 2000.
12. **N.Boumar.***<<Contribution à la Commande Non Linéaire de la Machine à Induction à Double Alimentation>>*. s.l. : thèse de doctorat, Ecole Nationale, 2015.
13. **R.AZAIZIA.***<<Etude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux>>*. Boumerdes : Mémoire de Magister de l'Université de Boumerdes, 2008.
14. **H.Lehsen.***<<Modélisation de la Machine Asynchrone a Double Alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur>>*. Alger : thèse de magister, école nationale supérieure polytechnique d'Alger, département de génie électrique, 2008.