



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



THESE DE DOCTORAT
en
Génie Electrique

Option : Automatique

par

Naamane BOUNAR

Magister en Contrôle et Commande de l'EMP d'Alger

Intitulée

**Contribution à la Commande Non Linéaire de la
Machine à Induction à Double Alimentation**

Soutenue publiquement le 24/06/2015 devant le jury composé de:

Président	M. Mohand Oulhadj MAHMOUDI	Professeur à l'ENP
Directeur	M. Fares BOUDJEMA	Professeur à l'ENP
Co-directeur	M. Abdesslem BOULKROUNE	MCA à l'université de Jijel
Examineurs	M. Salim LABIOD	Professeur à l'université de Jijel
	M. Hocine ZEROUG	Professeur à l'USTHB
	M. Abdelaziz KHELOUI	Professeur à l'EMP

ENP 2015

ملخص :

تهدف هذه الأطروحة الى إعداد استراتيجيات تحكم لا خطي للمحرك لا متزامن مزدوج التغذية وذلك للتطبيقات ذات السرعة المتغيرة. هذا المحرك يعتبر نظام لا خطي متعدد المداخل و المخرجات بحيث أن النماذج المقترحة تعد غير دقيقة بسبب الارتياح الديناميكية. يوجد نوعان من طرق التغذية لهذا المحرك. إما ان تتم تغذية المحرك عن طريق محول للطاقة من جانب الجزء الدوار مع ربط مباشر للجزء الساكن بالشبكة الكهربائية ثلاثية الأطوار، وإما ان تتم تغذية الجزء الدوار و الجزء الساكن عن طريق محولين للطاقة منفصلين. في هذا الإطار، قمنا بإعداد مخططي تحكم ألي تلاؤمي غامض. كل مخطط يخص طريقة للتغذية. في هذين المخططين تم استخدام الأنظمة الغامضة لتمثيل الديناميكية اللاخطية وإرتياحات نمذجة المحرك. لإعداد هذه المخططات تم استخدام طريقة الاعداد باكستيبينغ كما تم دراسة إستقرار المخططين بطريقة ليابونوف. في الأخير تم تقديم نتائج محاكاة عديدة.

كلمات مفتاحية :

محرك لا متزامن مزدوج التغذية، تحكم لا خطي، أنظمة غامضة، تحكم تلاؤمي، إستقرار ليابونوف، طريقة الاعداد باكستيبينغ

Résumé :

L'objectif de cette thèse est d'apporter une contribution à la commande non linéaire de la machine à induction (asynchrone) à double alimentation (MADA) à vitesse variable. Ce système est essentiellement multivariable, non linéaire, fortement couplé et pour lequel, les modèles utilisés sont approximatif et donc incertains. Dans ce travail, Les deux principales configurations de cette machine en mode moteur sont considérées, à savoir : MADA avec un seul convertisseur au rotor et MADA avec deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Pour chaque configuration, un schéma de commande floue adaptative est développé. Dans les deux schémas, les systèmes flous sont utilisés pour estimer les non-linéarités et les incertitudes supposées inconnues du système. La synthèse se fait à l'aide de la méthode du backstepping. L'analyse de la stabilité et la robustesse est effectuée par l'approche de Lyapunov. Les résultats théoriques sont validés par simulation numérique.

Mots clés :

MADA, Commande non linéaire, Systèmes flous, Commande adaptative, Stabilité de Lyapunov, Méthode du backstepping.

Abstract:

This study deals with non-linear control strategies applied to the doubly-fed induction machine (DFIM) for variable speed applications. The involved system is essentially nonlinear, multi-input multi-output (MIMO) and exhibits coupling effects and dynamical uncertainties. In this work, two connection schemes of the DFIM in motoring mode are investigated: DFIM supplied through one converter at the rotor, while the stator windings are directly connected to the line grid, and DFIM supplied through two converters at the stator and the rotor. For each solution, a fuzzy adaptive scheme is developed. In both control schemes, the fuzzy systems are used to estimate the unknown nonlinearities and uncertainties of the system. The control design is carried out using the backstepping procedure. The stability and robustness analysis is performed by using the Lyapunov approach. Theoretical results are validated by numerical simulation.

Key words:

DFIM, Nonlinear control, Fuzzy systems, Adaptive control, Lyapunov stability, backstepping procedure.

Avant-propos

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), et au Laboratoire d'Automatique de Jijel (LAJ), Université de Jijel.

Au terme de ce travail, je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers :

Monsieur **Fares BOUDJEMA**, Professeur à l'ENP d'Alger, Directeur de thèse, pour ses qualités humaines, pour m'avoir fait profiter de ses connaissances et pour ses conseils avisés qui m'ont été très utiles pour mener à bout cette thèse.

Monsieur **Abdesselem BOULKROUNE**, Maître de Conférences classe A à l'Université de Jijel, Co-directeur de thèse, pour son aide inestimable et ses encouragements réguliers. Ses qualités scientifiques ont toujours été une source de motivation. Qu'il trouve dans ces quelques mots l'assurance de ma reconnaissance.

Monsieur **Mohand Oulhadj MAHMOUDI**, Professeur à l'ENP d'Alger, pour l'honneur qu'il m'a accordé en présidant ce jury.

Monsieur **Salim LABIOD**, Professeur à l'Université de Jijel, pour avoir accepté de prendre part à ce jury

Monsieur **Hocine ZEROUG**, Professeur à l'USTHB, Alger, pour l'intérêt qu'il a témoigné à l'égard de ce travail en participant à ce jury.

Monsieur **Abdelaziz KHELOUI**, Professeur à l'Ecole Militaire Polytechnique EMP, Alger, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de siéger dans ce jury.

Que tous mes amis et collègues trouvent ici le témoignage de mon amitié et de ma profonde sympathie.

Je ne peux terminer sans avoir une pensée pour mes très chers parents, mes frères et sœurs. Le parcours que j'ai eu jusqu'à ce jour est en partie leur œuvre. Que ce mémoire soit pour vous une preuve de ma plus profonde et sincère reconnaissance.

A toi, Karima.

A la mémoire de mon cher frère A. Hamid.

Notations, symboles et sigles

$(\cdot)_{sa}, (\cdot)_{sb}, (\cdot)_{sc}$: Composantes (a, b, c) dans un repère triphasé lié au stator
$(\cdot)_{ra}, (\cdot)_{rb}, (\cdot)_{rc}$: Composantes (a, b, c) dans un repère triphasé lié au rotor
$(\cdot)_{\alpha}, (\cdot)_{\beta}$: Composantes (α, β) dans un repère diphasé fixe
$(\cdot)_d, (\cdot)_q$: Composantes (d, q) dans un repère diphasé tournant
$(\cdot)_s, (\cdot)_r$: Composantes statorique, rotorique
$(\cdot)^*$: Grandeur de référence
$(\cdot)^n$: Grandeur nominale
\tilde{O}	: Grandeur d'erreur
\hat{O}	: Grandeur estimée
$(\cdot)^T$: Matrice transposée
R_s, R_r	: Résistance statorique, rotorique
L_s, L_r	: Inductance cyclique statorique, rotorique
M	: Inductance cyclique mutuelle
σ	: Coefficient de dispersion magnétique
p	: Nombre de paires de pôles de la machine
k_f	: Coefficient de frottement
J	: Inertie du moteur chargé
Γ_e	: Couple électromagnétique
Γ_l	: Couple de charge
u, i, φ	: Tension, courant, flux magnétique
P, Q	: Puissance active, puissance réactive
θ	: Position absolue du rotor
θ_s, θ_r	: Angle entre la phase a du stator (respectivement rotor) et l'axe d
ω	: Vitesse angulaire électrique
$\omega_s, (\omega_r)$: Pulsation des grandeurs statoriques, rotoriques
Ω	: Vitesse de rotation mécanique du rotor
g	: Glissement
CBNA	: Commande par backstepping non adaptatif
CL	: Commande par linéarisation
CFA	: Commande floue adaptative
FFB	: Fonction floue de base
f_{mm}	: Force magnétomotrice
MADA	: Machine Asynchrone (à induction) à Double Alimentation
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	: Action Proportionnelle et Intégrale
TS	: Takagi-Sugeno

Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1 Etat de l'art et positionnement de l'étude

1.1 Introduction.....	5
1.2 Principe de fonctionnement de la MADA.....	5
1.2.1 Description de la MADA	5
1.2.2 Principales configurations de la MADA.....	6
1.2.2.1 Première configuration : Stator relié au réseau, rotor alimenté par un convertisseur.....	6
1.2.2.2 Deuxième configuration : MADA alimentée par deux convertisseurs.....	7
1.2.3 Fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants.....	8
1.2.3.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	8
1.2.3.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	8
1.2.3.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	9
1.2.3.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.....	9
1.3 Etat de l'art.....	10
1.3.1 Première configuration : MADA avec un seul convertisseur.....	10
1.3.2 Deuxième configuration : MADA avec deux convertisseurs.....	14
1.3.3 Conclusions sur l'état de l'art.....	16
1.4 Positionnement et contribution de l'étude.....	17
1.5 Conclusion.....	18

Chapitre 2 Commande linéaire de la MADA

2.1 Introduction.....	20
2.2 Modélisation de la MADA.....	20
2.2.1 Mise en équations.....	21
2.2.1.1 Equations électriques.....	21
2.2.1.2 Equations magnétiques.....	22
2.2.1.3 Modèle diphasé de la MADA.....	23
2.2.1.3.1 Transformation triphasé-diphasé.....	23
2.2.1.3.2 Transformation repère fixe $\alpha\beta$ – repère tournant dq	23
2.2.1.3.3 Choix du référentiel commun.....	25
2.2.1.3.4 Expressions des puissances.....	26
2.2.1.3.5 Mise sous forme d'équations d'état.....	26
2.3 Commande linéaire à base de régulateurs PI de la MADA.....	27

2.3.1 Première configuration : stator relié au réseau, rotor alimenté par un convertisseur.....	27
2.3.1.1 Résultats de simulation : première configuration.....	32
2.3.2 Deuxième configuration : MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants	38
2.3.2.1 Résultats de simulation : deuxième configuration.....	41
2.4 Conclusion.....	47

Chapitre 3

Stabilité des systèmes non linéaires, technique du backstepping et systèmes flous

3.1 Introduction.....	48
3.2 Stabilité des systèmes non-linéaires.....	48
3.2.1 Définitions.....	48
3.2.2 Première méthode de Lyapunov.....	50
3.2.3 Deuxième méthode de Lyapunov.....	50
3.2.4 Lemme de Barbalat.....	51
3.3 Technique de commande par backstepping.....	51
3.3.1 Principe du backstepping.....	51
3.3.2 Algorithme de base.....	51
3.3.3 Backstepping adaptatif.....	54
3.4 Notions de base de la logique floue.....	57
3.4.1 Ensemble flou.....	57
3.4.2 Variables linguistiques.....	57
3.4.3 Fonction d'appartenance.....	58
3.4.4 Opérations sur les ensembles flous.....	60
3.4.5 Raisonnement flou.....	60
3.4.5.1 Règles d'inférences.....	60
3.4.5.2 Implication floue.....	61
3.4.5.3 Modus ponens généralisé.....	61
3.4.6 Structure générale d'un système flou.....	61
3.4.7 Différents types de modèles flous.....	64
3.4.7.1 Modèle de Mamdani.....	65
3.4.7.2 Modèle de Takagi-Sugeno (TS).....	65
3.4.8 Approximation par les systèmes flous.....	67
3.5 Conclusion.....	68

Chapitre 4

Commande floue adaptative de la MADA à travers le rotor

4.1 Introduction.....	69
4.2 Objectifs et principe de la stratégie de commande.....	70
4.3 Commande floue adaptative de la MADA avec un seul convertisseur.....	70
4.4 Résultats de simulation.....	82

4.5 Conclusion.....	87
---------------------	----

Chapitre 5

Commande floue adaptative de la MADA à travers le stator et le rotor

5.1 Introduction.....	89
5.2 Position du problème.....	89
5.3 Commande floue adaptative de la MADA avec deux convertisseurs.....	90
5.4 Résultats de simulation.....	100
5.5 Conclusion.....	106

Conclusion générale.....	107
---------------------------------	------------

Annexe A : Commande par backstepping non adaptatif de la MADA.....	110
Annexe B : Commande par linéarisation de la MADA.....	115
Annexe C : Paramètres nominaux des machines utilisées pour les simulations....	118
Annexe D : Onduleurs triphasés.....	119

Bibliographie.....	125
---------------------------	------------

Introduction générale

Les applications industrielles des entraînements à vitesse variable exigent des performances de plus en plus importantes ainsi qu'une fiabilité accrue et un coût minimum. Historiquement, la machine à courant continu a été reine dans le domaine de variation de vitesse, puisque la nature de la source qu'elle requiert et sa structure linéaire en facilitait la commande. Toutefois, grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et la théorie de la commande des systèmes dynamiques, la machine asynchrone à cage associée à un convertisseur statique est devenue une solution attractive pour réaliser des entraînements à vitesse variable très performants [SAL07]. En fait, la machine asynchrone a de nombreux avantages par rapport à la machine à courant continu, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible coût de fabrication et d'entretien, etc.

Dans de nombreux secteurs industriels, les puissances installées sont assez importantes et peuvent aller dans le sens de justifier l'utilisation de la machine à induction (ou asynchrone) à double alimentation (MADA)[DRI05a]. En effet, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure, mais, plutôt d'un nouveau mode d'alimentation, la MADA est une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée à travers ses deux armatures (stator et rotor). Il existe deux principales configurations pour la MADA. La première configuration consiste à alimenter le rotor à travers un convertisseur, tandis que le stator est directement couplé au réseau, alors que la deuxième configuration utilise deux convertisseurs indépendants, l'un au stator et l'autre au rotor. En comparaison avec les machines à courant alternatif classiques, la MADA offre plusieurs avantages :

En mode de fonctionnement moteur, le premier avantage de la MADA est l'accessibilité au circuit rotorique, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant de démarrage. En plus, l'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de renvoyer l'énergie du rotor sur le réseau (énergie dissipée sous forme de chaleur par effet Joule dans les barres si la machine est à cage), cela a pour effet l'amélioration du rendement de la machine [POI03].

Dans la machine asynchrone à cage, la vitesse de rotation dépend directement de la fréquence des courants du stator. Lorsque ce dernier est directement connecté au réseau, la vitesse de la machine reste pratiquement constante et proche du synchronisme. Une solution rendant possible la variation de vitesse de cette machine consiste alors à insérer un convertisseur entre le stator de la machine et le réseau. Ce convertisseur est alors dimensionné pour faire transiter la totalité de la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA avec un seul convertisseur du côté rotor (le stator étant directement connecté au réseau) permet de réduire la taille de ce convertisseur d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation du circuit rotorique. Cette solution est par conséquent économique [POI03].

L'utilisation d'une MADA avec deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor, permet d'obtenir un variateur de vitesse de grande puissance à hautes performances. Cette configuration permet de faire varier la vitesse de rotation depuis l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à six fois celle-ci à puissance constante [POI03, DRI05a].

En mode de fonctionnement générateur, l'alimentation des enroulements rotoriques à fréquence variable permet de fournir une fréquence fixe au stator de la MADA même en cas de variation de vitesse [POI03]. Ce fonctionnement présente la MADA comme une concurrente sérieuse aux autres machines électriques dans les systèmes de génération d'électricité, notamment dans les applications de type éolien.

Néanmoins, tous ces avantages cachent une grande difficulté liée au contrôle de cette machine. En fait, la commande d'une MADA est une opération délicate à cause de ses caractéristiques : système multivariable, non linéaire et fortement couplé (couplage entre le flux et le couple électromagnétique). La commande vectorielle par orientation du flux a été largement utilisée pour la commande de la MADA [LOC91, WAG93, XU95, LOR98, PER98, HOP00, POI01, GHO01, VID04, DRI05a]. Elle permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple dans les conditions de fonctionnement normales, elle utilise généralement des régulateurs conventionnels de type PI, et présente donc, l'avantage de facilité de synthèse et simplicité de mise en œuvre. Toutefois, un aspect très important dans la réalisation des lois de commande pour une telle machine est la notion de robustesse, généralement, les modèles disponibles sont approximatifs et ont des paramètres pouvant varier selon le point de fonctionnement [SAL07]. Dans ce cas, le recours à des techniques de commande non linéaires bien élaborées s'impose.

Une approche particulièrement intéressante qui permet de pallier le problème des incertitudes est la commande robuste. La structure du contrôleur robuste est généralement composée d'une partie "*nominale*" (retour d'état) mais aussi de termes additionnels permettant de compenser au mieux les incertitudes liées au modèle. Parmi les techniques utilisées pour la MADA [VID04, DRI05a, SOL06, YUA09, BEK10, EVA12, BEL12a], la commande par mode glissant a fait l'objet de la plupart des études réalisées. Toutefois, ce genre de commande souffre de quelques problèmes, tels que le phénomène indésirable de broutement provoqué par le terme additionnel discontinu de la loi de commande ainsi que l'exigence de la connaissance des bornes supérieures des incertitudes.

Une alternative pour résoudre ces problèmes consiste à utiliser la commande adaptative qui n'exige aucune contrainte sur les bornes des incertitudes, puisqu'en fait ces incertitudes sont compensées en ligne d'une façon adaptative. Dans un schéma de commande adaptative, les paramètres du contrôleur (schéma direct) ou du modèle (schéma indirect) sont adaptés en ligne en utilisant les signaux qui sont disponibles dans le système [BOU09a]. Malgré son intérêt, peu d'études se sont intéressées à l'application de la commande adaptative pour la MADA en proposant généralement l'estimation de certains paramètres supposés inconnus, notamment, les résistances [PAY06, SOL06, MAU08]. En fait, la synthèse d'une loi de commande adaptative tenant en compte de tous les incertitudes de modélisation peut offrir une solution potentielle au problème de commande de la MADA. Cependant, les méthodes de conception de la commande adaptative standard [SLO91, KRS95, KOK01] sont

limitées aux systèmes non linéaires linéairement paramétrisés (i.e., les non-linéarités peuvent être exprimées sous forme de produit d'une fonction non linéaire connue par un vecteur de paramètres inconnus). Malheureusement, en pratique, il est difficile, voire impossible à réaliser une telle exigence surtout pour un système physique complexe en présence des incertitudes paramétriques et fonctionnelles telle que la MADA.

L'utilisation des systèmes flous qui constituent des approximateurs universels [WAN93a, WAN94] peut fournir une solution intéressante à ce problème. En fait, ils ont la capacité d'approcher n'importe quelle fonction ou dynamique inconnue non linéaire continue sur un ensemble compact avec un degré de précision donné. Les systèmes flous permettent d'exploiter les connaissances de l'expert humain en décrivant le comportement dynamique d'un processus et/ou la stratégie de sa commande sous forme de règles floues. La difficulté liée à la construction de la base des règles floues pour les systèmes dynamiques complexes et le besoin d'améliorer la qualité d'approximation ont motivé L. X. WANG à introduire *la commande floue adaptative* [WAN93a, WAN94]. Dans cette approche, la propriété d'approximation universelle des systèmes flous a été complètement exploitée, et la stabilité a été étudiée par l'approche de Lyapunov.

L'objectif principal de l'étude qui fait l'objet de cette thèse est d'apporter une contribution à la commande non linéaire de la MADA en considérant ses deux principales configurations en mode moteur, à savoir : MADA avec un seul convertisseur au rotor, tandis que le stator est directement relié au réseau, et MADA avec deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Notre choix s'est porté sur la commande floue adaptative vu ses avantages et son efficacité prouvée pour différentes classes de systèmes non linéaires incertains [WAN93a, WAN94, LAB05, BOU09a, DOU13, BOU10, BOU11a, BOU14a].

La thèse est subdivisée en cinq chapitres :

Le premier chapitre concerne l'état de l'art sur la commande de la MADA. En premier lieu, nous présentons le principe de fonctionnement ainsi que les deux principales configurations de cette machine avec leurs mérites respectifs. Le deuxième volet de ce chapitre retrace une rétrospective des travaux déjà réalisés sur la commande de la MADA. Une première catégorie d'études correspond à une MADA dont les enroulements rotoriques sont connectés à un convertisseur, alors que le stator est relié directement au réseau. La deuxième catégorie d'études concerne une MADA dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à deux convertisseurs indépendants. A la fin de ce chapitre, nous situons notre travail par rapport à ceux déjà réalisés et nous définissons nos objectifs.

Le deuxième chapitre aborde dans une première partie la modélisation de la MADA dans le repère triphasé naturel, puis dans le repère diphasé équivalent en se servant de la transformation de PARK. Ensuite, le modèle d'état non linéaire qui sert comme modèle d'action pour la commande est déduit. Le deuxième volet de ce chapitre concerne la commande linéaire (en utilisant des régulateurs PI) basée sur l'orientation du flux de la MADA. Pour chaque configuration de la MADA, nous développons un schéma de commande vectorielle à base des régulateurs conventionnels PI. Des résultats de simulation sont présentés. Les avantages ainsi que les limites de ce type de commande sont ensuite discutés.

Le troisième chapitre présente dans un premier temps quelques théorèmes et définitions relatives à la stabilité des systèmes non linéaires, l'accent est particulièrement mis sur la seconde méthode de Lyapunov. Le principe de la technique du backstepping utilisée lors de la synthèse des lois de commande floue adaptative pour la MADA est ensuite présenté. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la présentation des concepts de base de la logique floue et des systèmes flous et leur propriété d'approximation universelle.

Le quatrième chapitre traite de la commande floue adaptative de la MADA avec stator couplé au réseau et rotor alimenté par un convertisseur. La méthode du backstepping est utilisée pour la synthèse de cette loi de commande qui a pour but de résoudre le problème de poursuite de vitesse en présence d'un couple de charge inconnu tout en fonctionnant sous un facteur de puissance statorique unitaire. La loi de commande devra également assurer la stabilité du système bouclé et satisfaire aux exigences de robustesse face aux incertitudes de modélisation et les perturbations auxquelles est soumise la machine. Une étude en simulation est réalisée sur une MADA de 4 kW. Les performances de cette approche sont comparées avec celles d'une commande par backstepping non adaptatif.

Le cinquième chapitre propose une loi de commande floue adaptative pour la MADA avec deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. La synthèse se fait par l'approche du backstepping. L'objectif étant d'assurer à la fois de bonnes performances de poursuite de vitesse et du couple ainsi que la stabilité du système bouclé malgré la présence d'incertitudes de modélisation et de perturbations pouvant affecter la MADA. Les performances de cette approche sont comparées en simulation avec celles d'une commande par linéarisation.

Dans tous les schémas de commande non linéaire présentés dans cette thèse, la stabilité du système bouclé est prouvée par la méthode de stabilité de Lyapunov, dans le sens que tous les signaux impliqués soient uniformément ultiment bornés et que toutes les erreurs convergent vers un voisinage de zéro.

Enfin, une conclusion générale vient clôturer la présente thèse.

Chapitre 1 : État de l'art et positionnement de l'étude

1.1 Introduction

Grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'informatique et la maîtrise des techniques de commande modernes, les machines à courant alternatif sont devenues des solutions très attractives pour les entraînements à vitesse variable. Dans ce domaine, la MADA s'avère être la concurrente de la machine asynchrone à cage. En effet, un intérêt croissant est accordé à cette machine pour plusieurs raisons dont la plus importante est : l'accessibilité au rotor qui offre l'opportunité d'avoir un plus grand nombre de degrés de liberté pour bien maîtriser l'échange de puissance avec toutes les possibilités de récupération et d'injection d'énergie dans les deux enroulements [DRI05a]. Ainsi, l'association de la MADA à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande.

Visant à faire l'état de l'art sur la commande de la MADA, ce chapitre présente dans un premier temps le principe de fonctionnement ainsi que les deux principales configurations (modes de commande) de cette machine, son fonctionnement dans les quatre quadrants est également abordé. Ensuite, une rétrospective des travaux antérieurs traitant le problème de la commande de cette machine est présentée, où nous constatons l'intérêt de l'usage de cette machine en tant que moteur pour certaines applications de grande puissance, ou en tant que génératrice dans le domaine des énergies renouvelables, en particulier l'éolien. Suite à cette recherche bibliographique, nous situons notre travail par rapport à ceux déjà réalisés et nous définissons les axes de recherche vers lesquels nous nous orienterons.

1.2 Principe de fonctionnement de la MADA

1.2.1 Description de la MADA

La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée à travers ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle présente un stator identique à celui des machines triphasées traditionnellement utilisées. Son rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais il est constitué de trois bobinages accessibles par trois bagues munies de contacts glissants.

Pour le fonctionnement de la MADA en régime permanent, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices (f_{mm}) statorique et rotorique soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Du moment que le vecteur résultant des f_{mm} des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi f$ et

que le rotor tourne avec une vitesse ω , alors, pour satisfaire à cette condition, il faut que le vecteur des fmm des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_{gl} telle que [ELB09] :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega = \omega_s g \quad (1.1)$$

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

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques; dans le cas contraire, quand la vitesse de la machine est supérieure à la vitesse de synchronisme, les sens seront opposés. Le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence f_{ro} définie à partir de $\omega_{gl} = 2\pi f_{ro}$, i.e.:

$$f_{ro} = fg \quad (1.2)$$

1.2.2 Principales configurations de la MADA

Selon le nombre de convertisseurs utilisés, nous pouvons distinguer deux principales configurations pour une MADA. On note que se sont les deux configurations que l'on rencontre majoritairement. La première configuration consiste en une MADA dont le stator est relié directement au réseau triphasé tandis que le rotor est connecté à son propre convertisseur. La deuxième solution consiste à faire fonctionner la MADA avec deux convertisseurs indépendants, l'un au stator et l'autre au rotor.

1.2.2.1 Première configuration : Stator relié au réseau, rotor alimenté par un convertisseur

Cette configuration est dite MADA simple (Single doubly-fed induction machine). Le schéma de principe de cette configuration est représenté sur la Figure 1.1.

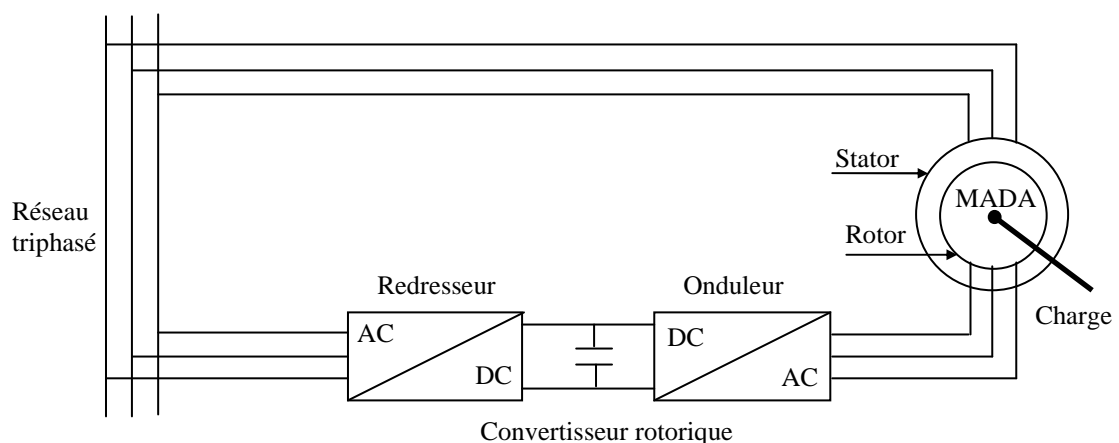


Figure 1.1 : Schémas de principe de la première configuration d'une MADA.

L'utilisation d'une telle solution en mode moteur permet de réduire la taille du convertisseur d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence

d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique. L'adjonction du convertisseur entre les enroulements rotoriques et le réseau permet de renvoyer l'énergie rotorique sur le réseau au lieu de la faire dissiper par effet Joule. Le rendement de la machine est ainsi amélioré [POI03].

Le même principe peut être appliqué en mode générateur où l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de fournir une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Cependant, pour les applications de motorisation ou de génération, la plage de variation de vitesse reste relativement étroite ($\pm 30\%$ au deçà et au-delà de la vitesse de synchronisme)[POI03].

A noter que l'application majoritairement visée par cette solution est le fonctionnement générateur, plus particulièrement, dans la conversion de l'énergie éolienne. Toutefois, plusieurs travaux affirment que le fonctionnement est totalement réversible et suggèrent cette solution pour un fonctionnement en mode moteur.

1.2.2.2 Deuxième configuration : MADA alimentée par deux convertisseurs

Cette solution consiste à faire fonctionner la MADA en moteur à vitesse variable à hautes performances avec deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Les deux convertisseurs ont une source d'alimentation commune qui est le réseau. Le schéma de principe de cette configuration est représenté sur la Figure 1.2.

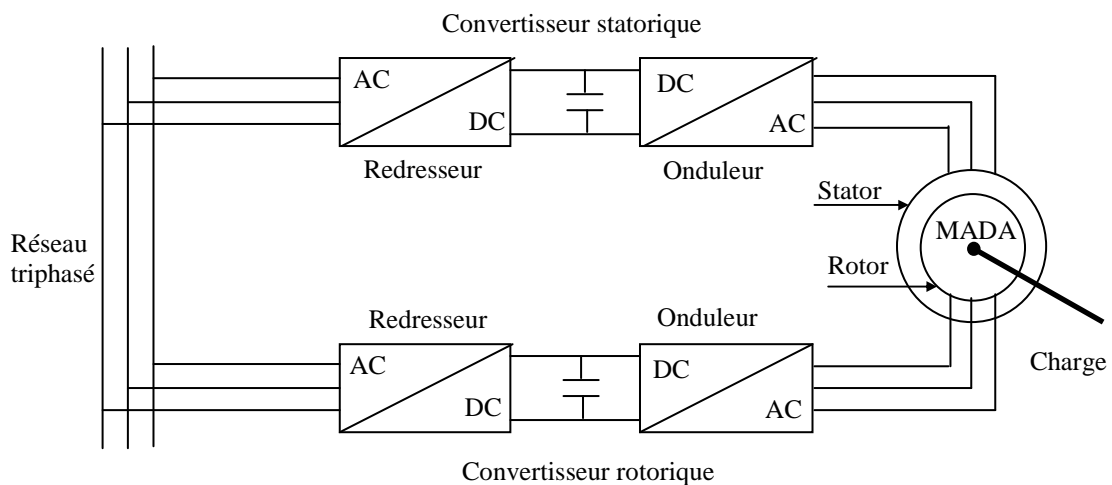


Figure 1.2 : Schémas de principe de la deuxième configuration d'une MADA.

Un autre cas de figure est une configuration similaire à la précédente à la différence qu'il y a qu'un seul redresseur, ce dernier est alors dimensionné pour donner plus de puissance [VID04]. Ce dispositif permet de faire varier la vitesse de rotation depuis l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à six fois celle-ci à puissance constante. Ce mode de fonctionnement présente de nombreux avantages [POI03, VID04]:

- Le système se prête très bien aux applications nécessitant d'excellentes propriétés de freinage puisqu'il suffit d'inverser le sens du champ tournant au rotor.
- Les puissances traversant les convertisseurs sont partagées entre stator et rotor évitant ainsi le surdimensionnement de ces convertisseurs
- Un fonctionnement en régime dégradé, en cas où l'un des convertisseurs tombe en panne.

Cependant, selon certains auteurs [KHO06, SAL07], la MADA avec cette configuration possède un inconvénient majeur, qui est l'augmentation du coût de l'asservissement suite à l'utilisation de deux convertisseurs. Pourtant, certaines études confirment que relativement à la configuration utilisant un seul convertisseur (stator connecté au réseau), le coût global d'un entraînement à base de MADA avec deux convertisseurs est d'environ 5% plus cher.

A noter que dans la littérature, on n'a pas encore tranché sur le fonctionnement type que pourrait avoir cette configuration, générateur ou moteur. Cependant, plusieurs travaux suggèrent cette solution pour des applications de motorisation de très grande puissance ou toute application demandant une large plage de fonctionnement à puissance constante [KHO06].

1.2.3 Fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants

Étant donné que le champ rotorique d'une MADA peut tourner dans les deux sens grâce à la commande du convertisseur, la MADA peut fonctionner en moteur ou en générateur suivant deux modes de fonctionnements différents :

- Hypo-synchrone ($g > 0$) ;
- Hyper-synchrone ($g < 0$).

La Figure 1.3 montre les différentes modes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation dont le stator est relié directement au réseau et le rotor est relié au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur, P_{res} est la puissance délivrée au réseau ou fournie par le réseau, P_s est la puissance transitant par le stator, P_r est la puissance transitant par le rotor, et P_m est la puissance mécanique [POI03].

1.2.3.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

La Figure 1.3 (a) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur au dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi, mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

1.2.3.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

La Figure 1.3 (b) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la

puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

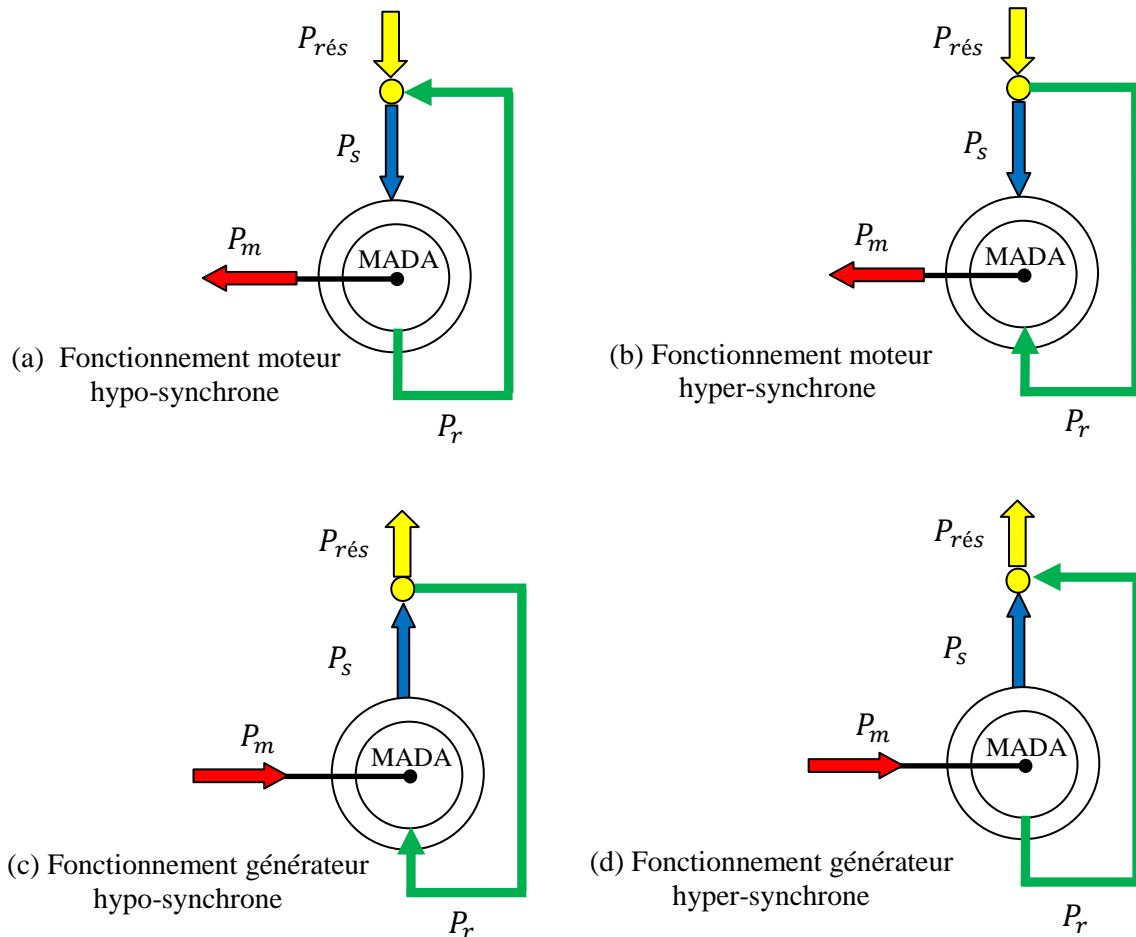


Figure 1.3 : Modes de fonctionnement de la MADA.

1.2.3.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone

La Figure 1.3 (c) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. Une partie de cette puissance est réabsorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

1.2.3.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

La Figure 1.3 (d) montre que la puissance fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement, mais, dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

1.3 État de l'art

Dans cette section, nous présentons un recensement des travaux antérieurs qui nous ont semblé être les plus significatifs dans le domaine de la commande de la MADA. Pour chacun de ces travaux, nous rappelons la configuration de la MADA, le domaine d'application visé, la stratégie de commande adoptée ainsi que les conclusions tirées qui nous servent pour l'orientation de notre étude.

1.3.1 Première configuration : MADA avec un seul convertisseur

Dans [WAN93b], les deux modes de fonctionnement moteur et générateur à vitesse variable sont envisagés. L'auteur adopte la stratégie du champ orienté pour commander la MADA. Il introduit un courant magnétisant proportionnel au flux d'entrefer et choisit d'orienter le repère tournant suivant le flux de l'entrefer. L'auteur présente des résultats de simulation où il constate de fortes oscillations du flux lors des variations de la charge. Afin d'améliorer les performances dynamiques de la MADA, il propose une méthode de compensation de ces oscillations, cette méthode est basée sur une estimation du flux.

L. XU [XU95] introduit une approche de commande sans capteur de position. La stratégie de commande choisie est celle du champ orienté, le repère tournant est aligné avec le flux de l'entrefer. L'obtention de la position angulaire du rotor est basée sur la mesure directe des tensions et courants rotoriques. Des résultats de simulation ainsi que des tests expérimentaux confirment la validité de son approche.

L'étude de L. MOREL [MOR98] s'intéresse aux applications à base de MADA à vitesse variable, que le fonctionnement soit en moteur ou en générateur. L'auteur adopte une méthode de commande par orientation du champ. Pour optimiser davantage la taille de son convertisseur, l'auteur propose de suivre une démarche en trois modes pour amener la vitesse de la machine à sa valeur nominale : mode I (basses vitesses) les enroulements statoriques sont en court-circuit et la machine est alimentée par un convertisseur au rotor. Mode II consiste à connecter le stator au réseau et enfin le mode III correspondant aux vitesses élevées et consiste à alimenter la machine à tension et fréquence fixe au stator et par un convertisseur du côté rotor. Les deux modes de fonctionnement avec et sans capteur de vitesse sont considérés. Pour le fonctionnement sans capteur, la vitesse est obtenue par dérivation de la position estimée du rotor. L'obtention de cette dernière est basée sur la mesure des courants statoriques et rotoriques. Des résultats de simulation ainsi qu'une étude expérimentale sur une machine de 1.5 kW sont présentés.

Dans son article, S. PERESADA [PER98] propose un contrôleur de couple et de puissance réactive statorique de la MADA. Au lieu d'utiliser le principe de la commande vectorielle basé sur l'orientation du flux, l'auteur adopte le principe d'orientation de la tension du réseau qui constitue une référence totalement indépendante des paramètres de la machine. L'approche de commande proposée assure la poursuite asymptotique du couple et le maintien d'une puissance réactive statorique quasiment nulle en régime permanent (facteur de puissance unitaire au stator). Notons que cette approche utilise seulement la mesure des courants rotoriques et la vitesse de rotation et par conséquent, elle peut être qualifiée de commande par retour de sortie.

L'auteur vise les deux modes de fonctionnement de la MADA, moteur et générateur. Des résultats de simulation et des tests expérimentaux sont présentés afin de valider l'étude proposée.

B. HOPFENSBERGER [HOP00] s'intéresse à une MADA en mode moteur fonctionnant à vitesse variable avec et sans capteur de vitesse. Il adopte une méthode de commande par orientation du flux statorique. Le repère tournant est choisi aligné avec ce dernier. L'auteur propose deux approches pour estimer la position du rotor. La première utilise les mesures directes des courants statoriques et rotoriques, et la seconde est basée sur les mesures des puissances statoriques (active et réactive) et des courants rotoriques. Enfin, des résultats expérimentaux sont présentés.

R. DATTA [DAT01] propose une stratégie de commande de type vectoriel. L'auteur s'intéresse à un fonctionnement sans capteurs de position et de vitesse d'une MADA. Il vise une application de type éolien. Il s'agit d'une commande vectorielle par orientation du flux statorique. L'estimation de la position du rotor est basée sur la mesure des tensions statoriques et des courants rotoriques et statoriques, et permet par la suite une estimation du flux statorique. L'intérêt principal de cette méthode d'estimation est sa légère dépendance aux variations paramétriques de la MADA. Des résultats de simulations et des tests expérimentaux sont effectués pour confirmer l'efficacité de cette méthode.

S. PERESADA dans une autre étude [PER03] introduit une nouvelle loi de commande par retour d'état. L'approche présentée réalise une orientation indirecte du flux statorique. Dans un premier temps, les problèmes de contrôle du facteur de puissance et de la poursuite du couple sont considérés. En fait, il est démontré qu'avec un facteur de puissance statorique unitaire, l'orientation du flux statorique et l'orientation de la tension du réseau sont équivalentes. Ensuite, en utilisant une approche basée sur la passivité, l'auteur propose un contrôleur assurant la poursuite de vitesse de rotation en présence d'un couple de charge constant, mais inconnu. Des tests expérimentaux sont réalisés sur une MADA de 1kW en considérant les deux cas, moteur et générateur.

Dans sa thèse, F. POITIERS [POI03] considère le cas d'une MADA en mode générateur en visant une application de type éolien. L'auteur adopte la stratégie de commande vectorielle en puissances active et réactive statoriques. La mise en œuvre est réalisée en utilisant trois types de régulateurs linéaires différents, le premier type est le régulateur PI classique qui sert de référence pour les deux autres régulateurs. La deuxième solution consiste à utiliser un régulateur polynomial RST basé sur le principe du placement de pôles, et enfin le troisième régulateur est de type Linéaire Quadratique Gaussien (LQG) utilisant la minimisation d'un critère quadratique. Une étude en simulation est réalisée pour comparer ces trois régulateurs en termes de poursuite, rejet de perturbations et robustesse face aux variations des paramètres électriques de la machine. Concernant le suivi de consignes et la robustesse, les performances des trois régulateurs sont pratiquement semblables, bien que le régulateur LQG semble mieux limiter l'amplitude des oscillations en régime transitoire. Vis-à-vis les perturbations (variation brusque de la vitesse), les régulateurs RST et LQG se montrent plus performants que le régulateur PI.

A. F. PAYAM [PAY06] propose une loi de commande adaptative pour la MADA. La synthèse se fait en utilisant la méthode du backstepping. Le contrôleur proposé assure une poursuite du couple et la régulation du facteur de puissance statorique à l'unité en présence de variations paramétriques (résistances statorique et rotorique), et de perturbations externes. La stabilité du système est démontrée par la méthode de Lyapunov. Des résultats de simulation viennent appuyer l'étude en confirmant la validité de l'approche proposée dans les deux modes de fonctionnement : moteur et générateur.

J. SOLTANI [SOL06] présente une loi de commande par mode glissant basée sur une linéarisation entrée/sortie de la MADA sans capteur de vitesse. Il propose un observateur adaptatif permettant d'estimer en ligne, la vitesse de rotation et les valeurs des résistances statorique et rotoriques. La stabilité de l'observateur est démontrée par la méthode de Lyapunov. Les deux modes de fonctionnement, moteur et générateur sont étudiés en simulation.

J. M. MAURICIO [MAU08] présente une étude d'une MADA en vue des applications de génération d'électricité à travers l'éolien. Son étude porte essentiellement sur le contrôle des puissances active et réactive du côté statorique. Dans le but de faire face aux différents types d'incertitudes pouvant entacher le modèle de la machine, Il propose une commande adaptative basée sur un retour d'état non linéaire et associée à un observateur de perturbations. Des résultats de simulation viennent appuyer l'étude théorique, notamment en termes de robustesse de la stratégie de commande adoptée vis-à-vis différentes incertitudes telles que les variations des résistances, des inductances et des paramètres du convertisseur, etc.

G. B. CHUNH [CHU09] propose une stratégie de commande d'une MADA dédiée à une application éolienne. L'auteur part du constat que les régulateurs PI habituellement utilisés lors de l'implémentation de la commande vectorielle sont insuffisants pour garantir la robustesse du système vis-à-vis les incertitudes et les perturbations auxquelles est confrontée la MADA. A travers un contrôle vectoriel utilisant des régulateurs PI flous. Il propose de contrôler la puissance active et la puissance réactive statoriques indépendamment. Des résultats de simulation accompagnent l'étude.

L. YUAN [YUA09] propose une commande non linéaire pour une MADA en mode moteur. Il s'agit d'une commande hybride combinant le principe de la commande par mode glissant et le principe de la commande par logique floue. La commande ainsi obtenue est dénommée commande par mode glissant flou. La synthèse est réalisée par l'approche du backstepping basée sur la méthode de stabilité de Lyapunov. L'auteur montre, à travers une étude en simulations que le système est robuste face à des variations paramétriques (résistances) et des perturbations extérieures.

A. MEROUFEL [MER10] présente une commande vectorielle de l'énergie active et réactive en utilisant les réseaux de neurones pour la MADA intégrée à un système éolien. Le transfert de puissance entre le stator et le réseau est réalisé par action sur les signaux rotoriques. Dans un premier temps, le contrôle est assuré en utilisant des régulateurs classiques (PI) et ensuite par des régulateurs neuronaux (RN). Les performances des deux stratégies de commande sont évaluées et comparées par simulation, où on constate l'insuffisance des régulateurs PI en termes robustesse vis-à-vis les variations des paramètres électriques de la machine (résistances et inductances).

Par ailleurs, le régulateur neuronal présente de très bonnes performances même en présence de ces incertitudes.

Y. BEKAKRA [BEK10] considère une MADA en mode moteur. Il adopte une stratégie de commande de type champ orienté. Afin de faire face aux différents types de perturbations auxquels la MADA est confrontée, il propose d'utiliser des régulateurs non linéaires robustes de type mode glissant à la place des régulateurs PI classiques habituellement utilisés dans l'implémentation de la commande vectorielle. Les simulations réalisées attestent des bonnes performances de la méthode en présence des perturbations (couple résistant et variation de la résistance rotorique). Toutefois, dans ce travail, on constate l'absence d'une démonstration rigoureuse de la stabilité, ainsi que la négligence des effets du phénomène indésirable du broutement (chattering) inhérent à ce type de régulateurs.

Dans son article, A. F. PAYAM [PAM2011] propose une nouvelle loi de commande par retour d'état non linéaire pour la MADA. Afin de garantir la robustesse de la loi de commande vis-à-vis les incertitudes, l'auteur utilise les Réseaux de Neurone artificiels (RNA) pour estimer certaines fonctions qui apparaissent dans le retour d'état. La stabilité du système global est prouvée par la méthode de Lyapunov. La validité de l'approche proposée est confirmée par des résultats de simulation.

C. A. EVANGELISTA [EVA12] propose une commande par mode glissant d'ordre supérieur pour un système de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable à base de MADA. L'auteur commence par citer quelques avantages de cette stratégie de commande, tels que la simplicité de synthèse, la robustesse et surtout sa capacité de réduire le phénomène indésirable du broutement (inhérent à la commande par mode glissant). L'objectif est de maximiser la production l'énergie (puissance active), avec un fonctionnement sous un facteur de puissance statorique unitaire. Le couple électromagnétique de la MADA et la puissance réactive sont choisis comme variables (surfaces de glissement) à contrôler. Enfin, l'auteur présente des résultats de simulation où il montre l'efficacité de la commande en termes de réalisation des objectifs de commande. L'accent est mis sur les propriétés de robustesse de la commande proposée face aux variations des paramètres du système ainsi que les perturbations extérieures.

B. BELTRAN [BEL12a] s'intéresse à une MADA fonctionnant en mode générateur, il vise une application éolienne. L'auteur propose une stratégie de commande non linéaire, il s'agit de la commande par modes glissants d'ordre supérieur. Le référentiel tournant est choisi aligné avec le flux statorique. Les variables à contrôler sont le couple électromagnétique et le courant rotorique direct. L'auteur donne les conditions de convergence de son algorithme. La stratégie de commande proposée est validée sur un système de 1.5kW en utilisant le simulateur FAST. Des tests expérimentaux viennent appuyer les simulations. Les résultats obtenus confirment l'apport de la commande par modes glissants d'ordre supérieur en termes de performances et robustesse vis-à-vis les perturbations et les incertitudes de modélisation, tout en s'affranchissant du problème de broutement provoqué par le terme discontinu de la commande par mode glissant.

Dans un autre article [BEL12b], l'auteur reprend l'étude précédente en ajoutant un observateur de type grand gain pour estimer le couple aérodynamique de la turbine éolienne à base de MADA.

1.3.2 Deuxième configuration : MADA avec deux convertisseurs

D. LECOCQ fut l'un des pionniers de l'application de la commande vectorielle à orientation du flux pour la MADA [LOC91] [LOC93] [LOC94] [LOC95]. Il montre que le fait d'alimenter la MADA à travers ces deux armatures (stator et rotor) par deux convertisseurs indépendants permet de contrôler à la fois quatre variables, à savoir, le flux, la vitesse, le facteur de puissance et le glissement. Dans [LOC95], il adopte un contrôle indirect du flux de l'entrefer en introduisant un courant magnétisant proportionnel à ce flux et utilisant quatre régulateurs PI de courants. Enfin, des résultats expérimentaux sont présentés.

R. GHOSN [GHO01] [GHO02] [GHO04] étudie le cas d'une MADA en fonctionnement moteur. Dans sa thèse [GHO01], il propose une stratégie de commande vectorielle à orientation du flux statorique. Afin d'optimiser le dimensionnement des deux convertisseurs, l'auteur impose une répartition de la puissance active entre les deux armatures : stator et rotor. Le principe de sa stratégie de commande consiste à introduire un courant magnétisant résultant de l'addition d'un courant rotorique et d'un courant statorique. Des simulations sont présentées. Le cas du fonctionnement sans capteur de vitesse est ensuite envisagé. L'auteur propose une nouvelle méthode d'observation de la vitesse de la machine basée sur un modèle adaptatif MRAS (Model Reference Adaptive System). Une validation expérimentale sur une MADA de 1.5 kW accompagne l'étude.

G. PODDAR [POD02] présente une stratégie de commande d'une MADA en mode moteur. L'idée consiste à contrôler les courants statoriques en utilisant la méthode du flux orienté tandis que le contrôle de la pulsation et le flux rotorique se fait par une loi V/f . Il impose aussi une loi de fréquence garantissant une indépendance vis-à-vis les variations paramétriques. Une étude expérimentale est réalisée.

P. E. VIDAL [VID04] s'intéresse à l'étude d'une MADA dédiée aux applications de motorisation. Afin de synthétiser des lois de commande linéaire et non linéaire, l'auteur commence par présenter deux types de modèle de la MADA, le premier est un modèle « tout courant » et le second est un modèle « tout flux ». Il affirme que la répartition de puissance entre le stator et le rotor devient une exigence à respecter dans les stratégies de commande à établir. Pour cela, il adopte une loi de répartition de puissance active en régime permanent suivant un rapport de proportionnalité prédéterminé par la construction de la machine. Il montre que cette répartition de puissances est équivalente à une répartition de pulsations. Comme stratégies de commande, l'auteur se fixe deux objectifs :

- Une commande linéaire de type vectoriel à base de régulateurs PI classiques ;
- Une commande non linéaire de type mode glissant.

Les deux stratégies sont appliquées aux deux types de modélisations considérées. Pour la commande vectorielle, l'auteur montre que la modélisation « tout flux » présente de meilleurs résultats que l'autre modélisation de type « tout courant ». Il affirme la supériorité de la commande par mode glissant par rapport à la commande linéaire. Quelques résultats expérimentaux préliminaires clôturent ce travail. A noter enfin que la comparaison entre les deux commandes est réalisée seulement en termes de réalisation d'un bon découplage entre le flux et le couple. L'étude de robustesse des stratégies de

commande vis-à-vis les variations paramétriques et les incertitudes de modélisation n'est pas faite, et le problème du broutement qui limite l'application de la commande par mode glissant n'a pas été pris en considération.

S. DRID [DRI05b] présente une nouvelle loi de commande pour la MADA. Il s'agit d'une commande vectorielle basée sur une double orientation des flux du stator et du rotor en même temps. Afin d'avoir une commande linéaire et découplée de la MADA, l'auteur impose une orthogonalité entre les deux flux. Des résultats de simulation sont présentés.

Dans un autre article [DRI07], l'auteur s'intéresse à une commande non linéaire de la MADA en mode moteur. Afin de répondre aux exigences de robustesse face aux éventuelles perturbations susceptibles d'affecter le fonctionnement de la MADA et les incertitudes pouvant entacher son modèle. Il propose une commande par retour d'état non linéaire robuste. La synthèse de cette commande utilise l'approche du backstepping associée à la commande par mode glissant. La stabilité du système global est démontrée par la méthode de Lyapunov. Des simulations ainsi qu'une validation expérimentale sur une MADA de 4 kW confirment l'efficacité de l'approche proposée. Toutefois, on doit souligner l'inconvénient de cette stratégie de commande, il s'agit du problème de la présence de la fonction « *sign* » ainsi que sa dérivée (bien que cette fonction est non dérivable !!!) dans l'expression de la commande.

G. SALLOUM [SAL07] considère une MADA en fonctionnement moteur. Son travail porte sur la commande robuste de type H_∞ de la MADA. Il commence son étude par un rappel de quelques stratégies de commande vectorielle de la MADA, puis il introduit une nouvelle commande basée sur un découplage entrée-sortie par retour d'état des quatre courants de la machine. Dans la deuxième partie de son étude, l'auteur s'oriente vers la synthèse d'une commande robuste. Il propose quatre approches de synthèse d'un correcteur robuste de type H_∞ : la méthode de la sensibilité mixte sans et avec filtrage, la méthode du Loop-Shaping et l'approche de la μ -synthèse. A travers une étude comparative entre les quatre approches, l'auteur affirme la supériorité du correcteur obtenu par la méthode de Loop-Shaping en termes de meilleur compromis entre la robustesse en stabilité et en performances et la possible réalisation du correcteur. Les simulations effectuées ont montré l'intérêt du correcteur robuste choisi, par rapport aux correcteurs PI et par retour d'état. Dans la dernière partie du travail, l'auteur s'intéresse à la commande robuste de la MADA sans capteur mécanique. Deux estimateurs de vitesse sont présentés : le premier est un estimateur adaptatif de type MRAS associé à un filtre de KALMAN, et le deuxième est un estimateur fréquentiel de vitesse. Enfin, il conclut que la première méthode se distingue par la simplicité d'implémentation, mais elle est très sensible aux variations paramétriques, tandis que la deuxième est insensible à ces variations, mais gourmande en calcul.

S. E. ARDJOUN [ARD11] propose une nouvelle loi de commande non linéaire pour la MADA fonctionnant en mode moteur, il s'agit d'une commande par mode glissant flou. L'auteur part du constat que les variations paramétriques et les incertitudes peuvent dégrader considérablement les performances des contrôleurs utilisés pour la commande de la MADA. Il choisit la commande par mode glissant réputée par sa robustesse vis-à-vis les perturbations et les incertitudes du système. Toutefois, pour pallier l'inconvénient de cette dernière commande concernant le phénomène de broutement pouvant limiter son application réelle, l'auteur propose de remplacer le

terme discontinu de cette commande par un terme issu d'un système d'inférence flou. Des résultats de simulation confirment l'efficacité de la stratégie de commande proposée concernant la robustesse face aux variations de paramètres électriques et mécaniques de la machine tout en s'affranchissant du problème du broutement.

N. BOUNAR [BOU11b] propose une loi de commande adaptative en utilisant le backstepping pour la MADA en mode moteur. L'auteur s'intéresse au problème du broutement engendré par la commande par mode glissant, il intègre un mécanisme d'adaptation permettant d'estimer le gain de la commande (généralement choisi grand afin d'assurer la robustesse de la loi de commande). La stabilité du système global est démontrée par la méthode de Lyapunov. Des résultats de simulation effectuée sur une MADA de 1.5Kw confirment l'efficacité de la méthode proposée en termes de robustesse face aux variations paramétriques de la machine et de réduction du phénomène indésirable de broutement.

Dans un autre article [BOU12], l'auteur présente une loi de commande par mode glissant flou pour la MADA en mode moteur. Dans le but de réduire le phénomène du broutement inhérent à la commande par mode glissant, il remplace le terme discontinu de la commande par mode glissant par un autre terme issu d'un système d'inférence floue simple ayant pour entrée la surface de glissement. La stabilité du système global est démontrée en utilisant l'approche de Lyapunov. Des résultats de simulation viennent confirmer les performances de la loi de commande proposée.

1.3.3 Conclusions sur l'état de l'art

Au cours de cette rétrospective bibliographique, nous nous sommes intéressés à la MADA. L'accent est mis sur l'aspect commande de cette machine où un grand nombre de publications et de travaux déjà effectués sont présentés. La diversité des travaux réalisés témoigne du grand intérêt accordé à cette machine en tant que moteur pour certaines applications de grande puissance ou en tant que génératrice dans un système de conversion d'énergie éolienne ou hydraulique. Par ailleurs, l'accessibilité au stator et au rotor offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine, et permet de donner différentes stratégies de commande. Ainsi, suivant la configuration utilisée, nous avons distingué deux catégories d'études.

La première catégorie porte sur l'utilisation d'une MADA dont le stator est relié au réseau tandis que le rotor est alimenté à travers un convertisseur. L'application majoritairement visée par cette solution est le fonctionnement générateur, plus particulièrement, dans la conversion de l'énergie éolienne. Toutefois, plusieurs travaux affirment que le fonctionnement est totalement réversible et suggèrent cette solution pour un fonctionnement en mode moteur, notamment, dans les systèmes de grande puissance pour lesquels la variation de vitesse est relativement faible (autour du synchronisme) telles que les applications de pompage, extraction, ventilation et forage.

En termes de stratégies de commande, les premiers travaux s'articulent autour de la commande vectorielle linéaire avec une orientation du repère tournant suivant le flux du stator, le flux de l'entrefer ou la tension statorique. Par la suite, vu les exigences des différents systèmes à base de MADA en termes de performances et robustesse, les études se sont orientées vers des commandes non linéaires plus élaborées, telles que la

commande adaptative, la commande par mode glissant, commande par logique floue, etc. Pour le cas de fonctionnement générateur, l'objectif est toujours le contrôle indépendant des puissances active et réactive du stator (renvoyées sur le réseau). Dans le cas où la MADA fonctionne en moteur, il suffit de remplacer la puissance active par la vitesse ou le couple, et la puissance réactive par le flux statorique.

La deuxième catégorie d'études s'intéresse à la MADA dans le cas où les deux enroulements, statorique et rotoriques, sont alimentés par deux convertisseurs indépendants. Les auteurs n'ont pas tranché sur le fonctionnement type que pourrait avoir cette configuration, générateur ou moteur. Cependant, plusieurs travaux suggèrent cette solution pour des applications industrielles de très grande puissance telles que le laminage, les enrouleurs dérouleurs, la traction ferroviaire, la propulsion maritime ou toute application nécessitant une large plage de variation de vitesse à puissance constante [KHO06].

Relativement à la première configuration utilisant un seul convertisseur au rotor, peu d'études se sont intéressées à cette configuration. La plupart de ces études proposent un fonctionnement en mode moteur.

La stratégie de commande majoritairement appliquée est la commande vectorielle linéaire basée sur le principe d'orientation du champ. La vitesse, le flux, la puissance active et le facteur de puissance sont les grandeurs que l'on veut contrôler le plus fréquemment. Toutefois, certains auteurs se détachent en traitant des commandes non linéaires, tels que, P. E. VIDAL [VID04] qui traite de la commande par mode glissant, S. DRID [DRI07] qui propose une commande robuste en utilisant la commande par mode glissant et l'approche du backstepping, G. SELLOUM [SAL07] qui oriente son travail vers une commande robuste de type H_∞ , et S. E. ARDJOUN [ARD11] qui propose une commande par mode glissant flou. Ces auteurs affirment l'efficacité de leurs approches surtout en ce qui concerne les performances et la robustesse vis-à-vis les incertitudes et les perturbations pouvant affecter la MADA. L'efficacité de ces commandes non linéaires vis-à-vis la commande linéaire est confirmée à travers des simulations et des tests expérimentaux.

1.4 Positionnement et contribution de l'étude

La plupart des méthodes de synthèse des lois de commande présentées dans l'état de l'art se basent sur un modèle mathématique de la MADA. Certaines de ces techniques telles que la commande vectorielle à base de régulateurs PI conventionnels et la commande par retour d'état exigent une très bonne connaissance du modèle sous peine de dégradation importante des performances, voire de perte de stabilité. Or, l'obtention d'un tel modèle n'est pas une tâche facile en réalité. Dans une MADA, les imprécisions du modèle proviennent :

- Des incertitudes liées à la MADA elle-même, les paramètres incertains sont principalement : les résistances (statorique et rotorique), qui dépendent de la température, les inductances, le coefficient de frottement, l'inertie et le couple de charge qui sont difficilement quantifiables.
- De phénomènes physiques négligés (dynamiques non modélisées), ou même du choix d'une modélisation trop simplifiée de certaines dynamiques.

Certains auteurs ont essayé de traiter ce genre de problème en proposant des commandes dites robustes. La commande par mode glissant est celle que l'on rencontre le plus couramment. Ainsi, un modèle dit nominal de la MADA et des incertitudes paramétriques liées à ce modèle sont pris en compte. La structure d'un tel contrôleur est constituée d'une partie dite nominale (retour d'état) et d'un terme additionnel permettant de compenser au mieux les incertitudes liées au modèle. Toutefois, comme nous avons pu le constater, ces méthodes présentent quelques inconvénients tels que :

- Exigence d'une connaissance plus au moins précise du modèle de la MADA (pour calculer la partie nominale de la commande) ;
- Nécessité de connaître les bornes supérieures des incertitudes ;
- Manque de démonstrations rigoureuses de stabilité du système global dans la plupart des études réalisées ;
- Non prise en compte de certains problèmes d'ordre pratique tel que le phénomène du broutement dans la commande par mode glissant.

Il est donc essentiel de pouvoir développer des stratégies de commande non linéaire bien élaborées pour la MADA permettant de réaliser les spécifications désirées en termes de poursuite, stabilité en boucle fermée et robustesse vis-à-vis les perturbations et les incertitudes.

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de la commande non linéaire de la MADA en se plaçant dans le cadre d'une application moteur avec les deux configurations mentionnées précédemment. Les principales contributions de cette thèse sont :

- Synthèse d'une loi de commande adaptative floue pour la MADA alimentée à travers un seul convertisseur (côté rotor) avec estimation du couple de charge ;
- Synthèse d'une loi de commande adaptative floue pour la MADA alimentée à travers deux convertisseurs (stator /rotor).

Par rapport aux travaux susmentionnés, les schémas de commande proposés dans cette thèse se distinguent par les avantages suivants :

- La synthèse se fait en utilisant la méthode du backstepping associée à la deuxième approche de stabilité de Lyapunov donnant lieu à une démonstration rigoureuse de stabilité du système global ;
- Non-dépendance de la loi de commande du modèle de la MADA.
- Résolution du problème du broutement inhérent à la commande par mode glissant en concevant des commandes continues.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés en premier lieu à la présentation de la MADA. Afin de mieux comprendre l'intérêt que peut présenter cette machine par rapport à la structure « simple alimentation », nous avons étudié les possibilités qu'elle offrait à travers ses deux configurations et dans les deux modes de fonctionnement : moteur et générateur.

En second lieu, une rétrospective des travaux antérieurs effectués sur la commande de cette machine a été présentée. La diversité des travaux abordés montre l'engouement des chercheurs pour cette machine dans les applications à vitesse variable. L'idée qui se dégage de la revue des travaux exposés est que la recherche dans ce domaine reste ouverte à de nouvelles investigations et propositions.

A la lumière des conclusions tirées, nous avons orienté notre travail sur la commande floue adaptative par backstepping de la MADA en mode de fonctionnement moteur à vitesse variable. Vu que le fonctionnement d'une telle machine est tout à fait réversible et compte tenu des avantages associés aux deux configurations de cette machine, il nous a paru intéressant de considérer les deux cas.

Chapitre 2 : Commande linéaire de la MADA

2.1 Introduction

Depuis des années, plusieurs recherches universitaires et industrielles ont été proposées pour résoudre le problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu [BEG99]. En effet, la difficulté de la commande d'une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse, par conséquent, les méthodes de commandes classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles nécessitant un couple important à basse vitesse (traction, positionnement, etc.). Afin de maîtriser ces difficultés, et pour avoir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu où le découplage est naturel entre le flux et le couple, F. BLASCHKE [BLA72] a proposé une technique de commande dite commande vectorielle ou commande par orientation de flux. Actuellement, grâce à cette technique de commande et les progrès réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et la commande numérique, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue de la rapidité et de la précision. L'application de la commande vectorielle à la MADA présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures aussi bien pour l'application moteur que générateur [LEC 95, MOR98, HOP00, POI01, GHO01, VID04, DRI05a].

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons la modélisation de la MADA dans le repère triphasé naturel et dans le repère diphasé équivalent. Ensuite, nous introduisons le modèle d'état non linéaire de la machine. Dans la deuxième partie, nous attachons à décrire la stratégie de commande linéaire à orientation du flux de la MADA où les deux configurations, à savoir MADA avec un seul convertisseur et MADA avec deux convertisseurs, sont considérées. Enfin, des résultats de simulation sont présentés.

2.2 Modélisation de la MADA

La MADA avec les répartitions de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa dynamique exacte. Il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes afin d'établir un modèle simple [POI03, DRI05a].

- La machine est symétrique et à entrefer uniforme.
- La force magnétomotrice est à répartition sinusoïdale.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et feuilleté, par conséquent, les pertes fer et par hystérésis sont négligeables et que les courants parcourent uniquement les enroulements.
- L'influence de l'effet de la température n'est pas prise en compte.

2.2.1 Mise en équations

Une MADA peut être schématisée par la figure 2.1. Les phases sont désignées par S_a, S_b, S_c pour le stator et R_a, R_b, R_c pour le rotor. L'angle électrique θ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

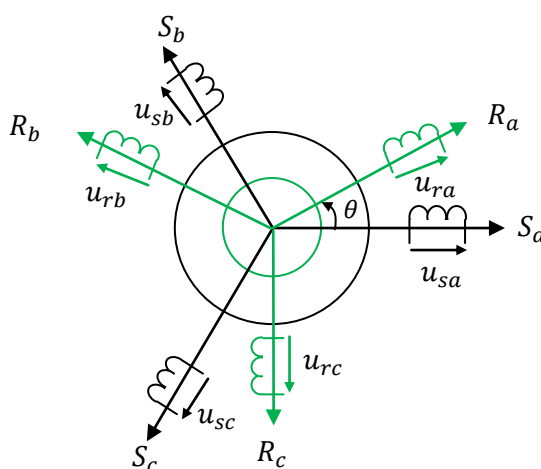


Figure 2.1 : Représentation des enroulements de la MADA dans l'espace électrique.

2.2.1.1 Équations électriques

En tenant compte des hypothèses ci-dessus, le modèle de la MADA comporte trois équations statoriques et trois équations rotoriques :

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \\ [u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \end{cases} \quad (2.1)$$

avec

$[u_s] = [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc}]^T$, $[u_r] = [u_{ra} \ u_{rb} \ u_{rc}]^T$, $[i_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$, $[i_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$
 $[\varphi_s] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$, $[\varphi_r] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$, sont respectivement, les vecteurs de tensions, de courants et des flux statoriques et rotoriques, et

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

où R_s et R_r sont respectivement les résistances statoriques et rotoriques.

2.2.1.2 Équations magnétiques

Les équations des flux statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \end{cases} \quad (2.2)$$

avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

où l_s (l_r) est l'inductance propre d'une phase statorique (rotorique), et M_s (M_r) est l'inductance mutuelle statorique (rotorique).

La matrice des inductances mutuelles est donnée par :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

avec $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$, M_{sr} est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

En injectant (2.2) dans (2.1), on obtient :

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][i_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][i_r]) \\ [u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][i_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}][i_s]) \end{cases} \quad (2.4)$$

Le modèle réel de la MADA est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation θ (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor). On utilise la transformation de PARK qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Ce modèle diphasé de la machine est obtenu en deux étapes :

- Transformation de CONCORDIA : c'est une transformation triphasé-diphasé (du repère fixe triphasé abc au repère diphasé fixe $\alpha\beta$).
- Transformation de PARK : du repère fixe $\alpha\beta$ au repère tournant dq .

La condition de passage du système triphasé au système diphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Ceci

conduit à la conservation de puissances instantanées et la réciprocité des inductances mutuelles, et permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé. Le schéma de la Figure 2.2 montre le principe de la transformation de PARK appliquée à la MADA.

2.2.1.3 Modèle diphasé de la MADA

2.2.1.3.1 Transformation triphasé-diphasé

Considérons un système sinusoïdal triphasé équilibré où (x_a, x_b, x_c, x_o) représentent des grandeurs physiques (courants, tensions ou flux). Le système est équilibré. Donc, la composante homopolaire $x_o = x_a + x_b + x_c$ est nulle à chaque instant. La transformation de CONCORDIA et son inverse permettant le passage entre les deux repères fixes : triphasé $a b c$ et diphasé équivalent $\alpha\beta$ sont :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \longleftrightarrow \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

où $T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$ est la matrice de CONCORDIA.

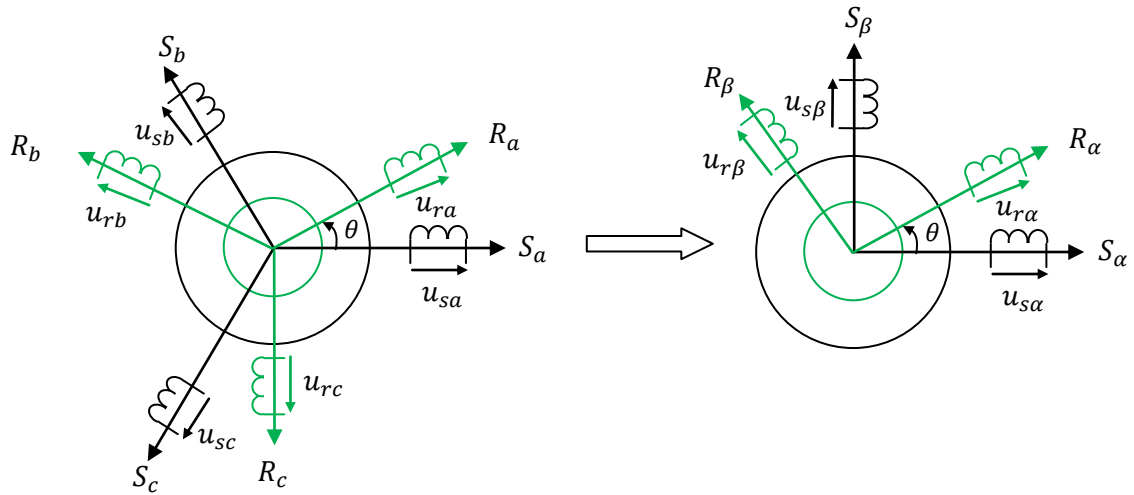


Figure 2.2 : Transformation Triphasé-Diphasé de la MADA.

2.2.1.3.2 Transformation repère fixe $\alpha\beta$ – repère tournant dq

La transformation des grandeurs diphasées du repère fixe $\alpha\beta$ vers le repère tournant dq s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P(\psi) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

où $P(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix}$ est la matrice de PARK, ψ est l'angle entre le repère fixe $\alpha\beta$ et le repère tournant dq .

- Pour les grandeurs statoriques : $\psi = \theta_c$
- Pour les grandeurs rotoriques : $\psi = \theta_r$

La transformation inverse de PARK s'écrit alors :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix}}_{P^{-1}(\psi)} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

où θ_c (θ_r) : est l'angle entre l'axe statorique S_α (rotorique R_α) et l'axe de Park direct d ;
 $\omega_c = \frac{d\theta_c}{dt}$: est la vitesse angulaire du repère tournant dq (rd/s);
 $\omega = \frac{d\theta}{dt}$: est la vitesse de rotation électrique du rotor (rd/s).

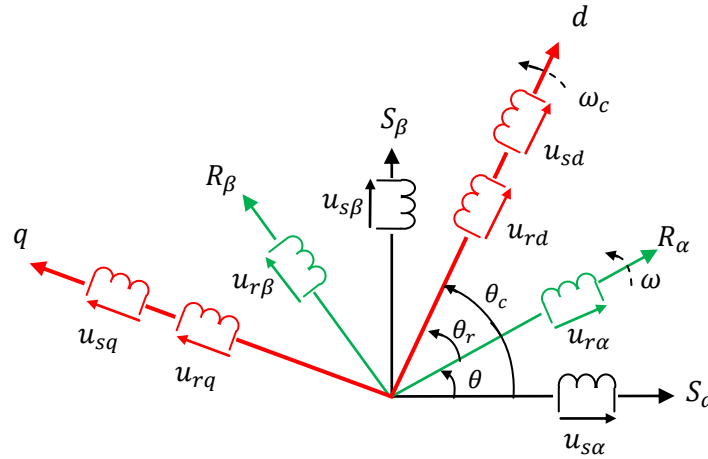


Figure 2.3 : Repères de référence fixe $\alpha\beta$ et tournant dq .

Par application de ces deux transformations (CONCORDIA suivie de PARK), on obtient le modèle de la MADA exprimé dans un repère dq dont l'orientation est a priori arbitraire comme le montre la figure 2.3.

a) Équations électriques dans le repère dq

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_c \varphi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_c \varphi_{sd} \\ u_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_c - \omega) \varphi_{rq} \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_c - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.8)$$

b) Équations magnétiques dans le repère dq

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (2.9)$$

où

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

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

$M = \frac{3}{2}M_{sr}$: Mutuelle cyclique entre stator et rotor.

c) Équation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_l - k_f \Omega \quad (2.10)$$

où

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

$\Omega = \frac{\omega}{p}$: est la vitesse angulaire mécanique du rotor en (rd/s) , p est le nombre de paires de pôles de la machine.

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

Γ_e : est le couple électromagnétique en $(N.m)$.

Γ_l : est le couple de charge en $(N.m)$.

Le couple électromagnétique dans une MADA peut être exprimé par l'une des équations suivantes [POI03]:

$$\Gamma_e = p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \varphi_{rd} - i_{sd} \varphi_{rq}) \quad (2.11)$$

$$\Gamma_e = p \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}) \quad (2.12)$$

$$\Gamma_e = pM (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.13)$$

$$\Gamma_e = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} (\varphi_{sq} \varphi_{rd} - \varphi_{sd} \varphi_{rq}) \quad (2.14)$$

où $\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$ est le coefficient de dispersion.

2.2.1.3.3 Choix du référentiel commun

Jusqu'ici, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq faisant un angle θ_c avec le stator et un angle θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants : on peut fixer le référentiel dq au stator, au rotor ou au champ tournant.

a) Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, on a $\omega_c = 0$. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

b) Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, on a $\omega_c = \omega$. Ce référentiel est intéressant quand on étudie les régimes transitoires où la vitesse est supposée constante.

c) Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_c = \omega_s$. Dans ce repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors de l'étude de la commande d'une machine.

2.2.1.3.4 Expressions des puissances

Les expressions des puissances active et réactive statoriques sont :

$$\begin{cases} P_s = u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq} \\ Q_s = u_{sq}i_{sd} - u_{sd}i_{sq} \end{cases} \quad (2.15)$$

Les puissances active et réactive rotoriques sont:

$$\begin{cases} P_r = u_{rd}i_{rd} + u_{rq}i_{rq} \\ Q_r = u_{rq}i_{rd} - u_{rd}i_{rq} \end{cases} \quad (2.16)$$

2.2.1.3.5 Mise sous forme d'équations d'état

En choisissant un référentiel lié au champ tournant et en choisissant un vecteur d'état composé des quatre flux et la vitesse de rotation du rotor $(\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}, \Omega)$, on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = -a_1\varphi_{sd} + a_2\varphi_{rd} + \omega_s\varphi_{sq} + u_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = -a_1\varphi_{sq} + a_2\varphi_{rq} - \omega_s\varphi_{sd} + u_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -a_3\varphi_{rd} + a_4\varphi_{sd} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rq} + u_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -a_3\varphi_{rq} + a_4\varphi_{sq} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} + u_{rq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = a_5(\varphi_{sq}\varphi_{rd} - \varphi_{sd}\varphi_{rq}) - a_6\Gamma_l - a_7\Omega \end{cases} \quad (2.17)$$

avec

$$a_1 = \frac{R_s}{L_s\sigma}, a_2 = \frac{R_s M}{L_s L_r \sigma}, a_3 = \frac{R_r}{L_r \sigma}, a_4 = \frac{R_r M}{L_s L_r \sigma}, a_5 = \frac{pM}{J\sigma L_s L_r}, a_6 = \frac{1}{J}, a_7 = \frac{k_f}{J}$$

Une autre représentation d'état pour la MADA peut être obtenue en considérant un vecteur d'état comportant en plus de la vitesse, les deux flux statoriques et les deux courants rotoriques $(\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega_r)$.

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = -\alpha\varphi_{sd} + \omega_s\varphi_{sq} + \alpha M i_{rd} + u_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = -\alpha\varphi_{sq} - \omega_s\varphi_{sd} + \alpha M i_{rq} + u_{sq} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = -\gamma i_{rd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \alpha\beta\varphi_{sd} - \beta\omega\varphi_{sq} - \beta \cdot u_{sd} + \frac{1}{\sigma_r} u_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\gamma i_{rq} - (\omega_s - \omega) i_{rd} + \alpha\beta\varphi_{sq} + \beta\omega\varphi_{sd} - \beta u_{sq} + \frac{1}{\sigma_r} u_{rq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = b_1(\varphi_{sq}i_{rd} - \varphi_{sd}i_{rq}) - b_2\Gamma_l - b_3\Omega \end{cases} \quad (2.18)$$

avec

$$\alpha = \frac{R_s}{L_s}, \sigma_r = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right), \beta = \frac{M}{\sigma_r L_s}, \gamma = \left(\frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s M^2}{\sigma_r L_s^2}\right), b_1 = \frac{pM}{J L_s}, b_2 = \frac{1}{J}, b_3 = \frac{K_f}{J}$$

Remarques

- 1- Il existe d'autres représentations d'état pour la MADA, nous pouvons choisir un vecteur d'état composé, en plus de la vitesse, des quatre courants ou des courants au stator et flux au rotor, etc.
- 2- Comparativement aux autres représentations existantes, la représentation de type «flux» présente peu d'interaction entre les deux côtés de la machine. Cependant, on notera l'inconvénient de cette modélisation : les flux ne sont pas directement mesurables. En fait, il s'agira donc de faire une estimation de ces flux à partir de la mesure directe des courants qui sont tous accessibles.

2.3 Commande linéaire à base de régulateurs PI de la MADA

L'objectif de la commande est d'arriver à commander les machines à courant alternatif telles que la MADA comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (i.e., le courant d'excitation), et celle liée au couple électromagnétique (i.e., le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [BEG99]. Cette technique de commande consiste à orienter le flux dans la machine, au stator, au rotor ou dans l'entrefer, suivant l'axe d ou q du repère tournant dq . Conventionnellement, nous travaillons avec une orientation suivant l'axe d , l'axe en quadrature portera par conséquent le courant qui participera à la création du couple.

2.3.1 Première configuration : stator relié au réseau, rotor alimenté par un convertisseur

Dans ce cas, le stator est directement relié à un réseau triphasé fixe en fréquence et en amplitude, et la MADA est uniquement commandée par les tensions rotoriques à travers le contrôle des flux rotoriques (variables d'action).

Objectifs

- Poursuite en vitesse ;
- Facteur de puissance statorique unitaire en régime permanent.

Comme nous désirons avoir un facteur de puissance statorique unitaire en régime permanent, i.e., une puissance réactive statorique Q_s nulle, cela nous incite à imposer (voir la seconde équation (2.15)) :

$$\begin{cases} u_{sd} = 0 \\ i_{sd} = 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

En régime permanent, toutes les dérivées sont nulles, et en remplaçant (2.19) dans la première équation de (2.8), on obtient:

$$\varphi_{sq} = 0 \quad (2.20)$$

Donc, fonctionner avec un facteur de puissance statorique unitaire en régime permanent est équivalent à imposer une orthogonalité entre les deux vecteurs: tension et flux statoriques, i.e., l'orientation de l'axe d du repère tournant suivant la direction du flux statorique et l'axe q suivant la tension du stator comme le montre le figure 2.4.

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = 0 \Rightarrow \varphi_{sd} = \phi_s \\ u_{sd} = 0 \Rightarrow u_{sq} = u_s \end{cases} \quad (2.21)$$

En remplaçant $i_{sd} = 0$ dans la première et troisième équation de (2.9) et tenant compte de (2.21), nous obtenons :

$$\varphi_{rd} = \frac{L_r}{M} \varphi_{sd} = \frac{L_r}{M} \phi_s \quad (2.22)$$

Cela signifie que le flux rotorique suivant l'axe d reste aussi invariant et fixé à une valeur proportionnelle au flux statorique nominal ϕ_s .

Ces simplifications conduisent à l'expression du couple électromagnétique suivante:

$$\Gamma_e = -\frac{PM}{\sigma L_s L_r} \phi_s \varphi_{rq} \quad (2.23)$$

On remarque que le couple est rendu proportionnel au flux φ_{rq} si le flux statorique est maintenu constant (ce qui est assuré par un réseau stable).

$$\Gamma_e = -K_c \varphi_{rq} \quad (2.24)$$

où $K_c = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \phi_s$

Le Tableau 2.1 récapitule les objectifs de commande que nous nous sommes fixés et les références des variables d'action à imposer :

Objectifs	Références
$Q_s = 0$	$\varphi_{rd}^* = \frac{L_r}{M} \phi_s$ avec $u_{sd} = 0$
$\Omega = \Omega^*$	$\varphi_{rq}^* = -\frac{1}{K_c} \Gamma e^*$

Tableau 2.1 : Objectifs, 1^{ière} configuration de la MADA pour un modèle «tout flux».

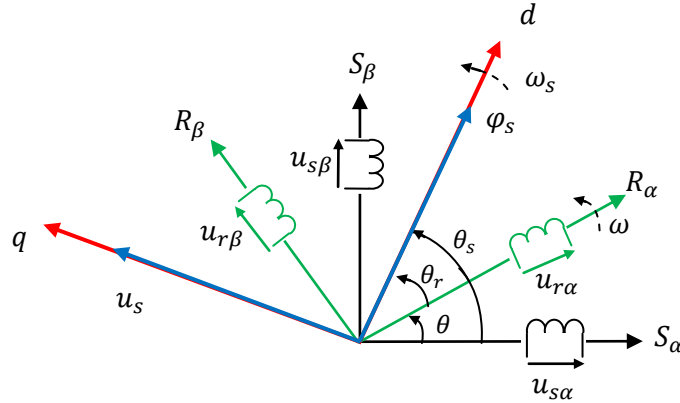


Figure 2.4 : Orientation du flux et la tension statoriques.

Les deux équations du modèle de la MADA (2.17) décrivant la dynamique des flux rotoriques peuvent être réécrites comme :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -a_3\varphi_{rd} + e_d + u_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -a_3\varphi_{rq} + e_q + u_{rq} \end{cases} \quad (2.25)$$

où e_d et e_q sont des termes de couplage à compenser :

$$\begin{cases} e_d = a_4\varphi_{sd} + \omega_r\varphi_{rq} \\ e_q = a_4\varphi_{sq} - \omega_r\varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.26)$$

Le schéma bloc de régulation des flux rotoriques est illustré sur la figure 2.5.

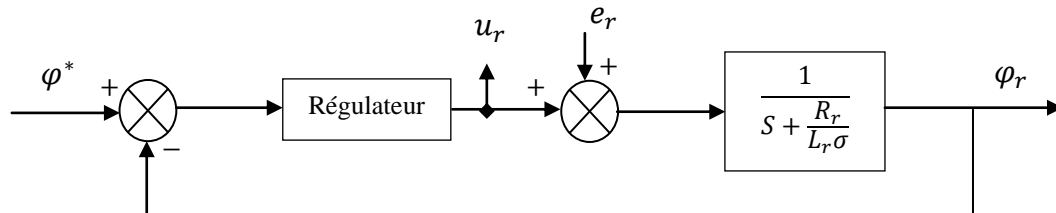


Figure 2.5 : Schéma de régulation des flux rotoriques.

avec : $\varphi^* = \varphi_{rd}^*$ ou φ_{rq}^* , $\varphi_r = \varphi_{rd}$ ou φ_{rq} , $u_r = u_{rd}$ ou u_{rq} , $e_r = e_d$ ou e_q et S est l'opérateur de Laplace.

Le schéma bloc de régulation des modes mécaniques est illustré sur la figure 2.6. Le couple électromagnétique de référence est fourni par le régulateur de vitesse.

La figure 2.7 montre le schéma bloc de la commande vectorielle de la MADA où le stator est relié au réseau avec régulation des flux rotoriques. Des régulateurs de type proportionnel intégral (PI) sont utilisés pour pouvoir contrôler les deux flux rotoriques et la vitesse de rotation.

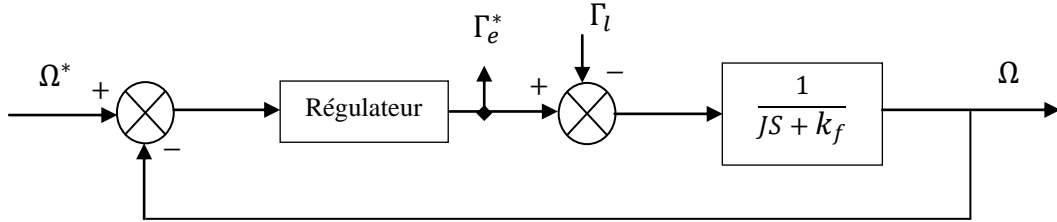


Figure 2.6 : Schéma de régulation de vitesse.

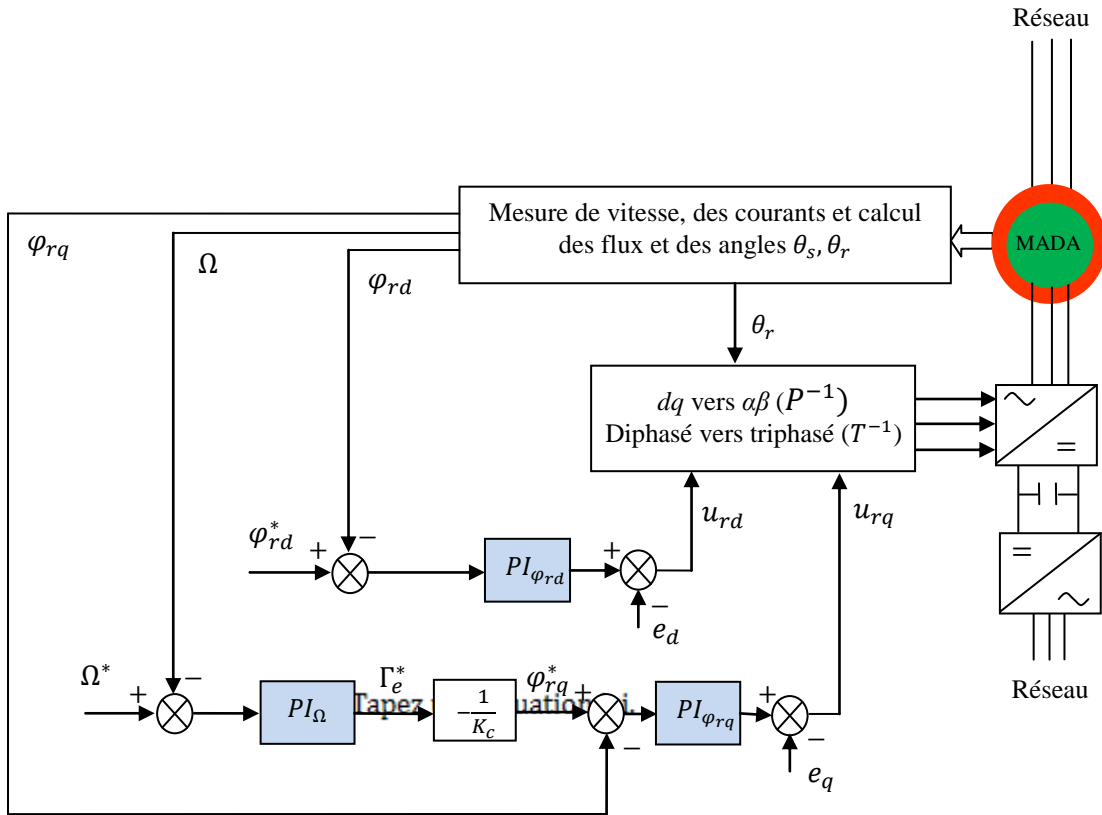


Figure 2.7 : Schéma bloc de la commande linéaire de la MADA
1^{ière} configuration pour un modèle de type «tout flux».

Le même principe peut être appliqué pour une modélisation de type flux-courant, i.e., une représentation d'état faisant intervenir en plus de la vitesse, les deux flux statoriques et les deux courants rotoriques. Comme précédemment, nous désirons reproduire un fonctionnement avec un facteur de puissance statorique unitaire en régime permanent. Alors, d'après la seconde équation de (2.15), on peut prendre $u_{sd} = 0$ et $i_{sd} = 0$. En régime permanent, toutes les dérivées des variables d'état sont nulles. Remplaçons $u_{sd} = 0$ et $i_{sd} = 0$ dans la première équation du modèle (2.8), cela conduit à $\varphi_{sq} = 0$, i.e., que le flux statorique est aligné avec l'axe d du repère tournant $\varphi_{sd} = \phi_s$.

A partir de la première équation de (2.9), nous obtenons :

$$i_{rd} = \frac{\phi_s}{M} \tag{2.27}$$

L'expression du couple électromagnétique (2.12) devient :

$$\Gamma_e = -P \frac{M}{L_s} \phi_s i_{rq} \tag{2.28}$$

L'équation (2.28) peut s'écrire comme suit :

$$\Gamma_e = -K_{c1} i_{rq} \tag{2.29}$$

où $K_{c1} = P \frac{M}{L_s} \phi_s$

Le Tableau 2.2 montre les objectifs de commande.

Objectifs	Références
$Q_s = 0$	$i_{rd}^* = \frac{1}{M} \phi_s$
$\Omega = \Omega^*$	$i_{rq}^* = -\frac{1}{K_{c1}} \Gamma_e^*$

Tableau 2.2 : Objectifs, 1^{ière} configuration de la MADA pour un modèle «flux-courant».

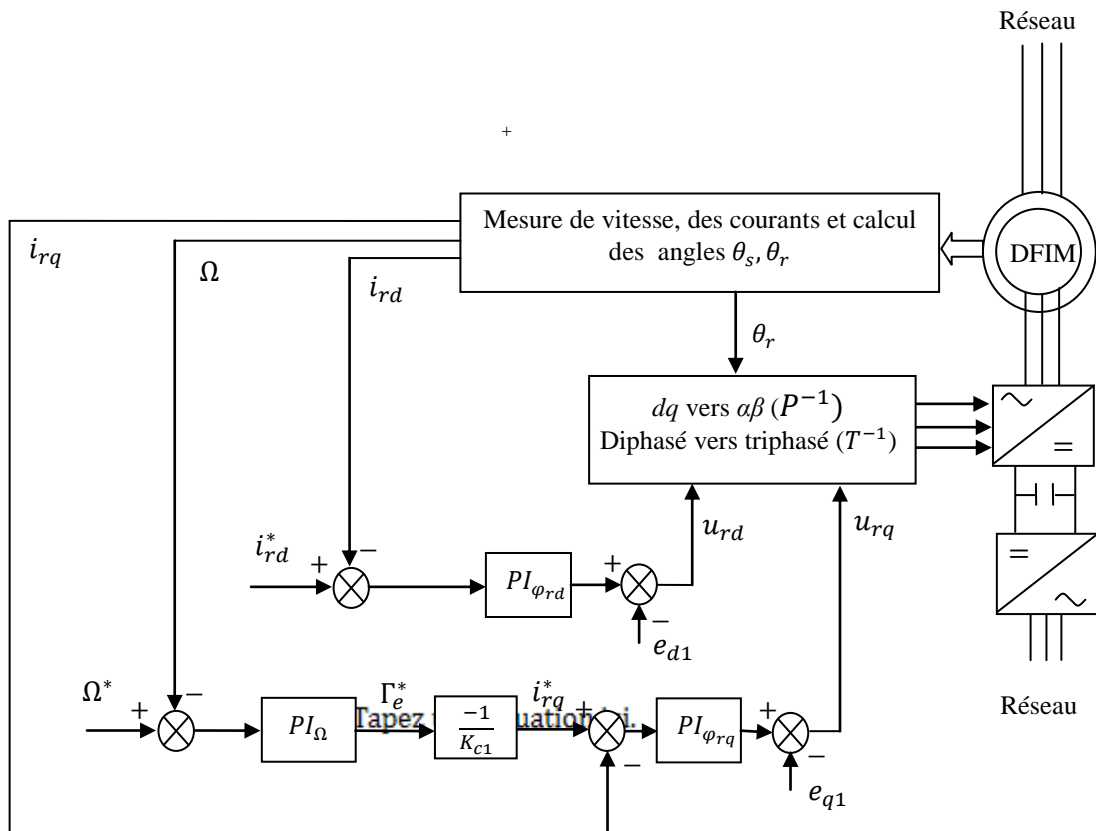


Figure 2.8 : Schéma bloc de la commande linéaire de la MADA 1^{ière} configuration pour un modèle de type «flux-courant».

Les équations du modèle de la MADA (2.18) exprimant l'évolution des courants rotoriques peuvent être réécrites comme :

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\gamma_r i_{rd} + e_{d1} + \frac{1}{\sigma_r} u_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\gamma_r i_{rq} + e_{q1} + \frac{1}{\sigma_r} u_{rq} \end{cases} \quad (2.30)$$

où e_{d1} et e_{q1} sont des termes de couplage à compenser :

$$\begin{cases} e_{d1} = (\omega_s - \omega) i_{rq} + \alpha_s \beta \varphi_{sd} - \beta \omega \varphi_{sq} - \beta \cdot u_{sd} \\ e_{q1} = -(\omega_s - \omega) i_{rd} + \alpha_s \beta \varphi_{sq} + \beta \omega \varphi_{sd} - \beta u_{sq} \end{cases} \quad (2.31)$$

La figure 2.8 montre le schéma bloc de la commande vectorielle de la MADA où le stator est relié au réseau avec régulation des courants rotoriques.

2.3.1.1 Résultats de simulation : première configuration

Dans cette partie nous présentons les résultats de simulation de la commande linéaire appliquée à une MADA avec un seul convertisseur au rotor. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe C. Les régulateurs PI utilisés ont la forme $U(S) = k \left(1 + \frac{1}{T_i S}\right) E(S)$, où S est l'opérateur de Laplace. Pour Ω : $k = 50, T_i = 5$, pour φ_{rd} : $k = 20, T_i = 5$ et pour φ_{rq} : $k = 30, T_i = 0.1$.

Nous discutons le comportement dynamique de la MADA dans les deux cas suivants :

- Cas 1 : Test avec les paramètres nominaux de la machine ;
- Cas 2 : Test en présence d'incertitudes paramétriques et perturbations.
Introduction d'un couple de charge Γ_l de $10Nm$ à partir de $t = 0.5s$;
Augmentation de 100% des résistances (statorique R_s et rotorique R_r) à $t = 0.9s$ et diminution 30% de l'inductance mutuelle M à $t = 0.7s$.

La première série de tests de simulation est réalisée sans convertisseur (i.e., en considérant que le convertisseur est parfaitement commandé). Ensuite le convertisseur sera pris en compte.

a) Simulation sans convertisseur

Les Figures 2.9 à 2.12 montrent le comportement de la MADA sous la loi de commande linéaire lors d'un fonctionnement à vide pour le cas 1. La vitesse suit parfaitement sa référence (Figure 2.9). On remarque qu'au démarrage le couple électromagnétique marque un pic d'environ $40N.m$, puis diminue pour équilibrer le couple des frottements en régime établi. Les transitoires observés sur le couple sont naturellement développés pour satisfaire les variations rapides de la vitesse. Ces résultats montrent également que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique est très satisfaisant (Figure 2.10-a). Les impulsions du flux rotorique d'axe q (images du couple) sont dues aux impulsions du couple, toutefois son amplitude

est acceptable et ne sollicite pas la saturation de la machine. Les signaux de commande restent dans les limites tolérées par la machine (Figure 2.11). Enfin, la figure 2.12 illustre l'évolution de la puissance réactive statorique, ce résultat confirme que la machine fonctionne sous un facteur de puissance presque unitaire en régime établi.

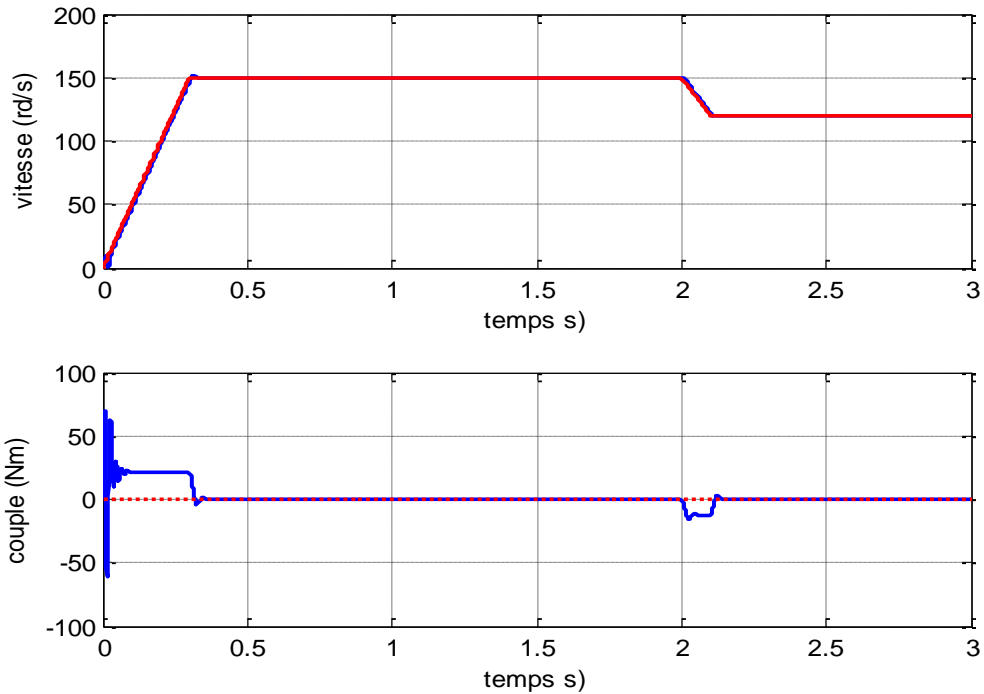


Figure 2.9 : Réponses de vitesse et de couple dans le cas 1 avec la 1^{ière} configuration. (a) Ω (trait continu) et Ω^* (trait pointillé), (b) Γ_e (trait continu) et Γ_l (trait pointillé).

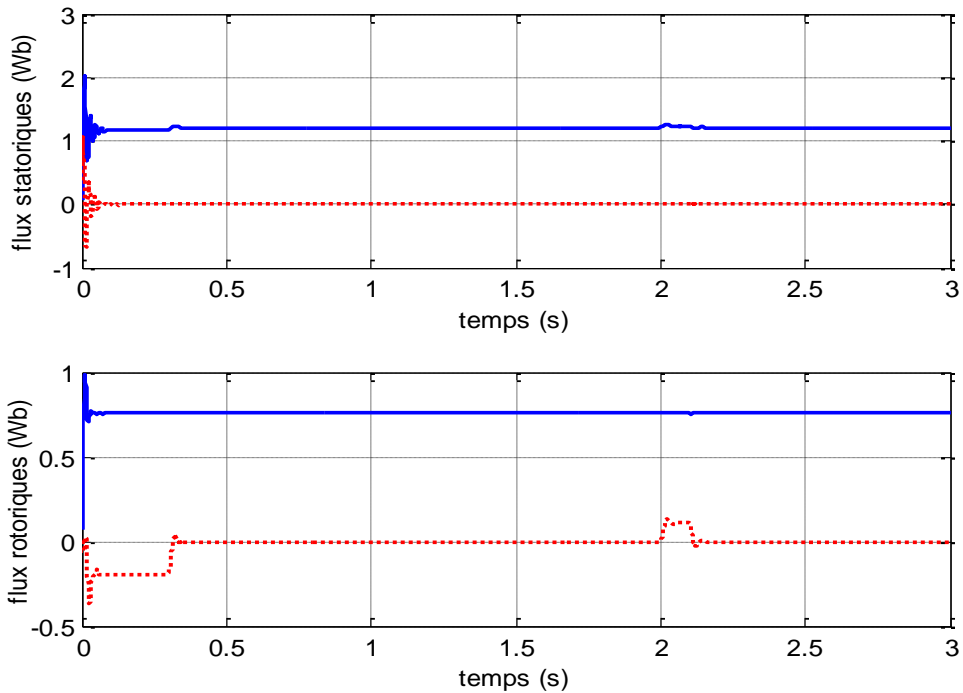


Figure 2.10 : Réponses des flux dans le cas 1 avec la 1^{ière} configuration. (a) φ_{sd} (trait continu) et φ_{sq} (trait pointillé), (b) φ_{rd} (trait continu) et φ_{rq} (trait pointillé).

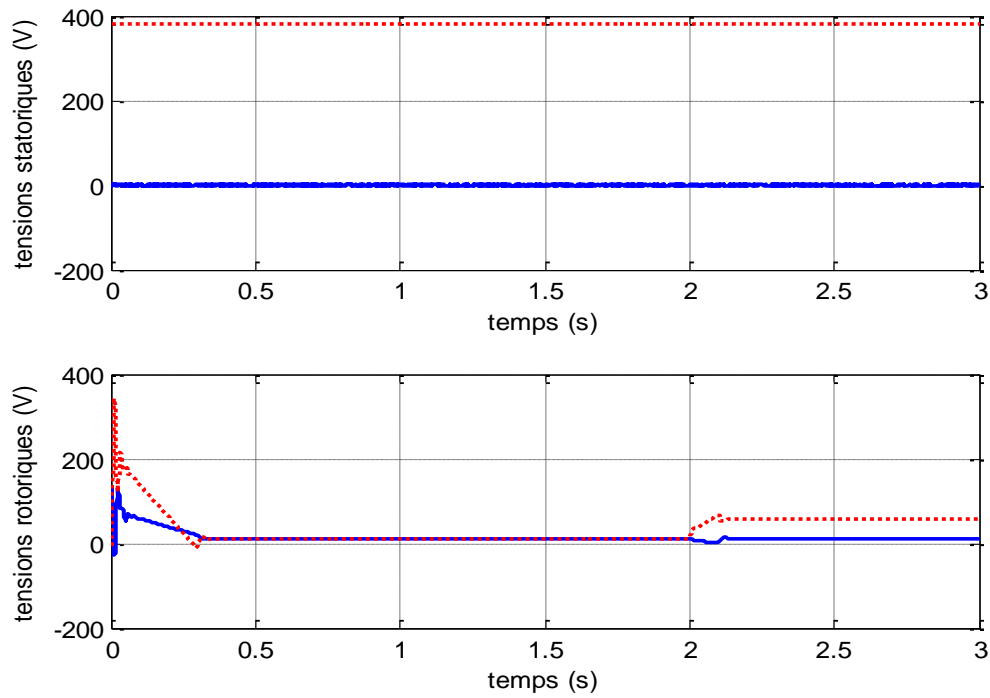


Figure 2.11 : Tensions dans le cas 1 avec la 1^{ière} configuration. (a) u_{sd} (trait continu) et u_{sq} (trait pointillé), (b) u_{rd} (trait continu) et φ_{rq} (trait pointillé).

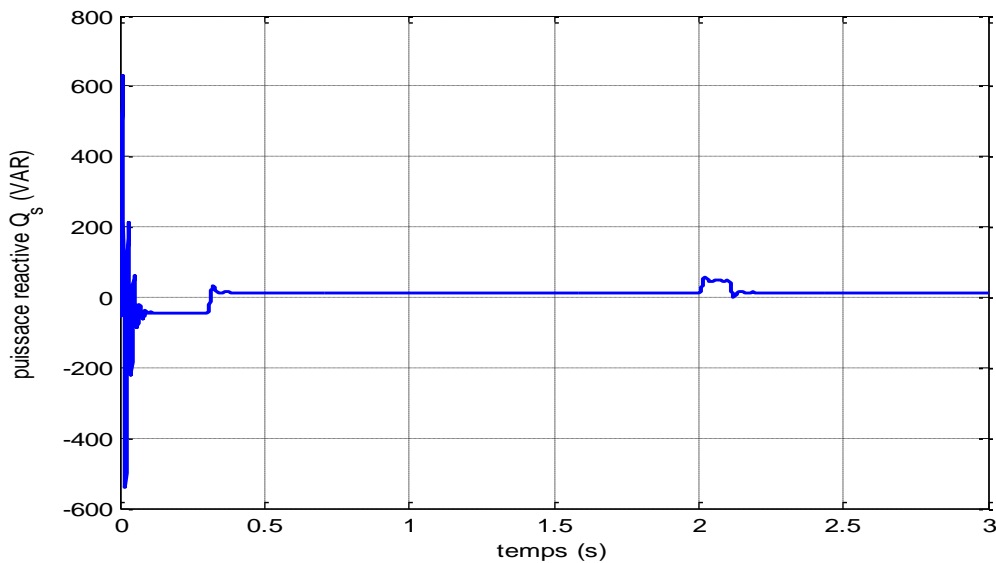


Figure 2.12 : Puissance réactive statorique dans le cas 1 avec la 1^{ière} configuration.

Les Figures 2.13 à 2.16 illustrent le comportement de la MADA sous la loi de commande linéaire pour le cas 2. Nous constatons clairement que les variations paramétriques (résistances et inductance mutuelle) provoquent une dégradation des performances en termes de poursuite (Figure 2.13), augmentation du couple et tensions rotoriques (Figure 2.15) qui risquent de dépasser leurs valeurs nominales si les variations sont plus franches. On remarque également que le découplage est également affecté, ceci est traduit par les réponses des flux statoriques (Figure 2.14-a). La Figure

2.16 montre que le deuxième objectif concernant l'imposition d'une puissance réactive nulle au stator en régime permanent n'est plus vérifié.

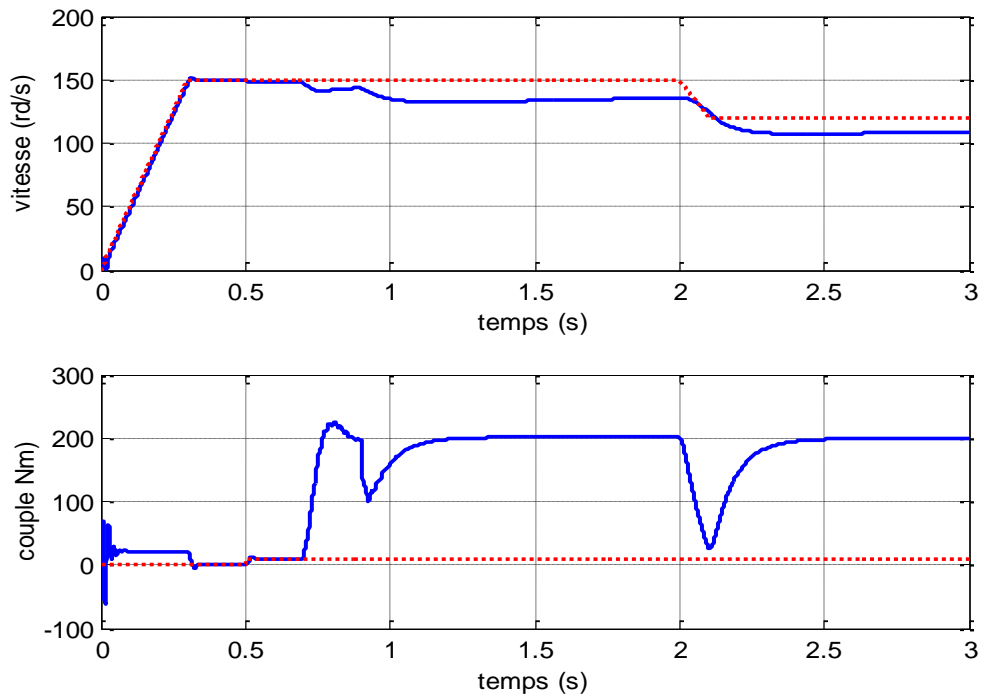


Figure 2.13 : Réponses de vitesse et du couple dans le cas 2 avec la 1^{ière} configuration. (a) Ω (trait continu) et Ω^* (trait pointillé), (b) Γ_e (trait continu) et Γ_l (trait pointillé).

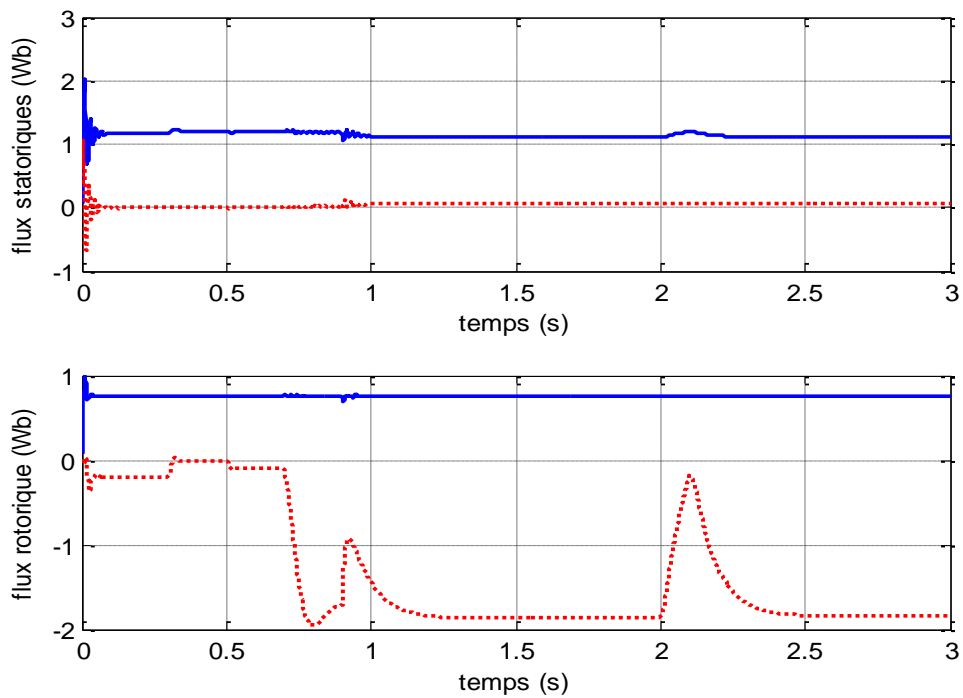


Figure 2.14 : Réponses des flux dans le cas 2 avec la 1^{ière} configuration. (a) φ_{sd} (trait continu) et φ_{sq} (trait pointillé), (b) φ_{rd} (trait continu) et φ_{rq} (trait pointillé).

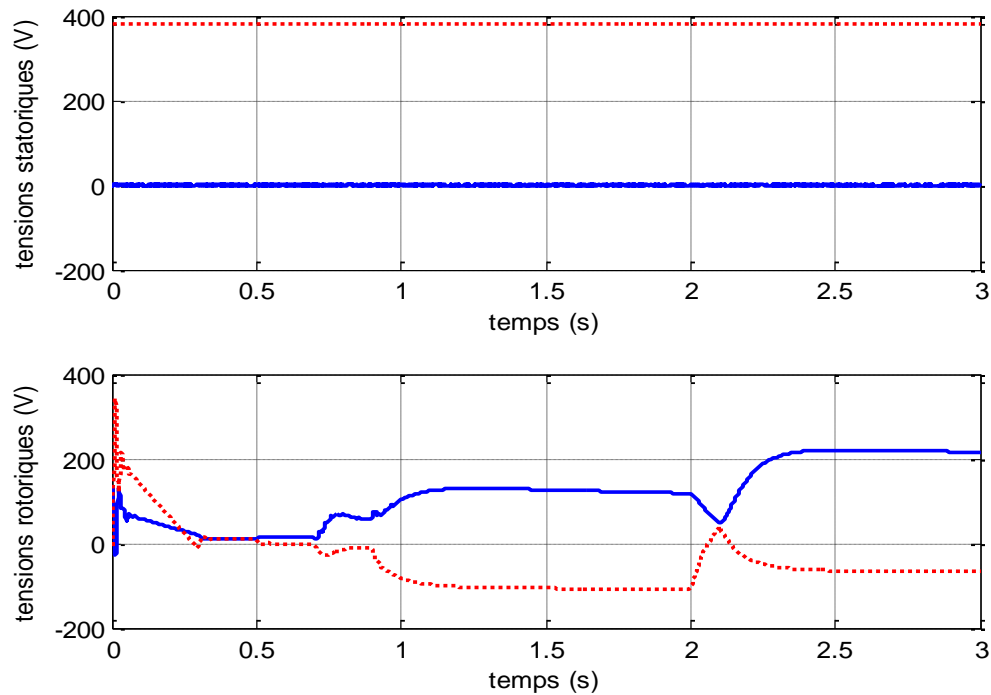


Figure 2.15 : Tensions dans le cas 2 avec la 1^{ière} configuration. (a) u_{sd} (trait continu) et u_{sq} (trait pointillé), (b) u_{rd} (trait continu) et φ_{rq} (trait pointillé).

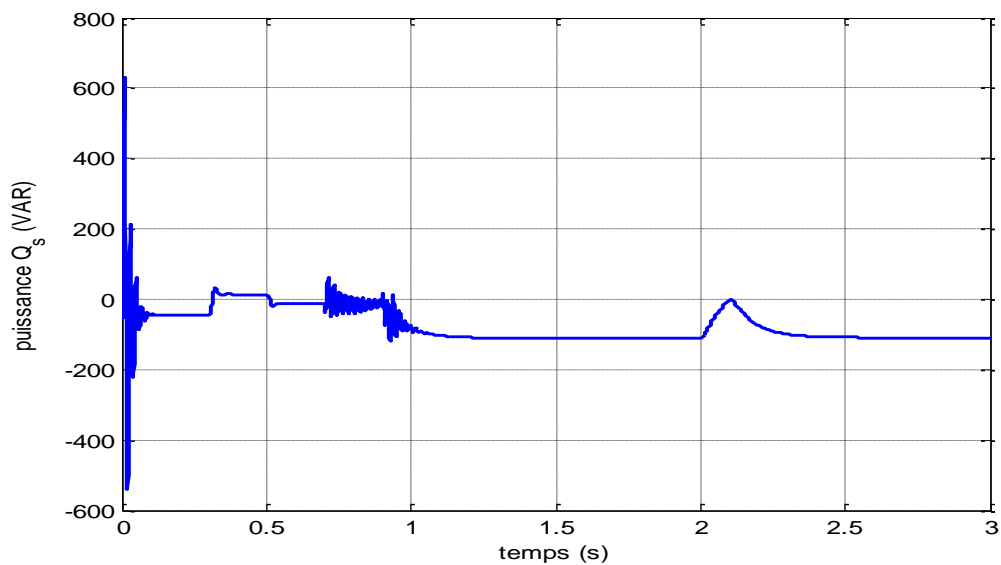


Figure 2.16 : Puissance réactive statorique dans le cas 2 avec la 1^{ière} configuration.

b) Simulation avec prise en compte du convertisseur

Dans cette partie nous présentons les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MADA à vide avec les paramètres nominaux (i.e., cas1) en utilisant un convertisseur statique dont les caractéristiques sont données en annexe D. La modulation par largeur d'impulsion (MLI) utilisée est la MLI sinus triangle. Les Figures 2.17 à 2.20 montrent respectivement les réponses de vitesse et couple, flux, tension et

l'évolution de la puissance réactive statorique dans le cas 1. Les performances obtenues précédemment sont retrouvées. Chaque grandeur suit sa référence. Cependant, on note la présence d'oscillations sur ces grandeurs, ceci est dû à la nature des signaux délivrés par le convertisseur.

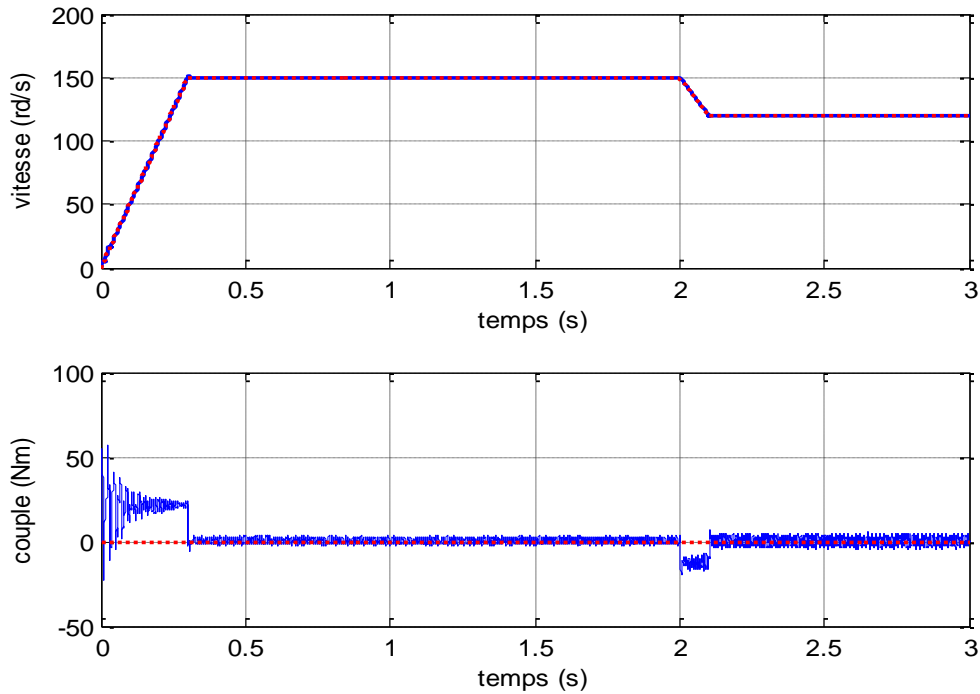


Figure 2.17: Réponse de vitesse et du couple dans le cas 1, 1^{ière} configuration avec convertisseur. (a) Ω (continu) et Ω^* (discret), (b) Γ_e (continu) et Γ_l (discret).

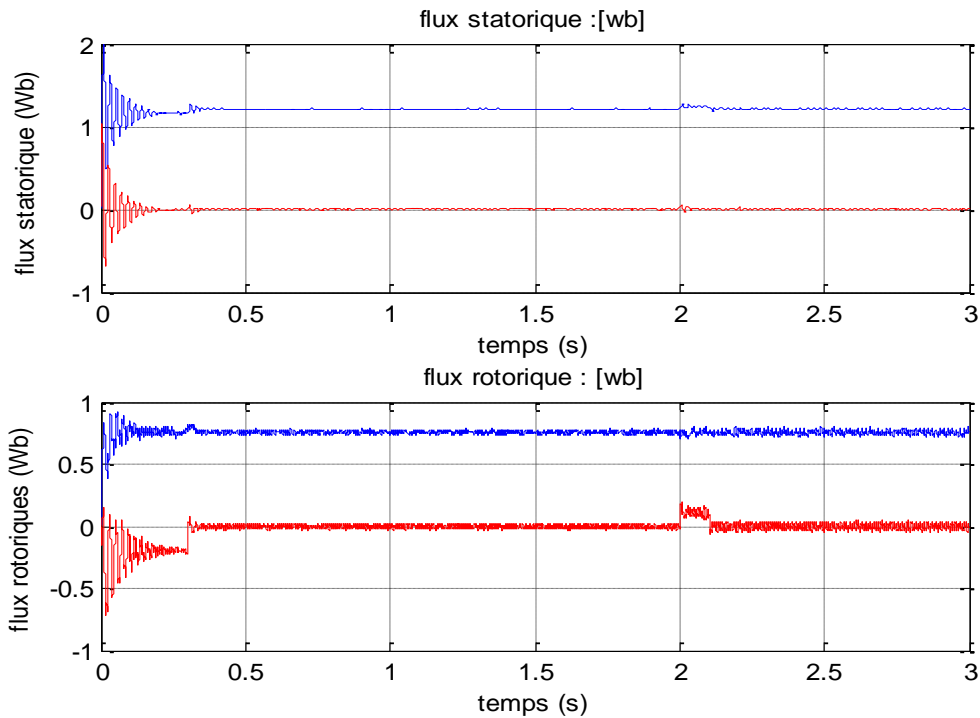


Figure 2.18: Réponses des flux dans le cas 1, 1^{ière} configuration avec convertisseur. (a) φ_{sd} (continu) et φ_{sq} (discret), (b) φ_{rd} (continu) et φ_{rq} (discret).

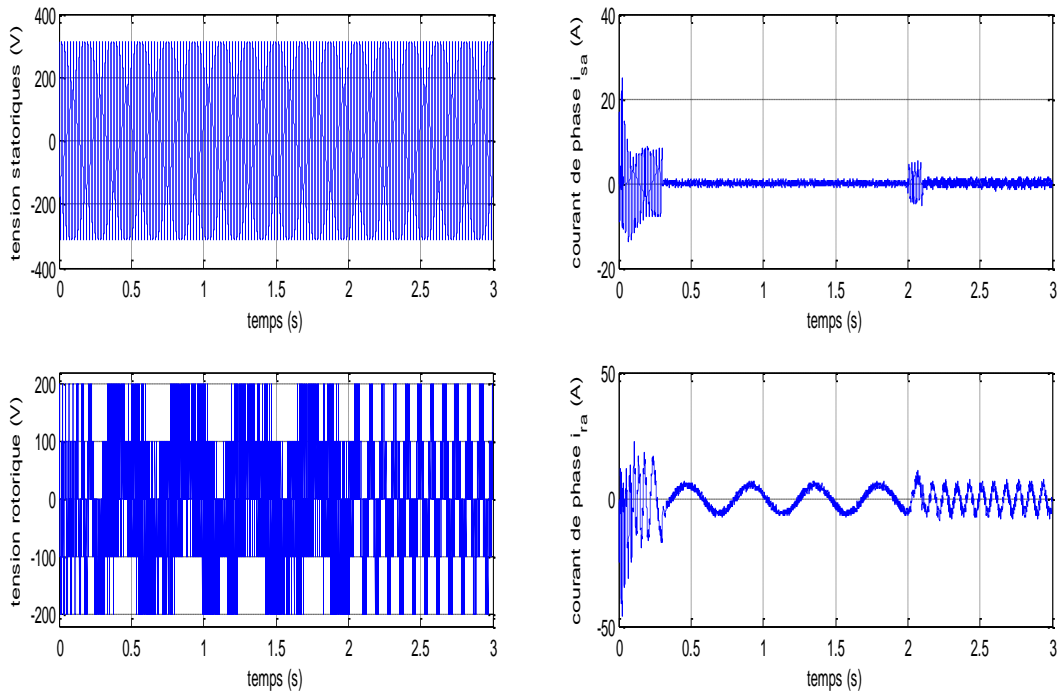


Figure 2.19: Tensions et courants de phase dans le cas 1, 1^{ière} configuration avec convertisseur.

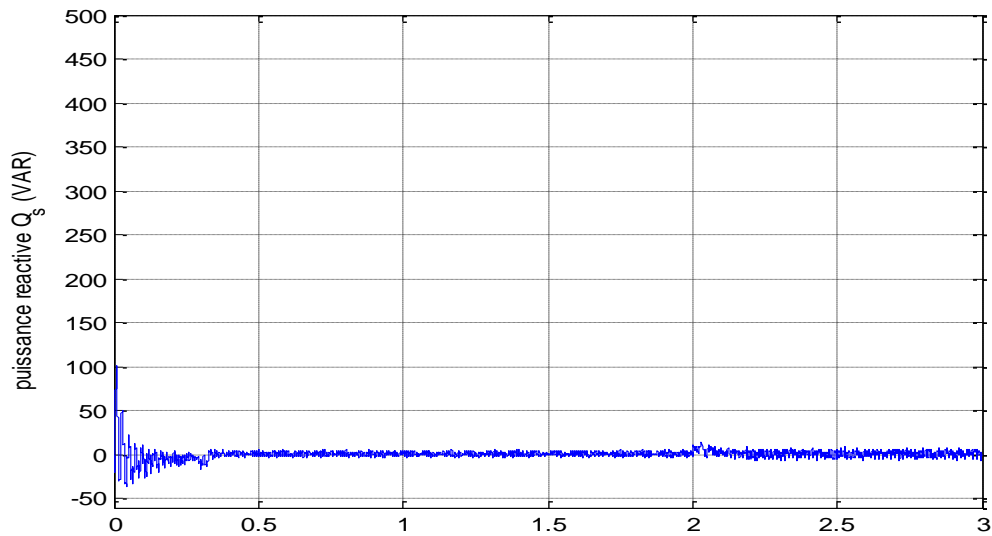


Figure 2.20: Puissance réactive statorique dans le cas 1, 1^{ière} configuration avec convertisseur.

2.3.2 Deuxième configuration : MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants

Nous gardons les mêmes objectifs de commande adoptés précédemment:

- Asservissement de vitesse ;
- Facteur de puissance statorique unitaire en régime permanent.

L'orientation du repère tournant suivant le flux statorique donne :

$$\varphi_{sd} = \phi_s, \varphi_{sq} = 0 \quad (2.32)$$

Ce choix de repère permet de simplifier les équations électriques de la MADA (2.8) en régime permanent de la façon suivante :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ u_{rd} = R_r i_{rd} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.33)$$

Afin de garantir un facteur de puissance statorique unitaire en régime permanent, il suffit d'imposer un courant statorique dans l'axe d nul. Par conséquent, la tension statorique dans ce même axe sera également nulle.

A partir de la première et troisième équation de (2.9), on obtient en régime permanent:

$$\varphi_{rd} = \frac{L_r}{M} \phi_s \quad (2.34)$$

L'expression du couple devient :

$$\Gamma_e = -K_c \varphi_{rq} \quad (2.35)$$

$$\text{où } K_c = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \phi_s$$

Le Tableau 2.3 illustre les objectifs de commande et les références à imposer.

Objectifs	Références
$\varphi_{sd} = \phi_s$	$\varphi_{sd}^* = \phi_s$
$\varphi_{sq} = 0$	$\varphi_{sq}^* = 0$
$Q_s = 0$	$\varphi_{rd}^* = \frac{L_r}{M} \varphi_{sd}^*$
$\Omega = \Omega^*$	$\varphi_{rq}^* = -\frac{1}{K_c} \Gamma_e^*$

Tableau 2.3 : Objectifs de commande et références.

Les quatre équations du modèle de la MADA (2.17) décrivant la dynamique des flux peuvent être réécrites comme :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = -a_1\varphi_{sd} + e_{sd} + u_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = -a_1\varphi_{sq} + e_{sq} + u_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -a_3\varphi_{rd} + e_{rd} + u_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -a_3\varphi_{rq} + e_{rq} + u_{rq} \end{cases} \quad (2.36)$$

où e_{sd} , e_{sq} , e_{rd} et e_{rq} sont des termes de couplage à compenser :

$$\begin{cases} e_{sd} = a_2\varphi_{rd} + \omega_s\varphi_{sq} \\ e_{sq} = a_2\varphi_{rq} - \omega_s\varphi_{sd} \\ e_{rd} = a_4\varphi_{sd} + \omega_r\varphi_{rq} \\ e_{rq} = a_4\varphi_{sq} - \omega_r\varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.37)$$

La Figure 2.21 montre le schéma bloc de la commande vectorielle de la MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants. Cinq régulateurs de type proportionnel-intégral (PI) sont utilisés pour la régulation des flux et la vitesse de rotation de la MADA.

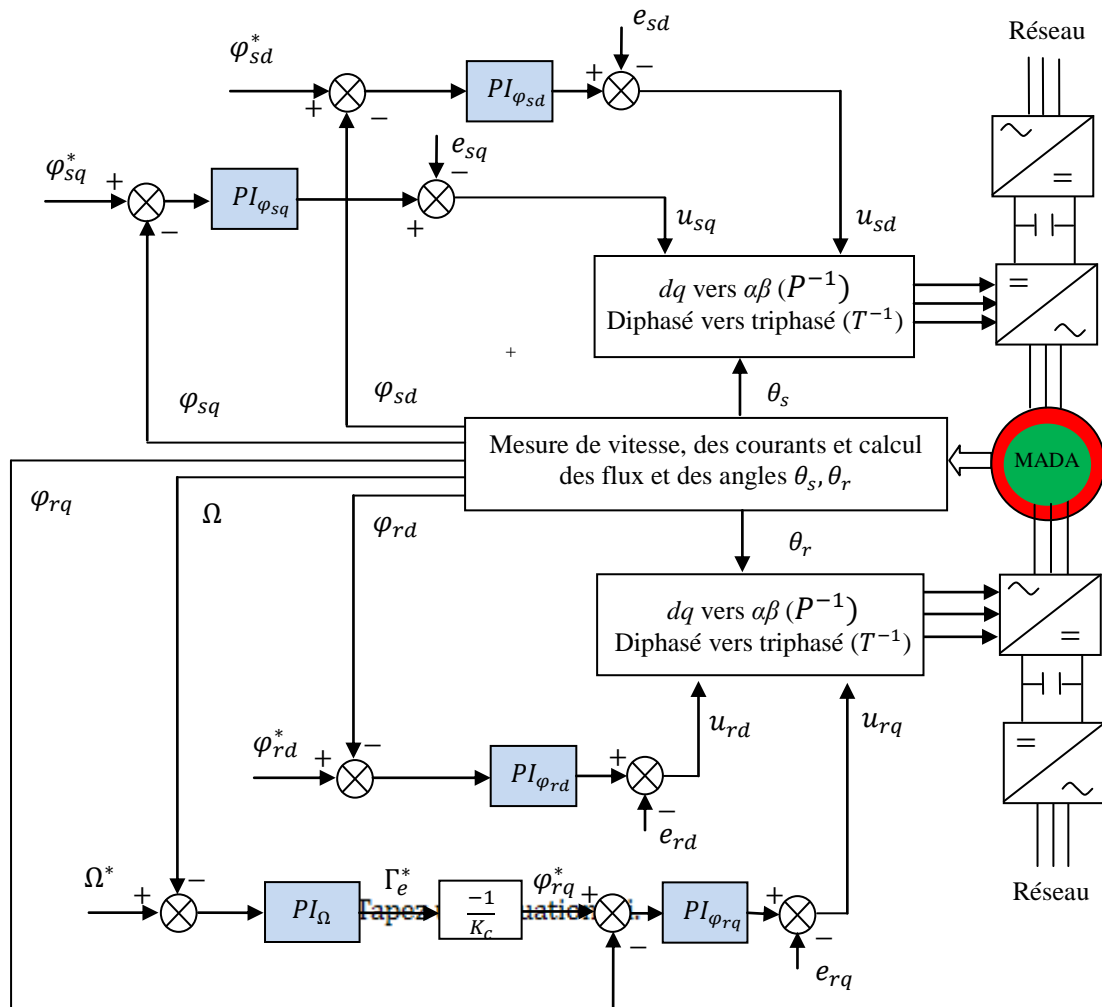


Figure 2.21 : Schéma bloc de la commande linéaire de la MADA, 2^{ème} configuration pour un modèle de type «tout flux».

2.3.2.1 Résultats de simulation : deuxième configuration

Dans cette partie nous présentons les résultats de simulation de la commande linéaire appliquée à une MADA alimentée à travers deux convertisseurs indépendants, l'un au stator et l'autre au rotor. Les paramètres de la MADA utilisée en simulation sont donnés en annexe C. Les paramètres des régulateurs PI utilisés dans la simulation sont: pour Ω : $k = 100, T_i = 5$, pour φ_{sd} : $k = 50, T_i = 5$, pour φ_{sq} : $k = 30, T_i = 5$, pour φ_{rd} : $k = 20, T_i = 5$ et pour φ_{rq} : $k = 30, T_i = 0.1$.

Les performances de la commande sont discutées dans les deux cas :

- Cas 1 : Test avec les paramètres nominaux de la machine.
- Cas 2 : Test en présence d'incertitudes paramétriques et perturbations.
Introduction d'un couple de charge Γ_l de $10Nm$ à partir de $t = 0.7s$;
Augmentation de 100% des résistances (statorique R_s et rotorique R_r) à partir de $t = 0.9s$ et diminution 30% de l'inductance mutuelle M à $t = 1s$.

a) Simulation sans convertisseurs

Les figures 2.22 à 2.25 montrent les réponses de la MADA alimentée à travers ses deux armatures par deux convertisseurs indépendants pour le cas 1. En comparant avec la configuration précédente (MADA alimenté par un seul convertisseur au rotor avec stator connecté au réseau), nous constatons une nette amélioration des performances dynamiques et statiques de la MADA; couple moins pulsatoire surtout au démarrage, découplage parfait, diminution des erreurs et fonctionnement sous un facteur de puissance statorique pratiquement nul en régime statique.

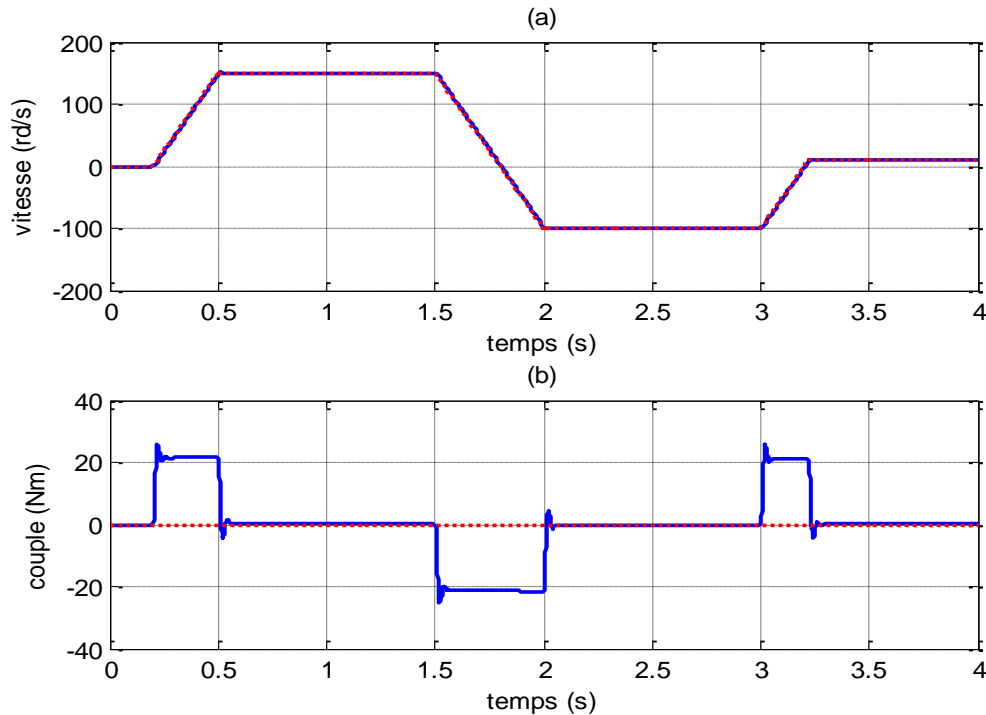


Figure 2.22 : Réponse de vitesse et du couple dans le cas 1 avec la 2^{ème} configuration. (a) Ω (trait continu) et Ω^* (trait pointillé), (b) Γ_e (trait continu) et Γ_l (trait pointillé).

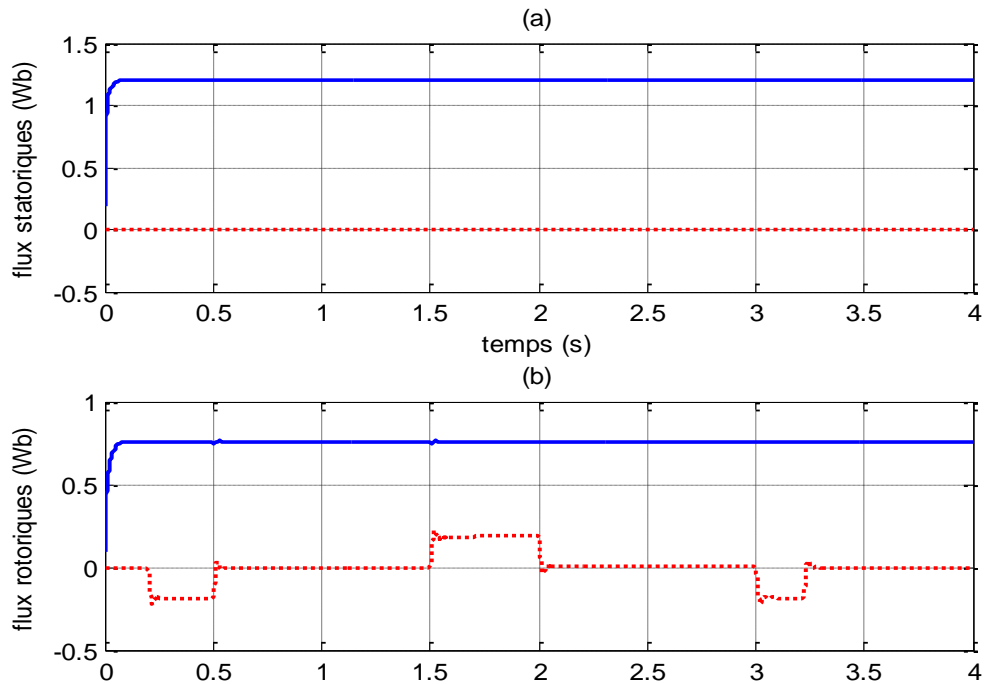


Figure 2.23 : Réponses des flux dans le cas 1 avec la 2^{ième} configuration. (a) φ_{sd} (trait continu) et φ_{sq} (trait pointillé), (b) φ_{rd} (trait continu) et φ_{rq} (trait pointillé).

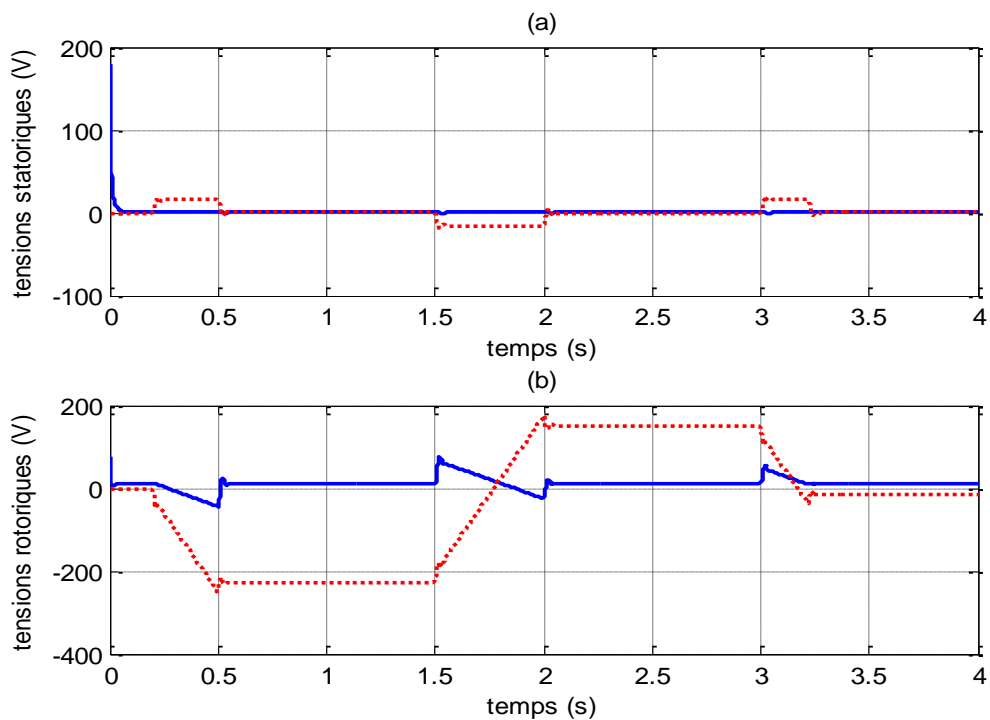


Figure 2.24 : Tensions dans le cas 1 avec la 2^{ième} configuration. (a) u_{sd} (trait continu) et u_{sq} (trait pointillé), (b) u_{rd} (trait continu) et φ_{rq} (trait pointillé).

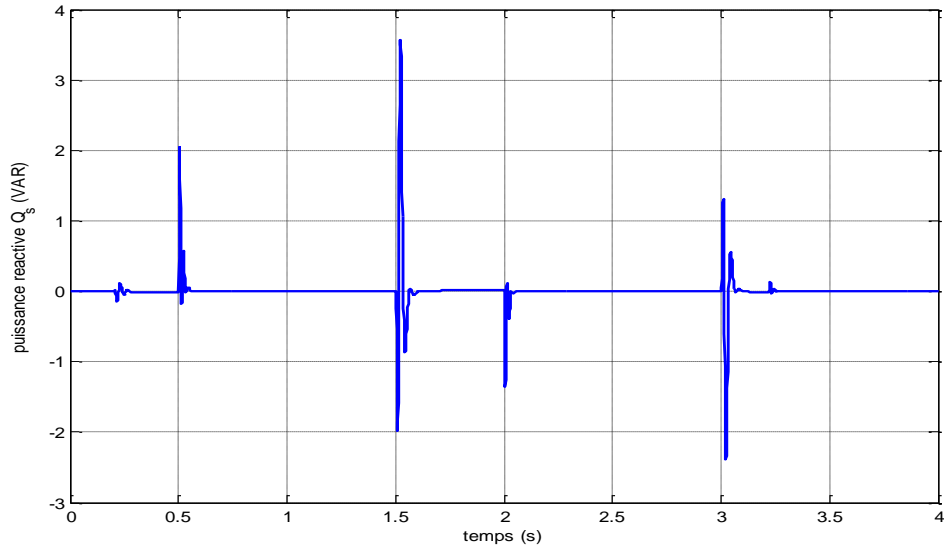


Figure 2.25 : Puissance réactive statorique dans le cas 1 avec la 2^{ème} configuration.

Les figures 2.26 à 2.29 montrent clairement l’inefficacité de la commande vectorielle linéaire à base de PI face aux différentes perturbations (variation des résistances et de l’inductance mutuelle) pouvant affecter la MADA. On remarque que les performances de poursuite se dégradent, le découplage est affecté avec une augmentation de l’effort de commande.

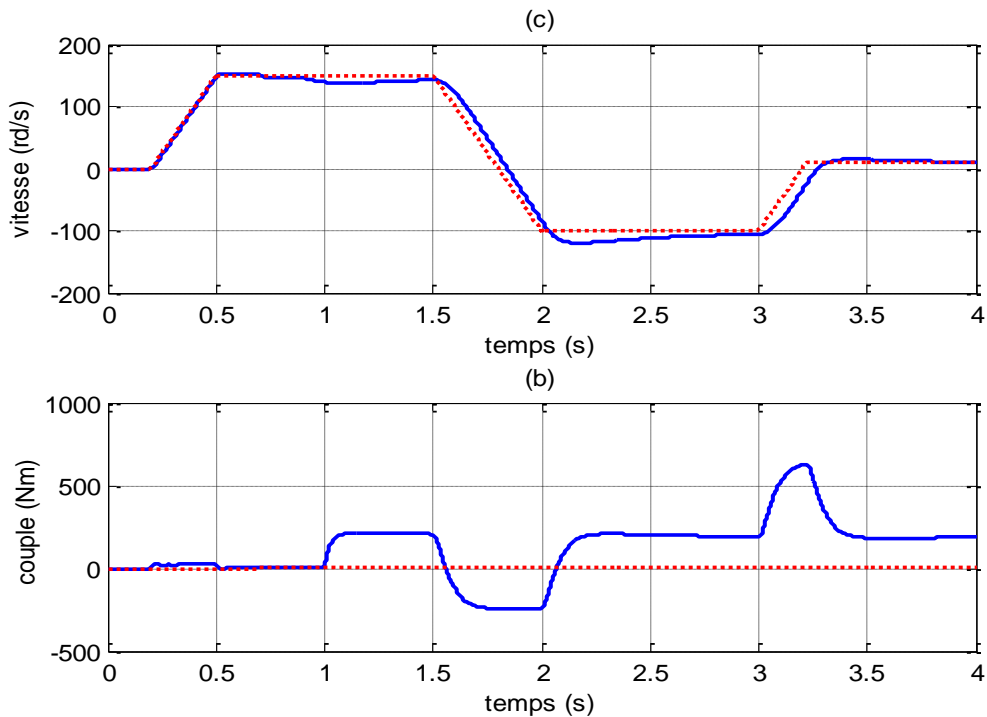


Figure 2.26 : Réponses de vitesse et de couple dans le cas 2 avec la 2^{ème} configuration. (a) Ω (trait continu) et Ω^* (trait pointillé), (b) Γ_e (trait continu) et Γ_l (trait pointillé).

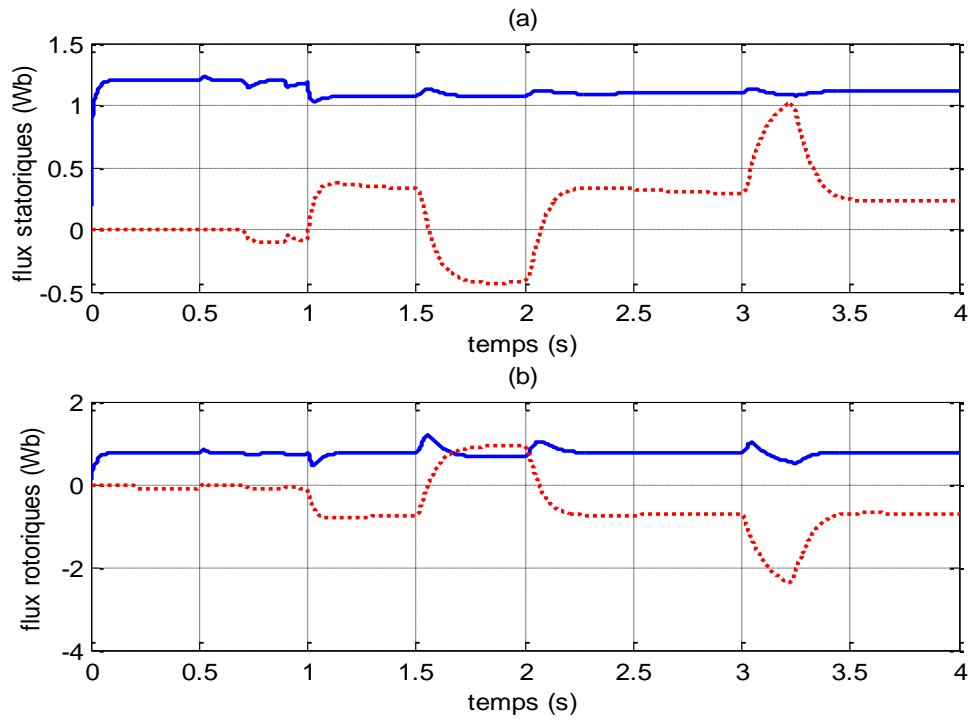


Figure 2.27 : Réponses des flux dans le cas 2 avec la 2^{ième} configuration. (a) φ_{sd} (trait continu) et φ_{sq} (trait pointillé), (b) φ_{rd} (trait continu) et φ_{rq} (trait pointillé).

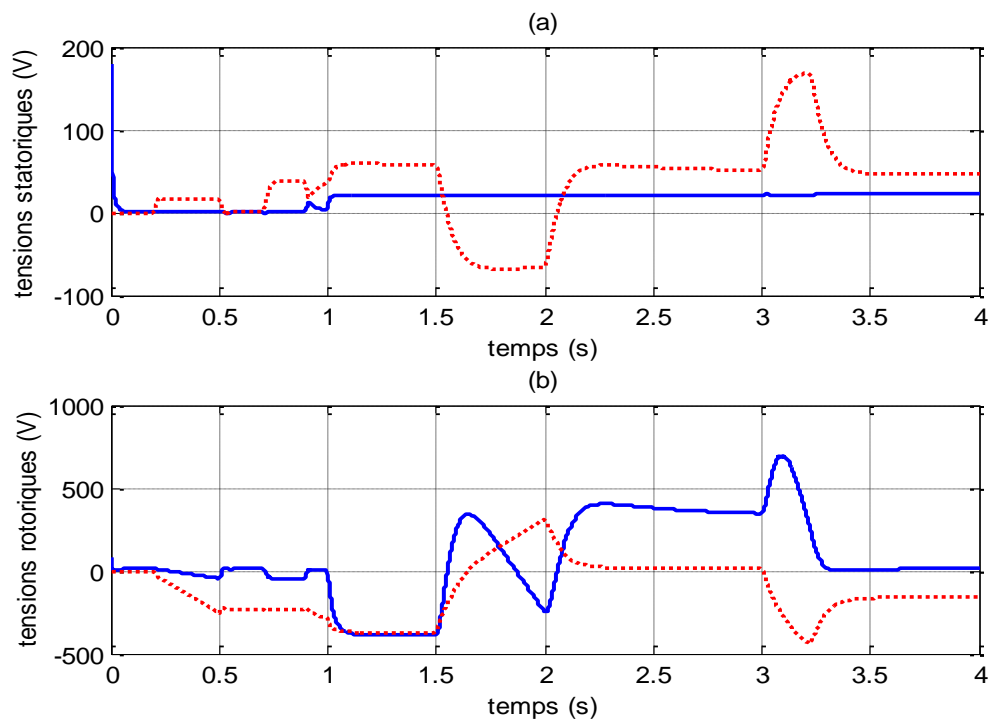


Figure 2.28 : Tensions dans le cas 2 avec la 2^{ième} configuration (a) u_{sd} (trait continu) et u_{sq} (trait pointillé), (b) u_{rd} (trait continu) et φ_{rq} (trait pointillé).

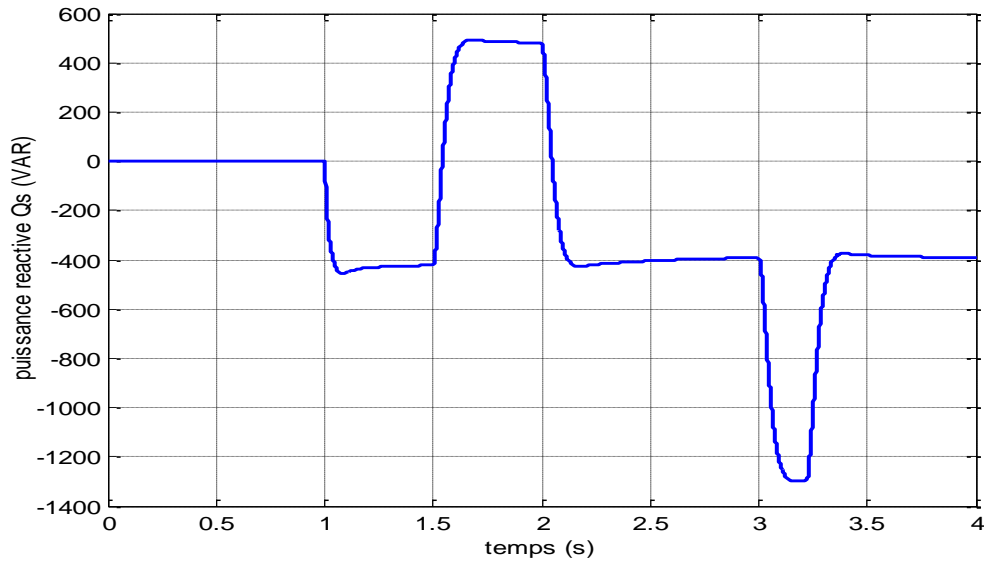


Figure 2.29 : Puissance réactive statorique dans le cas 2 avec la 2^{ième} configuration.

b) Simulation avec prise en compte du convertisseur

Dans cette partie nous présentons les résultats de simulation de la commande linéaire de la MADA à vide avec les paramètres nominaux (i.e., cas1) en utilisant deux convertisseurs dont les caractéristiques sont données en annexe D. la modulation par largeur d’impulsion (MLI) utilisée est la MLI sinus triangle. Les Figures 2.30 à 2.33 montrent respectivement les réponses de vitesse et couple, flux, tension et l’évolution de la puissance réactive statorique en absence de variations paramétriques et le couple de charge.

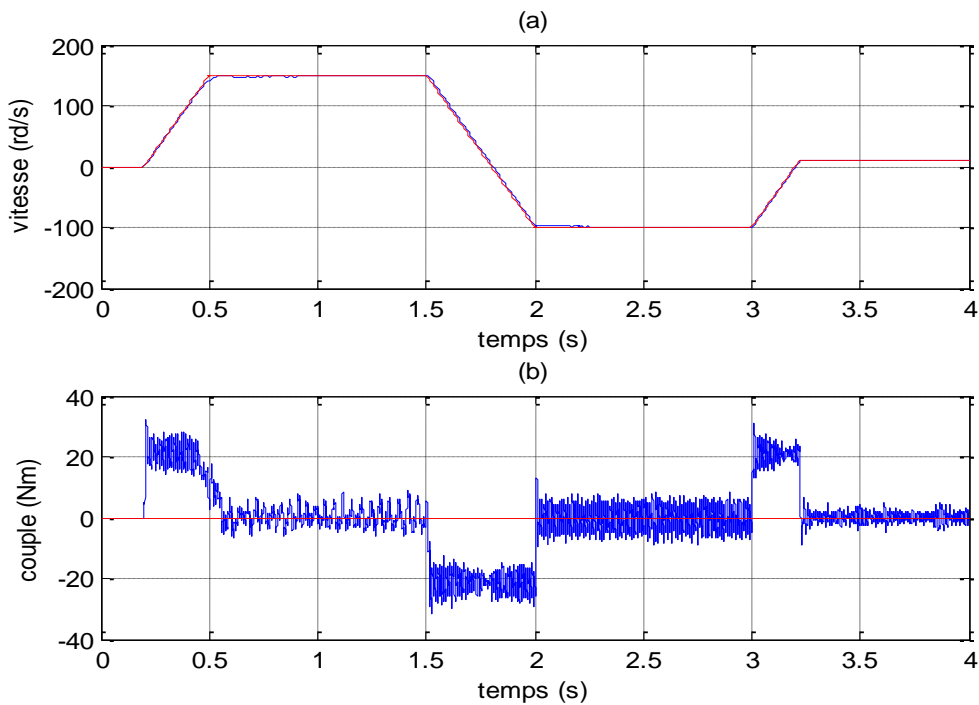


Figure 2.30: Réponses de vitesse et de couple dans le cas 1, 2^{ième} configuration avec convertisseurs. (a) Ω (continu) et Ω^* (discret), (b) Γ_e (continu) et Γ_l (discret).

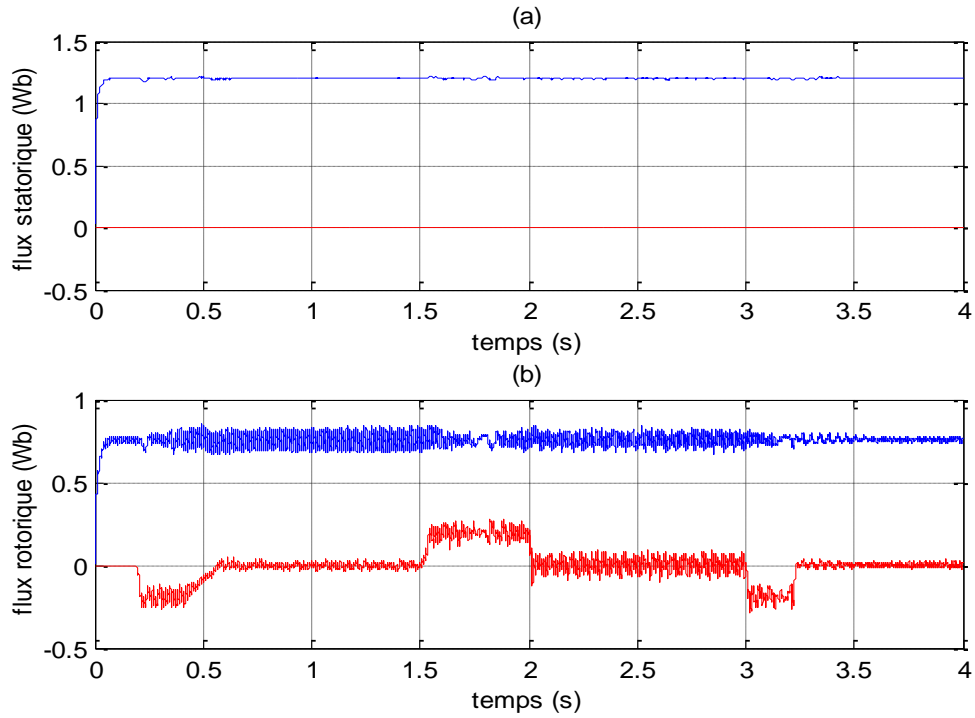


Figure 2.31: Réponses des flux dans le cas 1, 2^{ième} configuration avec convertisseurs. (a) φ_{sd} (continu) et φ_{sq} (discret), (b) φ_{rd} (continu) et φ_{rq} (discret).

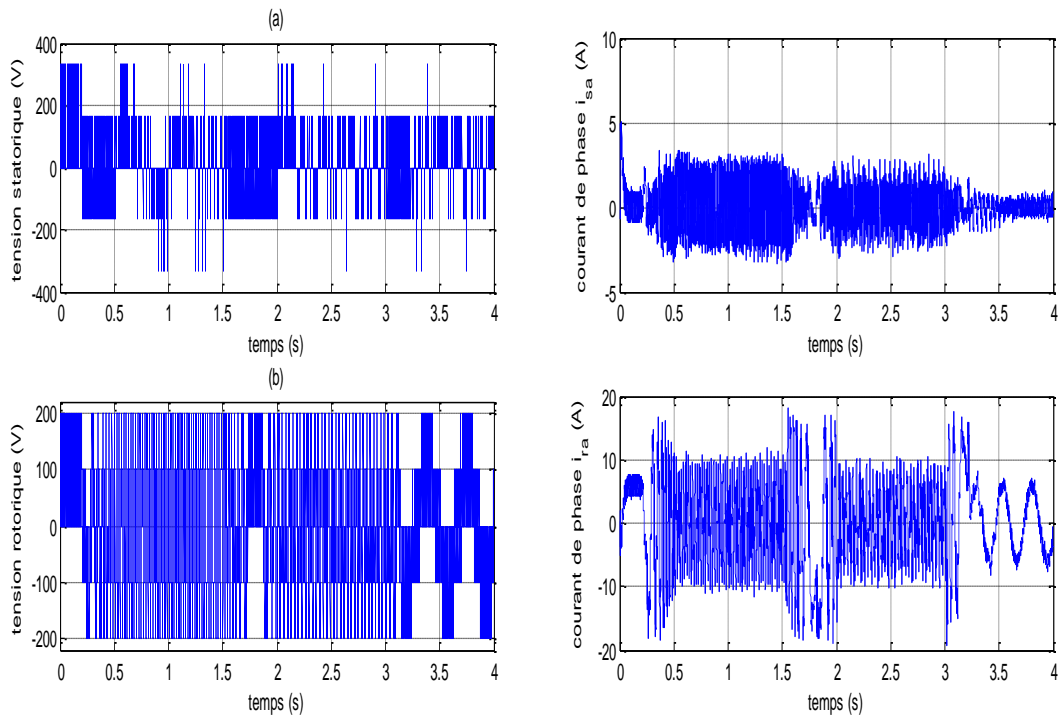


Figure 2.32: Tensions et courants de phase dans le cas 1, 2^{ième} configuration avec convertisseurs.

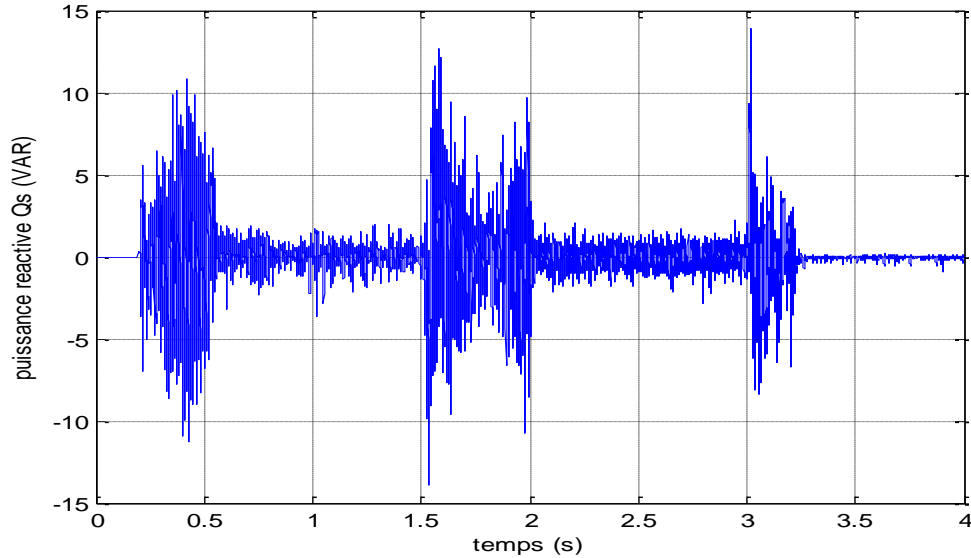


Figure 2.33: Puissance réactive statorique dans le cas 1, 2^{ème} configuration avec convertisseurs.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la loi de commande linéaire à base de régulateurs PI appliquée à la MADA en considérant ses deux configurations. D'après l'étude réalisée en simulation, en absence des perturbations et d'incertitudes sur le modèle, cette technique présente une solution attractive pour la commande de la MADA. En effet, le choix d'une configuration reste lié à l'application visée. Pour des applications nécessitant une variation de vitesse autour du synchronisme, la première configuration est bien adaptée vu qu'elle permet de réduire le coût global de l'asservissement. Tandis que la deuxième configuration et malgré l'utilisation de deux convertisseurs et par conséquent l'augmentation du coût de l'installation, elle permet de contrôler la MADA avec de hautes performances dynamiques et statiques sur une large plage de variation de la vitesse.

Cependant, en raison des perturbations auxquelles est soumise la MADA et qui peuvent affecter les performances de la commande comme nous l'avons déjà montré en simulation (effet de la variation de la mutuelle et des résistances par exemple), en plus de la forte dynamique non linéaire de cette machine, et sa structure multivariables, le développement des lois de commande non linéaire robustes plus élaborées s'impose. Ceci constitue l'objectif du reste de cette thèse.

Chapitre 3: Stabilité des systèmes non linéaires, technique du backstepping et systèmes flous

3.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des différents aspects théoriques indispensables pour la compréhension du reste de cette thèse.

En premier lieu, quelques définitions relatives à la stabilité des systèmes non linéaires sont données. Nous parlons des méthodes de Lyapunov, et l'accent est particulièrement mis sur sa seconde méthode. Le principe de la technique du backstepping utilisée pour la conception des lois de commande non linéaire pour la MADA est également abordé. En second lieu, nous présentons les concepts de base de la théorie de la logique floue ainsi que les différents mécanismes et outils mathématiques nécessaires pour son utilisation dans le domaine de la commande des systèmes. Les deux types de modèles flous sont étudiés et comparés. Enfin, la propriété d'approximation universelle des systèmes flous est abordée.

3.2 Stabilité des systèmes non linéaires

L'intérêt croissant accordé à l'amélioration des performances des systèmes de commande conduit à des modélisations de plus en plus précises. Toutefois, l'obtention d'un modèle exact du système à commander n'est pas une tâche facile, et même si un tel modèle existe, il est malheureusement non linéaire. De ce fait, les méthodes d'analyse utilisées dans le cas des systèmes linéaires deviennent caduques et inutiles, et d'autres approches plus élaborées s'imposent.

3.2.1 Définitions

Considérons la classe des systèmes décrits par l'équation :

$$\dot{x} = f(x, t), x(t_0) = x_0 \quad (3.1)$$

où $x \in R^n$, $f: R^n \times R^+ \rightarrow R^n$ continue.

Définition 3.1 (équilibre) : Un système se trouve dans un état d'équilibre si cet état n'est pas modifié lorsque le système est abandonné à lui-même, i.e., la dérivée de son état est nulle [BEN00].

L'état d'équilibre x_e est la solution de l'équation :

$$f(x, t) = 0, \forall t \geq t_0 \quad (3.2)$$

Dans le cas linéaire : $f(x, t) = Ax$, alors, l'on comprend qu'il peut exister un seul ou plusieurs états d'équilibre selon le rang de la matrice A . Si A est régulière, alors il existe un seul état d'équilibre qui est l'origine ($x = 0$). Dans le cas contraire (A est singulière) alors, il existe une infinité d'états d'équilibre.

Dans le cas non linéaire : la solution est moins évidente et l'origine n'est pas forcément un point d'équilibre, i.e., le système peut avoir plusieurs points d'équilibre.

Définition 3.2 (Stabilité: définition intuitive): Un état d'équilibre est dit *asymptotiquement stable* si, lorsque le système est écarté de cet état sous l'effet d'une perturbation, il y revient. L'état d'équilibre est dit *instable*, si après perturbation, le système s'en éloigne davantage. L'état d'équilibre est dit *simplement stable* si après perturbation, le système reste dans un voisinage du point d'équilibre.

Nous supposons que le système possède un seul point d'équilibre qui est l'origine ($x_e = 0$), cela nous permettra de donner les définitions de stabilité du système (3.1) autour de l'origine.

Définition 3.3 [BEN00]: L'équilibre $x_e = 0$ est dit :

- a) **Stable (au sens de Lyapunov)**, si $\forall \varepsilon > 0, \forall t_0 \geq 0$, il existe un scalaire positif $\delta(\varepsilon, t_0)$ tel que pour toute solution $x(t, t_0, x_0)$ de (3.1) on ait :

$$\|x_0\| \leq \delta(\varepsilon, t_0) \implies \|x(t, t_0, x_0)\| \leq \varepsilon, \forall t \geq t_0$$

Dans le cas contraire, l'équilibre est dit instable.

- b) **Attractif**, si $\forall \varepsilon > 0$, il existe un scalaire positif $\delta(t_0)$ tel que pour toute solution $x(t, t_0, x_0)$ de (3.1) on ait :

$$\|x_0\| \leq \delta(t_0) \implies \lim_{t \rightarrow \infty} x(t, t_0, x_0) = 0, \forall t \geq t_0$$

Lorsque $\delta(t_0) = +\infty$, on dit que l'équilibre est *globalement attractif*.

- c) **Uniformément stable**, si $\forall \varepsilon > 0$, il existe un scalaire positif $\delta(\varepsilon)$ tel que pour toute solution $x(t, t_0, x_0)$ de (3.1) on ait :

$$\|x_0\| \leq \delta(\varepsilon) \implies \|x(t, t_0, x_0)\| \leq \varepsilon, \forall t \geq t_0$$

- d) **Asymptotiquement stable**, s'il est stable et attractif, et *globalement asymptotiquement stable*, s'il est stable et globalement attractif.

- e) **Exponentiellement stable**, s'il existe deux constantes $\alpha > 0$ et $\beta > 0$ telles que pour toute solution $x(t, t_0, x_0)$ de (3.1) on ait :

$$\|x(t, t_0, x_0)\| \leq \alpha e^{-\beta(t-t_0)}, \quad \forall t \geq t_0, \quad \forall x_0 \in B_r$$

Lorsque $B_r = \mathfrak{R}^n$, on dit que l'équilibre est *globalement exponentiellement stable*.

Définition 3.4 (Stabilité UUB) : Les solutions de $\dot{x} = f(x, t)$ sont dites *uniformément ultiment bornées* (Uniformly Ultimately Bounded) s'il existe des constantes b et c telles que, pour tout $\alpha \in [0, c]$, il existe un temps positif $T = T(\alpha)$ (indépendant de t_0) tel que, pour tout $x_0 \in B_\alpha$ et $\forall t_0 \geq 0$, on ait : $\|x_0\| \leq \alpha \implies \|x(t, t_0, x_0)\| \leq b, \quad \forall t \geq t_0 + T$. Lorsque ceci est vrai pour toute constante positive α , les solutions sont dites globalement uniformément ultiment bornées [BOU09a].

Notons que l'utilisation des définitions précédentes, pour démontrer la stabilité de (3.1) autour de son point d'équilibre, exige la résolution explicite de l'équation différentielle (3.1), ce qui est souvent très difficile, voire impossible dans la plupart des cas. De ce fait, une méthode approximative dénommée « première méthode de Lyapunov » est utilisée dans certains cas. Malheureusement pour une grande partie de systèmes, cette dernière approche reste insuffisante et ne donne que des conditions nécessaires de stabilité. Une seconde méthode de Lyapunov permet de contourner cet obstacle. Elle consiste à définir une fonction particulière dont l'existence garantit la stabilité.

3.2.2 Première méthode de Lyapunov

Le principe de cette méthode consiste à étudier la stabilité d'un système en considérant sa version linéarisée.

Théorème 3.1 (Première méthode de Lyapunov)

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable (ou instable), alors le système est asymptotiquement stable (ou instable) [BEN00].
- Si le système linéarisé est simplement stable, on ne peut rien dire quant à la stabilité du système, c'est le cas critique de Lyapunov. Dans ce cas, la stabilité ou l'instabilité dépend des termes de puissance supérieure à un et négligés lors de la linéarisation du système [BEN00].

3.2.3 Deuxième méthode de Lyapunov

Le principe de cette méthode repose sur le concept d'énergie dans un système. L'énergie dans un système physique est une fonction définie positive, elle reste constante si le système est conservatif, elle décroît si le système est dissipatif. Dans les deux cas, on peut dire que le système est stable. Par contre, le système est dit instable si son énergie croît. Cette méthode consiste à étudier les variations d'une fonction (représentative de l'énergie du système) le long de la trajectoire du système [BEN00].

Théorème 3.2 (Deuxième méthode de Lyapunov)

On considère le système : $\dot{x} = f(x)$ et la fonction scalaire $V(x)$ telle que :

- Nulle à l'origine $V(0) = 0$,
- Définie positive, i.e., $V(x) > 0 \quad \forall x \neq 0$,
- Radialement non bornée $V(x) \rightarrow \infty$ si $x \rightarrow \infty$.

Si la dérivée temporelle de $V(x)$

- est définie négative ($\dot{V}(x) < 0$), donc l'équilibre est asymptotiquement stable,
- est semi-définie négative ($\dot{V}(x) \leq 0$), donc l'équilibre est simplement stable,
- est définie positive ($\dot{V}(x) > 0$), il y a instabilité.

$V(x)$ est dite fonction de Lyapunov de ce système.

3.2.4 Lemme de Barbalat [KHA96]

Si $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t f(\tau) d\tau$ existe et est finie, et $f(t)$ est une fonction uniformément continue, alors $\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = 0$.

3.3 Technique de commande par backstepping

3.3.1 Principe du backstepping

Le backstepping a été développé par I. KANELLAKOPOULOS [KAN91], il se base sur la deuxième méthode de Lyapunov et offre une méthode systématique pour le calcul de la fonction de Lyapunov et les lois de commande et d'adaptation (cas du backstepping adaptatif) pour un système donné. Le principe de la méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov se fait récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape l'ordre du système est augmenté et la partie non traitée lors de l'étape précédente sera considérée. Cette méthode peut s'appliquer à une classe relativement large des systèmes non linéaires ayant une forme dite «paramétrique pure».

3.3.2 Algorithme de base

Afin de comprendre la philosophie de la méthode du backstepping, nous considérons le cas d'un système d'ordre 3 de la forme [BEN00] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1^T(x_1)P + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2^T(x_1, x_2)P + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3^T(x_1, x_2, x_3)P + g_3(x_1, x_2, x_3)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.3)$$

où P est un vecteur de paramètres supposés connus, les g_i et les f_i sont des fonctions non linéaires connues, avec :

$$f_i(0) = 0 \text{ et } g_i(x) \neq 0, \forall (x_1, x_2, x_3) \in R^3 \quad (3.4)$$

Le but est de forcer la sortie y à suivre la référence y_r , où $y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r, \ddot{\ddot{y}}_r$ sont supposés connus et uniformément bornés. Le système est d'ordre 3, le calcul de la commande se fait en trois étapes.

Étape 1 : On définit la première variable d'erreur:

$$e_1 = x_1 - y_r \quad (3.5)$$

La dynamique de cette erreur est donnée par:

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{y}_r \quad (3.6)$$

On choisit la fonction candidate de Lyapunov suivante:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (3.7)$$

La dérivée temporelle de (3.7) est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 (f_1^T P + g_1 x_2 - \dot{y}_r) \end{aligned} \quad (3.8)$$

On choisit comme signal désiré de x_2 la fonction α_1 , telle que:

$$f_1^T P + g_1 \alpha_1 - \dot{y}_r = -k_1 e_1 \quad (3.9)$$

où $k_1 > 0$ est un paramètre de conception.

A partir de (3.9), on obtient:

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_1} (-k_1 e_1 - f_1^T P + \dot{y}_r)$$

L'équation (3.8) peut s'écrire comme suit:

$$\dot{V}_1 = g_1 e_1 e_2 - k_1 e_1^2 \quad (3.10)$$

avec

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (3.11)$$

Étape 2: La nouvelle variable d'erreur e_2 est définie par (3.11). Les équations du système à commander dans l'espace (e_1, e_2) peuvent s'écrire comme suit:

$$\dot{e}_1 = f_1^T P + g_1(e_2 + \alpha_1) - \dot{y}_r \quad (3.12)$$

$$\dot{e}_2 = f_2^T P + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (3.13)$$

La fonction de Lyapunov augmentée est donnée par:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (3.14)$$

La dérivée temporelle de (3.14) s'écrit comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= g_1 e_1 e_2 - k_1 e_1^2 + e_2 [f_2^T P + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2^T P + g_1 e_1 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (3.15)$$

On choisit x_3 comme une commande virtuelle dont le signal désiré est noté α_2 :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_2} (-k_2 e_2 - g_1 e_1 - f_2^T P + \dot{\alpha}_1) \quad (3.16)$$

où $k_2 > 0$ est un paramètre de conception.

Cela conduit à:

$$\dot{V}_2 = g_2 e_2 e_3 - k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (3.17)$$

avec

$$e_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (3.18)$$

Étape 3 : On considère la nouvelle variable d'erreur e_3 . Les équations du système dans l'espace (e_1, e_2, e_3) s'écrivent comme suit:

$$\dot{e}_1 = f_1^T P + g_1(e_2 + \alpha_1) - \dot{y}_r \quad (3.19)$$

$$\dot{e}_2 = f_2^T P + g_2(e_3 + \alpha_2) - \dot{\alpha}_1 \quad (3.20)$$

$$\dot{e}_3 = f_3^T P + g_3 u - \dot{\alpha}_2 \quad (3.21)$$

La fonction candidate de Lyapunov est choisie telle que:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (3.22)$$

La dérivée temporelle de (3.22) s'écrit comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 (g_3 u + g_2 e_2 + f_3^T P - \dot{\alpha}_2) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Un choix judicieux de la vraie variable de commande u peut être:

$$u = \frac{1}{g_3} (-k_3 e_3 - f_3^T P - g_2 e_2 + \dot{\alpha}_2) \quad (3.24)$$

où $k_3 > 0$ est un paramètre de conception.

Donc, l'équation (3.23) s'écrit comme suit:

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \quad (3.25)$$

\dot{V}_3 est définie négative, ce qui assure la stabilité asymptotique du système global et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite ($y - y_r$).

3.3.3 Backstepping adaptatif

Considérons le cas d'un système d'ordre 3 de la forme [BEN00] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1^T(x_1)\theta_1 + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2^T(x_1, x_2)\theta_2 + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3^T(x_1, x_2, x_3)\theta_3 + g_3(x_1, x_2, x_3)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.26)$$

où $\theta_i (i = 1 \dots 3)$ est le vecteur de paramètres inconnus. L'objectif est forcer la sortie y à suivre un signal de référence y_r .

Étape 1 : La dynamique de l'erreur de poursuite $e_1 = x_1 - y_r$ est définie par:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{y}_r \\ &= f_1^T \theta_1 + g_1(x_1)x_2 - \dot{y}_r \end{aligned} \quad (3.27)$$

On choisit la fonction candidate de Lyapunov

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_1 \quad (3.28)$$

avec

$$\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1 \quad (3.29)$$

où $\hat{\theta}_1$ est l'estimé de θ_1 , et Γ est une matrice diagonale définie positive.

La dérivée de (3.28) est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \\ &= e_1 (f_1^T \theta_1 + g_1 x_2 - \dot{y}_r) + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \end{aligned} \quad (3.30)$$

On choisit x_2 comme commande virtuelle dont le signal désiré α_1 est défini comme suit :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_1} (-k_1 e_1 - f_1^T(x_1) \hat{\theta}_1 + \dot{y}_r) \quad (3.31)$$

où $k_1 > 0$ est un paramètre de conception.

La dérivée de V_1 s'écrit comme suit:

$$\dot{V}_1 = g_1 e_1 e_2 - k_1 e_1^2 + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} (\Gamma f_1 e_1 - \dot{\hat{\theta}}_1) \quad (3.32)$$

avec $e_2 = x_2 - \alpha_1$

Si l'on choisit une loi d'adaptation telle que:

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \Gamma f_1 e_1 \quad (3.33)$$

On aboutit à

$$\dot{V}_1 = g_1 e_1 e_2 - k_1 e_1^2 \quad (3.34)$$

Étape 2 : La nouvelle variable d'erreur est $e_2 = x_2 - \alpha_1$. La dynamique des erreurs e_1 et e_2 est :

$$\dot{e}_1 = f_1^T \theta_1 + g_1 (e_2 + \alpha_1) - \dot{y}_r \quad (3.35)$$

$$\dot{e}_2 = f_2^T \theta_2 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (3.36)$$

On définit la fonction candidate de Lyapunov:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_2 \quad (3.37)$$

avec

$$\tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \hat{\theta}_2 \quad (3.38)$$

où $\hat{\theta}_2$ est l'estimé de θ_2 .

La dérivée temporelle de (3.37) est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 + \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2^T \theta_2 + g_1 e_1 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] + \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_2 \end{aligned} \quad (3.39)$$

On choisit x_3 comme une commande virtuelle dont le signal désiré α_2 est défini comme suit :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_2} (-k_2 e_2 - g_1 e_1 - f_2^T \hat{\theta}_2 + \dot{\alpha}_1) \quad (3.40)$$

où $k_2 > 0$ est un paramètre de conception.

Cela conduit à

$$\dot{V}_2 = g_2 e_2 e_3 - k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} (\Gamma f_2 e_2 - \dot{\hat{\theta}}_2) \quad (3.41)$$

avec $e_3 = x_3 - \alpha_2$.

On choisit une loi d'adaptation telle que:

$$\dot{\hat{\theta}}_2 = \Gamma f_2 e_2 \quad (3.42)$$

D'où

$$\dot{V}_2 = g_2 e_2 e_3 - k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (3.43)$$

Étape 3 : On considère la nouvelle variable d'erreur $e_3 = x_3 - \alpha_2$. La dynamique des erreurs de poursuite peut s'écrire comme suit:

$$\dot{e}_1 = f_1^T \theta_1 + g_1 (e_2 + \alpha_1) - \dot{y}_r \quad (3.44)$$

$$\dot{e}_2 = f_2^T \theta_2 + g_2 (e_3 + \alpha_2) - \dot{\alpha}_2 \quad (3.45)$$

$$\dot{e}_3 = f_3^T \theta_3 + g_3 u - \dot{\alpha}_2 \quad (3.46)$$

La fonction candidate de Lyapunov est définie par:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_3^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_3 \quad (3.47)$$

avec

$$\tilde{\theta}_3 = \theta_3 - \hat{\theta}_3 \quad (3.48)$$

où $\hat{\theta}_3$ est l'estimé de θ_3 .

La dérivée temporelle de V_3 s'écrit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 - e_3 \dot{e}_3 + \tilde{\theta}_3^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 (g_3 u + g_2 e_2 + f_3^T \theta_3 - \dot{\alpha}_2) + \tilde{\theta}_3^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_3 \end{aligned} \quad (3.49)$$

On choisit la commande u telle que:

$$u = \frac{1}{g_3} (-k_3 e_3 - f_3^T \hat{\theta}_3 - g_2 e_2 + \dot{\alpha}_2) \quad (3.50)$$

où $k_3 > 0$ est un paramètre de conception.

Avec ce choix, l'équation (3.49) peut s'écrire comme suit:

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 + \tilde{\theta}_3^T \Gamma^{-1} (\Gamma f_3 e_3 - \dot{\tilde{\theta}}_3) \quad (3.51)$$

Afin de lever l'indétermination du signe de cette dérivée, on choisit une loi d'adaptation de la forme:

$$\dot{\hat{\theta}}_3 = \Gamma f_3 e_3 \quad (3.52)$$

On obtient:

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \quad (3.53)$$

\dot{V}_3 est semi-définie négative, d'où la stabilité du système global et la régulation à zéro de toutes les erreurs de poursuite.

3.4 Notions de base de la logique floue

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par L. A. ZADEH en 1965 [ZAD65]. L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécis et l'incertain. Elle permet de prendre en considération des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel. Par exemple, «Age» peut être une variable linguistique dont les valeurs sont: «Très Jeune», «Jeune», «Vieux», «Très Vieux», etc.

3.4.1 Ensemble flou

En logique classique, une variable peut prendre deux valeurs possibles: vrai (1) ou faux (0). En logique floue, un ensemble flou A d'un univers du discours X est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_A qui, à tout élément x appartenant à X , associe un nombre $\mu_A(x)$ compris entre 0 et 1, qui représente le degré d'appartenance de x à l'ensemble flou A . Une notation complète est la suivante: $A = \{x, \mu_A(x), x \in X\}$.

3.4.2 Variables linguistiques

La notion de variable linguistique permet de modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise est inconnue. Une variable linguistique, ou variable floue est donc une variable dont les valeurs appartiennent à des ensembles flous pouvant représenter des mots du langage naturel. Ainsi, une variable floue peut prendre simultanément plusieurs valeurs linguistiques. Par exemple, la variable «Taille» peut appartenir aux ensembles flous «Petit», «Moyen» ou «Grand».

Une variable linguistique peut être représentée par un triplet $(x, T(x), X)$, dans lequel x est le nom de la variable linguistique, $T(x)$ l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x et X l'univers de discours, i.e., l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable x .

Par exemple, $x = V$ «Vitesse» est une variable linguistique, on attribue à cette variable trois sous-ensembles flous: *Faible*, *Moyenne* et *Élevée*, où chacun est caractérisé par sa fonction d'appartenance: $\mu_{Faible}(V)$, $\mu_{Moyenne}(V)$ et $\mu_{Élevée}(V)$ dans un univers de discours $[0, 100]$.

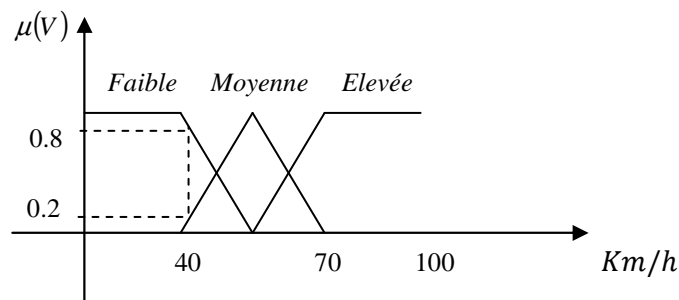


Figure 3.1: Représentation floue de la variable «Vitesse».

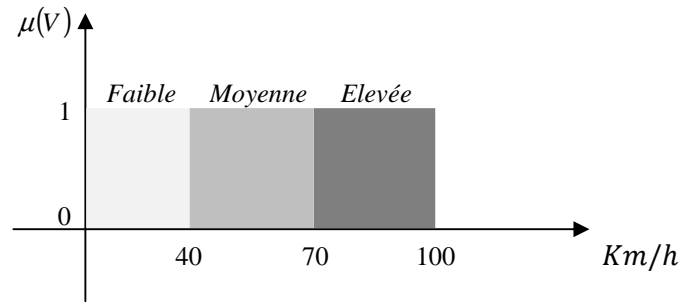


Figure 3.2: Représentation booléenne de la variable «Vitesse».

$\mu_{Moyenne}(V)$, par exemple, permet de quantifier le fait que la vitesse puisse être considérée comme moyenne. Soit la vitesse 42 km/h, comme illustré sur la Figure 3.1, cette vitesse peut-être considérée à la fois comme faible avec un degré d'appartenance de 0.8 ($\mu_{Faible}(V) = 0.8$) et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0.2 ($\mu_{Moyenne}(V) = 0.2$).

En logique classique, le degré d'appartenance ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1), alors, la vitesse 42 Km/h n'appartient qu'à l'ensemble booléen «Moyenne», i.e., $\mu_{Faible}(V) = 0, \mu_{Moyenne}(V) = 1, \mu_{Elevée}(V) = 0$. La notion d'ensemble flou évite l'utilisation arbitraire des limites rigides d'appartenances à des classes ; il serait vraiment aberrant de considérer qu'une vitesse de 40 km/h est faible, alors qu'une vitesse de 41 km/h ne l'est pas.

3.4.3 Fonction d'appartenance

Le plus souvent, on utilise des fonctions d'appartenance de formes trapézoïdales, triangulaires, rectangulaires ou de type singleton. Il s'agit des formes les plus simples.

a) **Fonction triangulaire:** Elle est définie par trois paramètres a, b et m .

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{m-a}, \frac{b-x}{b-m}\right), 0\right)$$

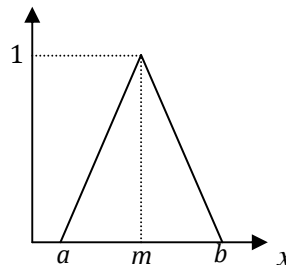


Figure 3.3: Fonction triangulaire.

b) **Fonction trapézoïdale:** Elle est définie par quatre paramètres a, b, c et d .

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right)$$

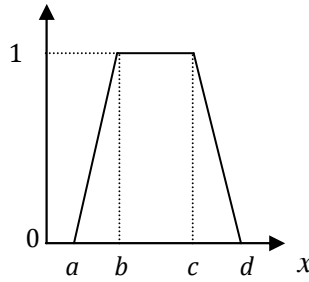


Figure 3.4: Fonction trapézoïdale.

c) **Fonction gaussienne:** Elle est définie par deux paramètres m et σ .

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2\right)$$

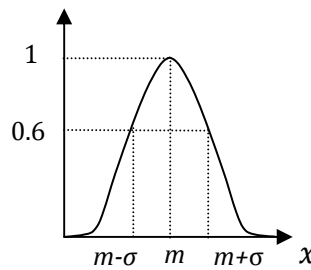


Figure 3.5: Fonction gaussienne.

d) **Fonction sigmoïde :** Elle est définie par deux paramètres a et c .

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x - c))}$$

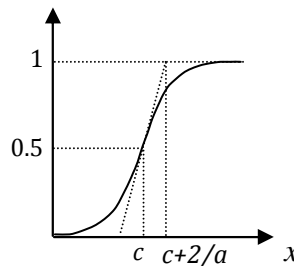


Figure 3.6: Fonction sigmoïdale.

e) **Fonction singleton :** elle prend la valeur 0 dans tout l'univers de discours sauf au point m où elle prend la valeur 1.

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = m \\ 0 & \text{si } x \neq m \end{cases}$$

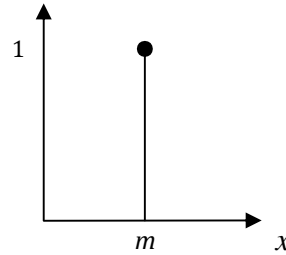


Figure 3.7: Fonction singleton.

3.4.4 Opérations sur les ensembles flous

La théorie des ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenance. Soit A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X respectivement par les fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$.

a) **Complémentation floue:** Le complément de A noté \bar{A} , est défini par:

$$\forall x \in X: \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3.54)$$

b) **Intersection floue (Conjonction):** L'intersection de A et B est notée $A \cap B$ ou A **ET** B . L'opérateur «ET» peut-être réalisé par:

- La fonction «Min»: $\forall x \in X \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- La fonction arithmétique «Produit»: $\forall x \in X \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$

c) **Union floue (Disjonction):** L'union de A et B est notée $A \cup B$ ou A **OU** B . L'opérateur «OU» peut-être réalisé par:

- La fonction «Max»: $\forall x \in X: \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- La fonction «Somme»: $\forall x \in X: \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$

3.4.5 Raisonnement flou

La représentation des connaissances basée sur la théorie des ensembles flous conduit à un traitement souple de ces connaissances, cette théorie évite l'utilisation arbitraire de limites rigides d'appartenance à des classes, et permet le traitement de l'imprécis ou de l'incertain [BOU09a].

3.4.5.1 Règles d'inférences

Les règles d'inférences sont de la forme «**Si** *Prémises*, **Alors** *Conclusions*», elles sont très proches du langage naturel. Elles peuvent être écrites linguistiquement, symboliquement ou par table d'inférence.

Si la vitesse est grande et le sol est sec alors le freinage est puissant;

3.4.5.2 Implication floue

L'implication floue est un opérateur qui a pour but d'évaluer le degré de vérité d'une règle R sous la forme: **Si** x est A **alors** y est B . Cette évaluation est donnée à partir des valeurs de la prémisse et celle de la conclusion.

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (3.55)$$

où I est un opérateur d'implication.

Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont :

- Implication de Mamdani : $\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$, $x \in X_A$ et $y \in X_B$.
- Implication de Larsen : $\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y)$, $x \in X_A$ et $y \in X_B$.

3.4.5.3 Modus ponens généralisé

En logique classique : à partir de la règle « **Si** x est A **alors** y est B » et du fait « x est A », on déduit que y est B .

En logique floue : à partir de la règle « **Si** x est A **alors** y est B » et du fait « x est A' », on déduit un nouveau fait « y est B' » qui est caractérisé par un ensemble flou dont la fonction d'appartenance est donnée par:

$$\mu_{B'}(y) = \sup_x (\mu_{A'}(x) \times \mu_R(x, y)) \quad (3.56)$$

Les fonctions d'appartenance $\mu_{A'}(x)$ et $\mu_R(x, y)$ caractérisent respectivement le fait « A' », et la règle R^k .

Le tableau 3.1 montre la différence entre la règle du modus ponens utilisée en logique classique et la règle du modus ponens généralisé utilisée en logique floue.

	Modus Ponens (logique classique)	Modus Ponens généralisé (Logique floue)
Fait	x est A	x est A'
Règle	Si x est A alors y est B	Si x est A alors y est B
Déduction	y est B	y est B'

Tableau 3.1: Modus ponens et modus ponens généralisé.

3.4.6 Structure générale d'un système flou

Quelle que soit l'application visée (commande, modélisation, identification, etc.), la structure générale d'un système flou, comme le montre la figure 3.6, comporte quatre blocs:

- Bloc 1: Base de règles floues,
- Bloc 2: Fuzzification,

- Bloc 3: Moteur d'inférence floue,
- Bloc 4: Défuzzification.

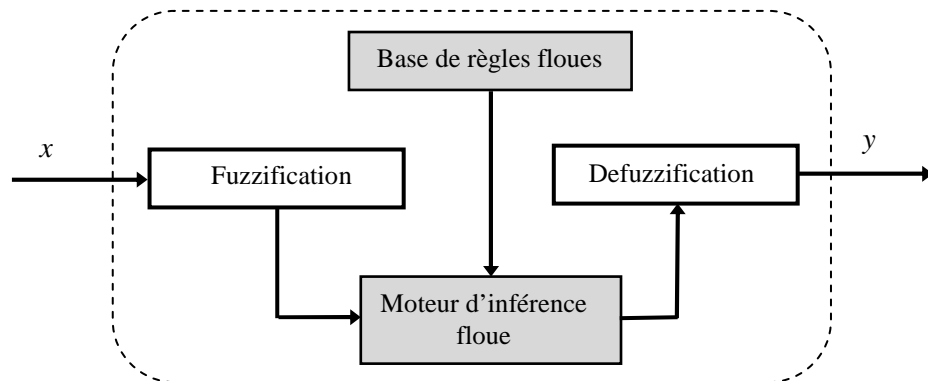


Figure 3.6 : Structure de base d'un système flou.

a) *Base des règles floues*

La base de règles floues, ou base de connaissances contient des règles floues de la forme «*Si prémisses Alors conclusions*». Elle décrit le comportement du système et peut être fournie par un expert ou peut être extraite de données numériques. Afin d'assurer le bon fonctionnement d'un système flou, la base des règles associée doit respecter certaines conditions; à savoir:

- **La complétude** : Une base de règles floues est dite complète si, pour chaque vecteur d'entrée, il existe au moins une règle floue activée. Pour cela, les fonctions d'appartenance doivent couvrir toutes les plages possibles des variables d'entrée.
- **La consistance** : Une base de règles floues est dite inconsistante, s'il existe deux règles floues ayant la même prémisse mais des conclusions différentes. La propriété de consistance permet d'éviter les contradictions dans une base de règles.

b) *Fuzzification*

Après avoir défini les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance, l'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée. Autrement dit, la fuzzification transforme la grandeur physique d'entrée x en une grandeur floue. Il existe deux types de fuzzification généralement utilisés à savoir:

- **Fuzzification singleton**: la fuzzification singleton de la valeur $x = x_0$ est la partie floue numérique $N(x_0)$ dont la fonction d'appartenance est définie par:

$$\mu_{N(x_0)}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.57)$$

- **Fuzzification non-singleton**: dans le cas où la mesure de la variable d'entrée est incertaine à cause du bruit par exemple, on utilise alors la méthode de fuzzification dite non singleton qui associe à la variable de mesure x_0 , une fonction d'appartenance de type gaussienne par exemple:

$$\mu_{N(x_0)}(x) = \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-x_0}{\beta}\right)^2\right\} \quad (3.58)$$

où β est un paramètre qui caractérise la largeur de la fonction d'appartenance.

c) *Moteur d'inférence floue*

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du système flou, elle utilise les variables floues issues de la fuzzification et les règles d'inférence pour créer de nouvelles variables floues de sortie, afin d'évaluer le degré de vérité d'une règle i à partir des fonctions d'appartenance liées à la conclusion. En d'autres termes, il s'agit de déterminer l'ensemble flou inféré résultant d'une règle. Enfin, l'agrégation utilise la contribution de toutes les règles activées pour en déduire une action floue. Généralement, les règles sont activées en parallèle et sont liées par l'opérateur "OU". Les mécanismes ou méthodes d'inférence les plus utilisées sont [MEU95, PAS98]:

- Méthode d'inférence Max-Min (*Méthode Mamdani*);
- Méthode d'inférence Max-Pro (*Méthode de Larsen*);
- Méthode d'inférence Som-Pro (*Méthode de Sugeno*).

Ces trois mécanismes se différencient essentiellement par la façon dont vont être réalisés les opérateurs «ET» et «OU» utilisés dans les règles floues.

• *Méthode d'inférence Max-Min*

Cette méthode réalise l'opérateur «ET» par la fonction «Min», la conclusion ALORS de chaque règle se réalise par la fonction «Min» et l'opérateur «OU» liant toutes les règles par la fonction «Max». La dénomination «Max-Min» provient de la manière avec laquelle se réalisent les opérateurs ALORS et OU de l'inférence [BEG99].

• *Méthode d'inférence Max-Prod*

Par rapport à la méthode précédente, la méthode «Max-Prod» se distingue par la manière de réaliser la conclusion "ALORS". Cette fois-ci, ALORS se réalise par la formation du produit «Prod» [BEG99].

• *Méthode d'inférence Som-Prod*

Dans cette méthode, l'opérateur «ET» et la conclusion «ALORS» se réalisent par le produit «Prod». Toutefois, l'opérateur «OU» liant les différentes règles est réalisé par la valeur moyenne (Somme) des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence [BEG99].

d) Défuzzification

Dans cette dernière étape se réalise le retour aux grandeurs de sortie réelles ou physique. La défuzzification consiste à calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification dont les plus utilisées, sont :

- Méthode du centre de gravité;
- Méthode du maximum;
- Méthode des hauteurs pondérées, etc.

• Méthode du centre de gravité

Cette méthode consiste à calculer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante. L'abscisse y_0 de ce centre de gravité donne la valeur réelle de la sortie, elle peut être déterminée par la relation générale suivante:

$$y_0 = \frac{\int y \mu_R(y) dy}{\int \mu_R(y) dy} \quad (3.59)$$

où $\mu_R(y)$ est la fonction d'appartenance résultante.

Cette méthode va permettre d'éviter de trop grandes discontinuités et supprimera toute ambiguïté, seulement elle est coûteuse en temps de calcul.

• Méthode du maximum

Dans cette méthode, la valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante.

• Méthode de hauteurs pondérées

Cette méthode correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas ou dans le cas où les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons. Elle est plus simple à mettre en œuvre. Le calcul en temps réel de cette expression ne pose pas de problème [BEG99].

$$y_0 = \frac{\sum y \mu_R^i(y)}{\sum \mu_R^i(y)} \quad (3.60)$$

3.4.7 Différents types de modèles flous

Un modèle flou est une représentation du comportement d'un système par les ensembles flous. Il peut remplacer une fonction non linéaire analytique utilisée dans la modélisation classique ou un système d'équations différentielles. D'un point de vue structurel, il existe principalement deux classes de modèles flous [WAN94].

- Le modèle de Mamdani et
- Le modèle de Takagi-Sugeno.

3.4.7.1 Modèle de Mamdani

Un modèle flou de Mamdani ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles en se basant sur des variables linguistiques. La *prémisse* et la *conclusion* de chaque règle sont des opérations floues dans lesquelles on trouve des variables linguistiques liées par des opérateurs de la logique floue, ainsi l'ensemble des opérations affectées par l'opérateur de la logique floue, ne porte pas sur les valeurs réelles, mais sur les valeurs qualificatives exprimées par des termes linguistiques ou par code approprié.

Dans le cas général, la base de N règles floues pour un vecteur d'entrée de n variables linguistiques est de la forme [WAN94]:

$$R_k: \mathbf{Si} \ x_1 \text{ est } A_1^k \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^k \ \mathbf{Alors} \ y \text{ est } B^k \ (k = 1, \dots, N) \quad (3.61)$$

où B^k est un sous ensemble flou et forme une partition de l'espace de sortie.

Dans ce type de modèles flous, les conclusions sont symboliques et le calcul de la sortie nécessite l'utilisation d'une méthode de défuzzification.

Ces modèles flous ont les avantages suivants [BAB95, NAK97, BOU09a]:

- Les règles d'inférence sont de nature entièrement linguistique. Ceci les rend facilement compréhensibles, et donne une interprétation sémantique claire au modèle.
- Il est tout à fait possible de combiner les règles issues des données numériques par une méthode d'apprentissage, avec des règles formulées par un expert.
- L'interpolation dépend de la forme des fonctions d'appartenance, de la méthode de défuzzification et de type d'opérateurs d'inférence. Elle peut être améliorée par un choix adéquat de ces éléments. Donc, l'interpolation dans ces modèles peut être quantifiée et contrôlée.

Toutefois, ce type de modèle flou a les limitations suivantes [BAB95, NAK97, BOU09a]:

- Un grand nombre de règles est souvent nécessaire pour approcher le comportement global d'un système. Par conséquent, le nombre de paramètres à identifier est élevé.
- Le grand nombre de paramètres exige une base d'information importante et complète (dans le cas de l'apprentissage hors-ligne) pour déterminer tous les paramètres.

3.4.7.2 Modèle de Takagi-Sugeno (TS)

Le modèle flou de Takagi-Sugeno est défini par un ensemble de règles dont les prémisses sont des variables linguistiques, mais les conclusions sont de nature algébrique, généralement sous forme de constantes, de polynômes ou de fonctions linéaires ou non linéaires. De ce fait, la défuzzification est remplacée par une procédure qui calcule directement la sortie de chaque règle floue, en fonction des états du système.

La sortie globale du système consiste en une somme pondérée de toutes les sorties de chaque règle floue.

Dans le cas général, la base de N règles floues pour un vecteur d'entrée de n variables linguistiques est de la forme [LAB05]:

$$R_k: \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^k \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^k \text{ Alors } y = F_k(x) \quad (k = 1, \dots, N) \quad (3.62)$$

Étant donné que chaque règle possède une conclusion numérique, la sortie globale du système flou est obtenue par le calcul d'une moyenne pondérée.

La sortie du système flou est donnée par la relation suivante [WAN94]:

$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k(x) F_k(x)}{\sum_{k=1}^N \mu_k(x)} \quad (3.63)$$

où $\mu_k(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^k}(x_i)$ est le degré d'activation de la règle R_k avec l'opération de conjonction implémentée par le produit, et $\mu_{A_i^j}(x_i)$ est la fonction d'appartenance associée à l'ensemble flou A_i^j .

La fonction polynomiale $F_k(x)$ peut prendre plusieurs formes:

- Si $F_k(x)$ est une fonction linéaire, i.e., $F_k(x) = a_0^k + \sum_{i=1}^n a_i^k x_i$, dans ce cas le système flou de TS est d'ordre un (TS1), la sortie est donnée par:

$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k(x) [a_0^k + \sum_{i=1}^n a_i^k x_i]}{\sum_{k=1}^N \mu_k(x)} \quad (3.64)$$

où a_0^k, \dots, a_n^k sont des paramètres constants des conséquences.

- Si par contre, $F_k(x)$ est un polynôme d'ordre zéro, i.e., $F_k(x) = a^k$, on a donc un système flou de TS d'ordre zéro (TS0), la sortie se simplifie à:

$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k(x) a^k}{\sum_{k=1}^N \mu_k(x)} \quad (3.65)$$

En introduisant la notion de fonctions floues de base [WAN94], la sortie du système flou de TS0 peut être écrite sous la forme compacte suivante:

$$y(x) = \theta^T \psi(x) \quad (3.66)$$

avec $\theta = [a^1, \dots, a^N]^T$ est le vecteur constitué des paramètres de la partie conclusion des règles floues, $\psi(x) = [\psi_1(x), \dots, \psi_N(x)]^T$ est le vecteur des fonctions floues de base (FFB), où chacune des composantes est donnée par:

$$\psi_k(x) = \frac{\mu_k(x)}{\sum_{k=1}^N \mu_k(x)} \quad (k = 1, \dots, N) \quad (3.67)$$

Ces modèles flous ont les avantages suivants [BAB95, NAK97, BOU09a]:

- Ils permettent de décrire des situations où la structure physique du système est bien connue, par exemple, une fonction linéaire exprimant la relation entrée-sortie.
- La relation (3.63) relie directement la variable de sortie aux variables d'entrée. Ceci permet une application facile des techniques d'optimisation pour identifier les différents paramètres du modèle.

Toutefois, ces modèles ont aussi des inconvénients [BAB95, NAK97, BOU09a]:

- De par la nature fonctionnelle des conclusions, les règles n'ont pas de signification sémantique claire comme dans le cas des modèles Mamdani.
- L'intégration de la connaissance humaine exprimée par des règles linguistiques n'est pas aisée.

Tout au long de ce travail, lors de la synthèse de la commande floue adaptative pour la MADA, c'est le système flou de TS0 qui est utilisé pour estimer les fonctions non linéaires incertaines.

3.4.8 Approximation par les systèmes flous

Les deux raisons principales qui justifient l'utilisation des systèmes flous lors de la synthèse des contrôleurs adaptatifs sont:

- Leur capacité d'approximation universelle;
- La possibilité d'intégrer dans les contrôleurs les connaissances linguistiques ou mathématiques issues d'une expertise lorsqu'on ne dispose pas d'un modèle mathématique précis du processus à commander.

Il a été démontré [WAN93a, BUC93, CAS95] qu'un système flou est capable d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire continue définie sur un ensemble compact. En fait, les systèmes flous sont des approximateurs universels.

Les algorithmes de commande floue adaptative développés dans cette thèse sont basés sur le théorème d'approximateurs universels suivant.

Théorème 3.1: Soit une fonction $f(x)$ non linéaire continue définie sur un ensemble compact D_x , et pour toute constante positive ϵ , il existe un système flou de la forme (3.66) tel que [WAN94]:

$$\sup_{x \in D_x} |f(x) - \theta^T \psi(x)| < \epsilon \quad (3.68)$$

Dans les schémas de commande floue adaptative qui vont être développés dans cette thèse, nous supposons que la structure du système flou et les fonctions floues de base sont bien spécifiées a priori par l'utilisateur. Cela signifie que la décision de l'utilisateur est nécessaire pour déterminer la structure du système flou à savoir : les entrées

pertinentes, le nombre de fonctions d'appartenance pour chaque entrée, les paramètres des fonctions d'appartenance et le nombre de règles floues. Quant aux paramètres des conclusions θ , ils seront déterminés en ligne via un algorithme d'adaptation adéquat.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un ensemble de notions et de définitions nécessaires pour le développement des lois de commande non linéaires de type flou adaptatif pour la MADA. Il nous a donc semblé nécessaire de commencer avec l'introduction de certaines notions relatives à l'analyse et la commande des systèmes non linéaires. Étant donné leur importance pour les développements subséquents, la notion de stabilité des systèmes non linéaires, la théorie de Lyapunov et l'approche du backstepping ont été rappelées. Ensuite, après avoir introduit quelques notions de base relatives à la théorie de la logique floue, nous avons donné les différents mécanismes et outils mathématiques nécessaires à son application. Un système flou est une machine de décision composée essentiellement de quatre parties : la fuzzification, la base de règles floues, le moteur d'inférence et la défuzzification. Selon la nature des conclusions des règles d'inférence, nous pouvons distinguer deux principaux types de modèles flous: *modèle flou de Mamdani* dont les conclusions des règles sont de nature symbolique, et *modèle flou de Takagi-Sugeno* défini par un ensemble de règles pour lesquelles les conclusions sont de nature algébrique, d'où la non-nécessité à l'étape de défuzzification. La propriété d'approximation universelle des systèmes flous a été abordée. En fait, ces systèmes sont capables d'approcher n'importe quelle fonction non linéaire continue définie sur un ensemble compact.

Chapitre 4 : Commande floue adaptative de la MADA à travers le rotor

4.1 Introduction

Comme nous l'avons annoncé précédemment, la technique de commande vectorielle classique (à base de régulateurs PI) de la MADA a fait l'objet de plusieurs travaux [LOC91, WAN93b, LOC95, MOR98, HOP00, CHO01, POI01, POD02, DRI05a]. En fait, en plus de sa simplicité de synthèse, cette commande de type linéaire présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour la MADA en absence des incertitudes et de perturbations. Toutefois, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode vis-à-vis les incertitudes paramétriques. En effet, les variations des paramètres électriques et mécaniques dégradent sensiblement les performances de la commande et peuvent amener, dans certains cas, à l'instabilité. Afin de surmonter ce problème, plusieurs techniques de commande robuste ont été proposées pour la MADA, la commande par mode glissant est celle que l'on rencontre le plus couramment [PER03, VID04, DRI05a, DRI07, PAY06, YUA09, BEK10, PAM11]. Néanmoins, ce genre de commande souffre de quelques problèmes [BOU09a]: 1) un problème pratique : les modes glissants causent le phénomène de broutement inhérent à la fonction discontinue (i.e. la fonction *Signe*). Notons que le broutement peut exciter les dynamiques haute-fréquence négligées menant parfois à l'instabilité. Des méthodes permettant de réduire ce phénomène ont été développées dans [SLO91]. 2) Un problème théorique : les modes glissants peuvent mener à la perte d'unicité des solutions. 3) Finalement, les bornes sur les incertitudes doivent aussi être connues, d'un point de vue pratique, il est malheureusement peu probable de pouvoir réaliser une telle exigence surtout pour la MADA qui constitue un système complexe, non linéaire, multivariable et dont les paramètres résistifs et inductifs varient aussi bien que la charge.

Une des solutions attractives pour surmonter ces difficultés consiste à utiliser les nouvelles approches de commande basées sur les concepts de l'intelligence artificielle, telle que la commande par logique floue. L'idée principale est d'utiliser la théorie de la logique floue pour approcher le contrôleur ou la dynamique du système à commander. En effet, la recherche dans ce domaine a démontré que les systèmes flous sont des approximateurs universels, i.e., ils sont capables d'approcher, avec un degré de précision donné, n'importe quelle fonction ou dynamique non linéaire sur un ensemble compact [WAN94, BOU09a].

Toutefois, l'obtention d'un tel contrôleur flou n'était pas toujours évidente à cause des variations paramétriques du système à commander, de plus les méthodes anciennes

de conception de ce type de contrôleur n'ont pas été basées sur des analyses de stabilité rigoureuses. Pour résoudre ces deux problèmes à la fois, la théorie de Lyapunov a été utilisée où un mécanisme d'adaptation des paramètres a été intégré dans le contrôleur flou afin d'aboutir à la structure d'un contrôleur flou adaptatif garantissant la stabilité de la boucle fermée du système [WAN94]. Pour faire face aux éventuelles erreurs d'approximation et perturbations externes bornées, les contrôleurs flous adaptatifs sont généralement augmentés par un terme robuste qui peut être une commande à mode glissant [SU94, SPO96, GAZ00], ou une commande H_∞ [CHE96, CHA01]

Conceptuellement, nous distinguons deux approches de la commande floue adaptative: l'approche directe et l'approche indirecte. Dans l'approche directe, les systèmes flous sont utilisés pour approximer une loi de commande inconnue dite idéale [CHE96, LI03, TAN99, LAB04, BOU09a]. Alors que dans un schéma indirect, les systèmes flous sont utilisés pour estimer les dynamiques incertaines ou inconnues du système non linéaire à commander afin de synthétiser des lois de commande basées sur ces estimations [WAN94, YOO98, XU03, LAB05, KHA96, BOU09a].

Ce chapitre traite de la commande floue adaptative de la MADA en considérant la première configuration de cette machine, i.e., MADA alimentée par un seul convertisseur au rotor, tandis que le stator est directement relié au réseau. Afin de concevoir un contrôleur garantissant la stabilité du système bouclé, l'approche du backstepping associée à la méthode de stabilité de Lyapunov est utilisée. Les performances du schéma de commande proposé sont comparées avec celles d'un schéma de commande par backstepping non adaptatif développé en annexe A.

4.2 Objectifs et principe de la stratégie de commande

Notre objectif consiste à concevoir une loi de commande floue adaptative qui force la vitesse de rotation Ω à suivre pratiquement une trajectoire de référence prédéterminée Ω_{ref} en présence des incertitudes sur le système, tout en fonctionnant avec un facteur de puissance statorique unitaire en régime permanent (régulation de la puissance réactive statorique autour de zéro).

La conception de la commande est basée sur la décomposition du modèle de la MADA en deux sous-systèmes couplés ; le premier décrit la dynamique du *flux statorique*, et le deuxième concerne les dynamiques de *vitesse* et du *flux rotorique*. Dans un premier temps, l'orientation de la tension du stator suivant un axe donné du repère tournant dq permet de transformer le problème de contrôle du facteur de puissance à l'unité en un problème de régulation (orientation) du flux statorique. Ainsi, la dynamique du flux statorique est d'abord linéarisée et stabilisée indépendamment de la vitesse par une commande en boucle ouverte. Ensuite, se fait la synthèse du schéma de commande floue adaptative permettant de résoudre le problème de poursuite de la vitesse en présence d'incertitudes sur le modèle de la machine. La synthèse s'effectue à l'aide de la méthode du backstepping [BOU14b].

4.3 Commande floue adaptative de la MADA avec un seul convertisseur

Tout d'abord, nous allons démontrer que le problème de contrôle du facteur de puissance à l'unité, revient à garantir une orthogonalité entre le vecteur du flux statorique et le vecteur tension du réseau.

Comme le stator est directement relié au réseau, alors nous pouvons par exemple orienter la tension du réseau suivant l'axe q du repère tournant tel que [HOP00, PER03, BOU14c] :

$$u_{sd} = 0, \quad u_{sq} = u_s \quad (4.1)$$

Cette orientation se fait tout simplement en imposant un angle θ_s tel que [HOP00, BOU14c]:

$$\theta_s = \theta_1 - \frac{\pi}{2} \quad (4.2)$$

où $\theta_1 = \arctan(u_{s\beta}/u_{s\alpha})$ est l'angle du vecteur tension statorique dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ comme le montre la Figure 4.1.

Dans ce cas, les équations du flux statorique peuvent s'exprimer comme suit [PER03]:

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_{sd} = -R_s i_{sd} + \omega_s \varphi_{sq} \\ \dot{\varphi}_{sq} = -R_s i_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} + u_s \end{cases} \quad (4.3)$$

A partir de la seconde équation de (2.15) exprimant la puissance réactive statorique, nous pouvons dire qu'un facteur de puissance statorique unitaire exige que $i_{sd} = 0$. En régime permanent, toutes les dérivées (des flux) sont nulles, donc, selon l'équation (4.3), la condition $\varphi_{sq} = 0$ est nécessaire pour garantir $i_{sd} = 0$. Finalement, fonctionner avec un facteur de puissance statorique unitaire en régime permanent revient à exiger une orthogonalité entre les deux vecteurs ; flux statorique et tension du réseau. Comme le vecteur tension du réseau est déjà orienté suivant l'axe q , il ne reste qu'orienter le vecteur du flux statorique suivant l'axe d du repère comme le montre la Figure 4.1.

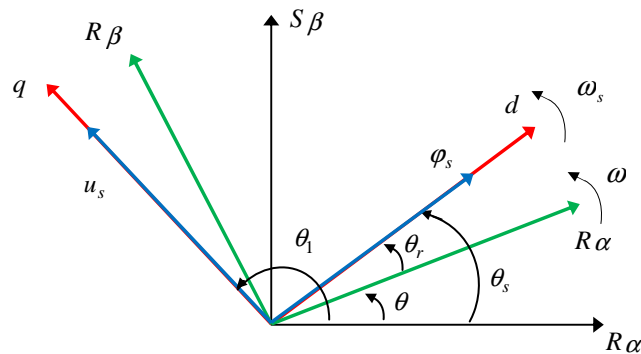


Figure 4.1 : Diagramme vectoriel de la MADA après orientation.

Considérons les équations du flux statorique exprimées en termes des erreurs :

$$\begin{aligned}\tilde{\varphi}_{sd} &= \varphi_{sd} - \varphi_{sd}^* \\ \tilde{\varphi}_{sq} &= \varphi_{sq}\end{aligned}\quad (4.4)$$

En utilisant (4.1) et (4.4), les équations dynamiques des flux statoriques dans (2.17) peuvent être réécrites en termes des erreurs comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\varphi}}_{sd} = -a_1 \tilde{\varphi}_{sd} - a_1 \varphi_{sd}^* + a_2 \varphi_{rd} + \omega_s \tilde{\varphi}_{sq} - \dot{\varphi}_{sd}^* \\ \dot{\tilde{\varphi}}_{sq} = -a_1 \tilde{\varphi}_{sq} + a_2 \varphi_{rq} - \omega_s \tilde{\varphi}_{sd} - \omega_s \varphi_{sd}^* + u_s \end{cases}\quad (4.5)$$

où $a_1 = R_s / L_s \sigma$, $a_2 = R_s M / L_r L_s \sigma$

Pour réaliser l'orientation du flux statorique suivant l'axe d , la composante directe du flux rotorique φ_{rd} peut être considérée comme une entrée de commande pour le système (4.5) et est choisie comme suit [PER98]:

$$\varphi_{rd} = \frac{1}{a_2} (a_1 \varphi_{sd}^* + \dot{\varphi}_{sd}^*) \quad (4.6)$$

où φ_{sd}^* est le flux statorique de référence dans l'axe d calculé à partir de la deuxième équation de (4.5).

$$\varphi_{sd}^* = \frac{1}{\omega_s} (u_s + a_2 \varphi_{rq}) \quad (4.7)$$

En utilisant (4.6) et (4.7), l'équation (4.5) devient [PER98]:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\varphi}}_{sd} = -a_1 \tilde{\varphi}_{sd} + \omega_s \tilde{\varphi}_{sq} \\ \dot{\tilde{\varphi}}_{sq} = -a_1 \tilde{\varphi}_{sq} - \omega_s \tilde{\varphi}_{sd} \end{cases}\quad (4.8)$$

La dynamique de (4.8) est celle d'un système linéaire asymptotiquement stable dont les valeurs propres sont : $\rho_{1,2} = -a_1 \pm j\omega_s$.

Notons que dans la MADA le flux rotorique n'est pas une entrée de commande et l'équation (4.6) peut représenter en réalité le flux rotorique de référence dans l'axe d , i.e., φ_{rd}^* . En fait, les tensions rotoriques sont les seules entrées de commande de la MADA. A partir de (4.8), nous pouvons conclure que la dynamique des flux statorique est exponentiellement stable (i.e. $\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_{sd} = \varphi_{sd}^*$ et $\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_{sq} = 0$) pourvu que $\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_{rd} = \varphi_{rd}^*$

Maintenant, il suffit de concevoir une loi de commande (u_{rd} et u_{rq}) permettant de réaliser les deux objectifs suivants :

- $\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_{rd} = \varphi_{rd}^*$
- $\lim_{t \rightarrow \infty} \Omega = \Omega^*$

Le premier objectif concerne la stabilisation de la dynamique du flux statorique, et par conséquent le contrôle du facteur de puissance statorique à l'unité en régime permanent, et le deuxième objectif concerne la poursuite en vitesse.

Nous considérons maintenant le deuxième sous-système comportant les deux équations du flux rotorique et l'équation de vitesse :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_5(x_4 x_3 - x_5 x_2) - a_6 x_1 - a_7 \Gamma_l \\ \dot{x}_2 = -a_3 x_2 + a_4 x_4 - \omega_r x_3 + \delta_1(x) + u_1 \\ \dot{x}_3 = -a_3 x_3 + a_4 x_5 + \omega_r x_2 + \delta_2(x) + u_2 \end{cases} \quad (4.9)$$

avec les notations suivantes :

$$x_1 = \Omega, x_2 = \varphi_{rq}, x_3 = \varphi_{rd}, x_4 = \varphi_{sq}, x_5 = \varphi_{sd}, x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T, u_1 = u_{rq}, u_2 = u_{rd}, a_3 = R_r / L_r \sigma, \\ a_4 = R_r M / L_r L_s \sigma, a_5 = pM / J L_r L_s \sigma, a_6 = k_f / J, a_7 = 1 / J.$$

où $\delta_1(x)$ et $\delta_2(x)$ sont des incertitudes de modélisation.

Le lemme suivant sera intensivement utilisé au cours des développements subséquents.

Lemme 4.1: l'inégalité suivante est satisfaite pour β_i et $x \in R$ [POL96] :

$$0 \leq |x| - x \text{Tanh} \left(\frac{x}{\beta_i} \right) \leq \bar{\beta}_i = \rho \beta_i, \quad \text{pour } i = 1, 2 \quad (4.10)$$

où ρ est une constante vérifiant $\rho = e^{-(1+\rho)}$, i.e. $\rho = 0.2785$.

Les dynamiques non linéaires incertaines ainsi que les incertitudes inconnues du modèle de la MADA seront raisonnablement approximées par un système d'inférence flou adaptatif. La conception se fait en trois étapes :

Étape 1: L'erreur de poursuite e_1 et sa dérivée \dot{e}_1 sont respectivement définies par

$$e_1 = x_1 - x_1^* \quad (4.11)$$

$$\dot{e}_1 = a_5 x_4 x_3 - a_5 x_5 x_2 - a_6 x_1 - a_7 \Gamma_l - \dot{x}_{1d} \quad (4.12)$$

Le couple de charge est supposé inconnu, pour cela, on considère $\hat{\Gamma}_l$ comme l'estimé de Γ_l et on choisit la commande virtuelle \bar{v} :

$$\bar{v} = a_5 x_4 x_3^* + \lambda_1 e_1 - a_6 x_1^* - \dot{x}_1^* - a_7 \hat{\Gamma}_l \quad (4.13)$$

où $\lambda_1 > 0$ est une constante de conception et $x_3^* = \varphi_{rd}^* = \frac{(a_1 \varphi_{sd}^* + \dot{\varphi}_{sd}^*)}{a_2}$, avec $e_3 = x_3 - x_3^*$

A partir de (4.11) et (4.13), on obtient :

$$\dot{e}_1 = a_5 x_4 e_3 - e_2 - (\lambda_1 + a_6) e_1 - a_7 \tilde{\Gamma}_l \quad (4.14)$$

où $\tilde{\Gamma}_l = \Gamma_l - \hat{\Gamma}_l$ est l'erreur d'estimation du couple de charge, et e_2 est la nouvelle variable d'erreur définie par :

$$e_2 = a_5 x_5 x_2 - \bar{v} \quad (4.15)$$

On choisit la fonction candidate de Lyapunov pour le sous-système e_1 :

$$V_1 = \frac{1}{2} \left(e_1^2 + \frac{\tilde{\Gamma}_l^2}{\gamma_l} \right) \quad (4.16)$$

où $\gamma_l > 0$ est un paramètre de conception.

En supposant que le couple de charge est lentement variable ($\dot{\Gamma}_l = 0$), et en utilisant (4.14), la dérivée temporelle de (4.16) s'écrit :

$$\dot{V}_1 = -e_1 e_2 + a_5 x_4 e_3 e_1 - (\lambda_1 + a_6) e_1^2 - \tilde{\Gamma}_l \left(a_7 e_1 + \frac{\dot{\tilde{\Gamma}}_l}{\gamma_l} \right) \quad (4.17)$$

Si la loi d'estimation du couple de charge est choisie telle que :

$$\dot{\tilde{\Gamma}}_l = \sigma_l \tilde{\Gamma}_l - \gamma_l a_7 e_1 \quad (4.18)$$

où $\sigma_l > 0$ est un paramètre de conception.

Alors, l'équation (4.17) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{V}_1 = -e_1 e_2 + a_5 x_4 e_3 e_1 - (\lambda_1 + a_6) e_1^2 - (\sigma_l / \gamma_l) \tilde{\Gamma}_l^2 \quad (4.19)$$

Étape 2: La dérivée temporelle de (4.15) est:

$$\dot{e}_2 = a_5 x_5 \dot{x}_2 + a_5 \dot{x}_5 x_2 - \dot{v} \quad (4.20)$$

En utilisant la seconde équation de (2.17), (4.9) et (4.13), nous pouvons écrire

$$\dot{e}_2 = f_1(\bar{z}_1) + e_1 + (a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_3 - a_7 (\sigma_l + \lambda_1) \hat{\Gamma}_l + a_5 x_5 u_1 \quad (4.21)$$

avec :

$$\begin{aligned} f_1(\bar{z}_1) = & -e_1 - a_5 a_3 x_5 x_2 + a_5 a_4 x_5 x_4 - a_5 x_5 \omega_r x_3^* - a_5 a_1 x_5 x_2 + a_5 \omega_s x_4 x_2 + \\ & a_5 a_1 x_3^* x_4 + a_5 \omega_s x_3^* x_5 - a_5 x_3^* u_s - a_5 x_4 \dot{x}_3^* + \lambda_1 (e_2 + (\lambda_1 + a_6) e_1) + \\ & a_6 \dot{x}_1^* + \ddot{x}_1^* - a_7^2 \gamma_l e_1 + a_7 (\sigma_l + \lambda_1) \Gamma_l + a_5 x_5 \delta_1(x) \end{aligned}$$

$$\text{et } \bar{z}_1 = [x_1 \ x_2 \ x_4 \ x_5 \ \bar{v} \ \Gamma_l]^T.$$

La fonction continue incertaine $f_1(\bar{z}_1)$ peut être approximée par le système flou (3.66) comme suit:

$$\hat{f}_1(\bar{z}_1, \theta_1) = \theta_1^T \psi_1(\bar{z}_1) \quad (4.22)$$

où $\psi_1(\bar{z}_1)$ est le vecteur de fonctions floues de base, qui est fixé a priori par le concepteur, et θ_1 est un vecteur de paramètres ajustables du système flou.

Suivant le théorème d'approximation universelle (WAN94), la fonction $f_1(\bar{z}_1)$ peut être approximée comme suit:

$$f_1(\bar{z}_1) = \hat{f}_1(\bar{z}_1, \theta_1^*) + \varpi_1(\bar{z}_1) = \theta_1^{*T} \psi_1(\bar{z}_1) + \varpi_1(\bar{z}_1) \quad (4.23)$$

où θ_1^* est le vecteur des paramètres optimaux et $\varpi_1(\bar{z}_1)$ est l'erreur d'approximation qui est généralement supposée bornée comme suit (WAN94; LIN02; RUS02, BOU08, BOU09b, BOU10, BOU11a, LIU11):

$$|\varpi_1(\bar{z}_1)| \leq \bar{\varpi}_1, \quad \forall \bar{z}_1 \in \Omega_{\bar{z}_1}$$

où $\bar{\varpi}_1$ est constante inconnue.

Toutefois, comme le vecteur $\bar{z}_1 = [x_1 \ x_2 \ x_4 \ x_5 \ \bar{v} \ \Gamma_l]^T$ comporte un terme inconnu (Γ_l), il doit être remplacé par son estimé $\hat{\bar{z}}_1 = [x_1 \ x_2 \ x_4 \ x_5 \ \bar{v} \ \hat{\Gamma}_l]^T$ dans (4.22). Ainsi, le système flou (4.22) utilisé pour approximer $f_1(\bar{z}_1)$ est remplacé par :

$$\hat{f}_1(\hat{\bar{z}}_1, \theta_1) = \theta_1^T \psi_1(\hat{\bar{z}}_1) \quad (4.24)$$

A partir de (4.22-4.24), nous avons :

$$f_1(\bar{z}_1) = f_1(\bar{z}_1) - \hat{f}_1(\bar{z}_1, \theta_1^*) + \hat{f}_1(\bar{z}_1, \theta_1^*) - \hat{f}_1(\hat{\bar{z}}_1, \theta_1^*) + \hat{f}_1(\hat{\bar{z}}_1, \theta_1^*)$$

$$\begin{aligned}
&= \hat{f}_1(\hat{z}_1, \theta_1^*) + f_1(\bar{z}_1) - \hat{f}_1(\bar{z}_1, \theta_1^*) + \hat{f}_1(\bar{z}_1, \theta_1^*) - \hat{f}_1(\hat{z}_1, \theta_1^*) \\
&= \theta_1^{*T} \psi(\hat{z}_1) + \varpi_1(\bar{z}_1) + [\theta_1^{*T} \psi_1(\bar{z}_1) - \theta_1^{*T} \psi_1(\hat{z}_1)] \\
&= \theta_1^{*T} \psi(\hat{z}_1) + \vartheta_1(\bar{z}_1, \hat{z}_1)
\end{aligned} \tag{4.25}$$

où $\vartheta_1(\bar{z}_1, \hat{z}_1) = \varpi_1(\bar{z}_1) + [\theta_1^{*T} \psi_1(\bar{z}_1) - \theta_1^{*T} \psi_1(\hat{z}_1)]$ est l'erreur d'approximation:

$$|\vartheta_1(\bar{z}_1, \hat{z}_1)| \leq \kappa_1^*$$

avec κ_1^* est une constante positive inconnue (WAN94, BOU10a).

Pour stabiliser la dynamique (4.21), nous proposons la loi de commande floue adaptative suivante :

$$u_1 = \frac{1}{a_5 x_5} \left(a_7 (\sigma_l + \lambda_1) \hat{\Gamma}_l - \theta_1^T \psi_1(\hat{z}_1) - \lambda_2 e_2 - \kappa_1 \operatorname{Tanh} \left(\frac{e_2}{\beta_1} \right) \right) \tag{4.26}$$

où $\lambda_2 > 0$ est une constante de conception, κ_1 est l'estimé de κ_1^* , et β_1 est une petite constante positive de conception.

Remarque 1: A cause de l'existence toujours d'un flux rémanent dans la machine, la variable $x_5 = \varphi_{sd}$ est non nulle.

En remplaçant (4.26) dans (4.21), on obtient :

$$\dot{e}_2 = e_1 + (a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_3 - \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\hat{z}_1) + \vartheta_1(\bar{z}_1, \hat{z}_1) - \lambda_2 e_2 - \kappa_1 \operatorname{Tanh} \left(\frac{e_2}{\beta_1} \right) \tag{4.27}$$

où $\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \theta_1^*$ est le vecteur des erreurs d'estimation paramétrique.

En multipliant (4.27) par e_2 et en utilisant l'inégalité (4.10), nous obtenons :

$$\begin{aligned}
e_2 \dot{e}_2 &= e_1 e_2 + (a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 e_3 - e_2 \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\hat{z}_1) + e_2 \vartheta_1(\bar{z}_1, \hat{z}_1) - \lambda_2 e_2^2 - \\
&\quad \kappa_1 e_2 \operatorname{Tanh} \left(\frac{e_2}{\beta_1} \right) \\
&\leq e_1 e_2 + (a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 e_3 - e_2 \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\hat{z}_1) + \kappa_1^* |e_2| - \lambda_2 e_2^2 - \\
&\quad \kappa_1 e_2 \operatorname{Tanh} \left(\frac{e_2}{\beta_1} \right) \\
&\leq e_1 e_2 + (a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 e_3 - e_2 \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\hat{z}_1) - \lambda_2 e_2^2 - \tilde{\kappa}_1 e_2 \operatorname{Tanh} \left(\frac{e_2}{\beta_1} \right) + \\
&\quad \kappa_1^* \bar{\beta}_1
\end{aligned} \tag{4.28}$$

où $\tilde{\kappa}_1 = \kappa_1 - \kappa_1^*$ et $\bar{\beta}_1 = 0.2785\beta_1$.

Nous définissons la fonction candidate de Lyapunov pour le sous-système (e_1, e_2) comme suit:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta 1}} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2\gamma_{\kappa 1}} \tilde{\kappa}_1^2 \quad (4.29)$$

où $\gamma_{\theta 1}$ et $\gamma_{\kappa 1}$ sont des constantes positives de conception.

En utilisant (4.19) et (4.28), la dérivée temporelle de V_2 s'écrit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 + \frac{1}{\gamma_{\theta 1}} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 + \frac{1}{\gamma_{\kappa 1}} \tilde{\kappa}_1 \dot{\tilde{\kappa}}_1 \\ &\leq (a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 e_3 + a_5 x_4 e_1 e_3 - (\lambda_1 + a_6) e_1^2 - \left(\frac{\sigma_l}{\gamma_l} \right) \tilde{\Gamma}_l^2 - e_2 \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\hat{z}_1) - \\ &\quad \lambda_2 e_2^2 - \tilde{\kappa}_1 e_2 \text{Tanh} \left(\frac{e_2}{\beta_1} \right) + \frac{1}{\gamma_{\theta 1}} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 + \frac{1}{\gamma_{\kappa 1}} \tilde{\kappa}_1 \dot{\tilde{\kappa}}_1 + \kappa_1^* \bar{\beta}_1 \\ &= (a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 e_3 + a_5 x_4 e_1 e_3 - (\lambda_1 + a_6) e_1^2 - \frac{\sigma_l}{\gamma_l} \tilde{\Gamma}_l^2 - \lambda_2 e_2^2 + \\ &\quad \frac{1}{\gamma_{\theta 1}} \tilde{\theta}_1^T \left[\dot{\tilde{\theta}}_1 - \gamma_{\theta 1} e_2 \psi_1(\hat{z}_1) \right] + \frac{1}{\gamma_{\kappa 1}} \tilde{\kappa}_1 \left[\dot{\tilde{\kappa}}_1 - \gamma_{\kappa 1} e_2 \text{Tanh} \left(\frac{e_2}{\beta_1} \right) \right] + \kappa_1^* \bar{\beta}_1 \end{aligned} \quad (4.30)$$

Nous choisissons les lois d'adaptation suivantes :

$$\dot{\tilde{\theta}}_1 = -\gamma_{\theta 1} \sigma_{\theta 1} \tilde{\theta}_1 + \gamma_{\theta 1} e_2 \psi_1(\hat{z}_1) \quad (4.31)$$

$$\dot{\tilde{\kappa}}_1 = -\gamma_{\kappa 1} \sigma_{\kappa 1} \tilde{\kappa}_1 + \gamma_{\kappa 1} e_2 \text{Tanh} \left(\frac{e_2}{\beta_1} \right) \quad (4.32)$$

où $\sigma_{\theta 1}$ et $\sigma_{\kappa 1}$ sont des paramètres positifs de conception.

Alors, (4.30) peut s'écrire comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq (a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 e_3 + a_5 x_4 e_1 e_3 - (\lambda_1 + a_6) e_1^2 - \left(\frac{\sigma_l}{\gamma_l} \right) \tilde{\Gamma}_l^2 \\ &\quad - \lambda_2 e_2^2 - \sigma_{\theta 1} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 - \sigma_{\kappa 1} \tilde{\kappa}_1^T \tilde{\kappa}_1 + \kappa_1^* \bar{\beta}_1 \end{aligned} \quad (4.33)$$

Étape 3: Dans cette étape, nous calculons la commande u_2 . La dérivée de e_3 est donnée par:

$$\dot{e}_3 = -a_3 x_3 + a_4 x_5 + \omega_r x_2 + \delta_2(x) + u_2 - \dot{x}_3^* \quad (4.34)$$

L'équation (4.34) peut s'écrire comme suit:

$$\dot{e}_3 = -(a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 - a_5 x_4 e_1 + f_2(\bar{z}_2) + u_2 \quad (4.35)$$

avec $f_2(\bar{z}_2) = (a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 + a_5 x_4 e_1 - a_3 x_3 + a_4 x_5 + \omega_r x_2 + \delta_2(x) - \dot{x}_3^*$
où $\bar{z}_2 = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T$.

La fonction continue incertaine $f_2(\bar{z}_2)$ peut être approximée par le système flou adaptatif (3.66) comme suit:

$$\hat{f}_2(\bar{z}_2, \theta_2) = \theta_2^T \psi_2(\bar{z}_2) \quad (4.36)$$

où $\psi_2(\bar{z}_2)$ est le vecteur de fonctions floues de base, qui est fixé a priori par le concepteur, et θ_2 est un vecteur de paramètres ajustables du système flou.

Suivant le théorème d'approximation universelle [WAN94], nous pouvons approximer la fonction $f_2(\bar{z}_2)$ par :

$$f_2(\bar{z}_2) = \hat{f}_2(\bar{z}_2, \theta_2^*) + \varpi_2(\bar{z}_2) = \theta_2^{*T} \psi_2(\bar{z}_2) + \varpi_2(\bar{z}_2) \quad (4.37)$$

où θ_2^* est le vecteur des paramètres optimaux et $\varpi_2(\bar{z}_2)$ est l'erreur d'approximation supposée bornée comme suit :

$$|\varpi_2(\bar{z}_2)| \leq \kappa_2^*, \quad \forall \bar{z}_2 \in \Omega_{\bar{z}_2}$$

avec κ_2^* est une constante inconnue.

A partir de (4.36) et (4.37), nous pouvons obtenir :

$$\begin{aligned} f_2(\bar{z}_2) &= f_2(\bar{z}_2) - \hat{f}_2(\bar{z}_2, \theta_2^*) + \hat{f}_2(\bar{z}_2, \theta_2^*) \\ &= \hat{f}_2(\bar{z}_2, \theta_2^*) + f_2(\bar{z}_2) - \hat{f}_2(\bar{z}_2, \theta_2^*) \\ &= \theta_2^{*T} \psi_2(\bar{z}_2) + \varpi_2(\bar{z}_2) \end{aligned} \quad (4.38)$$

Pour stabiliser la dynamique (4.34), nous proposons la loi de commande floue adaptative suivante :

$$u_2 = -\theta_2^T \psi_2(\bar{z}_2) - \lambda_3 e_3 - \kappa_2 \text{Tanh} \left(\frac{e_3}{\beta_2} \right) \quad (4.39)$$

où λ_3 est une constante positive de conception, κ_2 est l'estimé de κ_2^* et β_2 est une petite constante positive de conception.

En remplaçant (4.39) dans (4.34) et en utilisant (4.38), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 = & -(a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 - a_5 x_4 e_1 - \tilde{\theta}_2^T \psi_2(\bar{z}_2) + \varpi_2(\bar{z}_2) - \lambda_3 e_3 - \\ & \kappa_2 \operatorname{Tanh}\left(\frac{e_3}{\beta_2}\right) \end{aligned} \quad (4.40)$$

où $\tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \theta_2^*$.

En multipliant (4.40) par e_3 et en utilisant la propriété (4.10), il vient :

$$\begin{aligned} e_3 \dot{e}_3 = & -(a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 e_3 - a_5 x_4 e_1 e_3 - e_3 \tilde{\theta}_2^T \psi_2(\bar{z}_2) + e_3 \varpi_2(\bar{z}_2) - \lambda_3 e_3^2 - \\ & \kappa_2 e_3 \operatorname{Tanh}\left(\frac{e_3}{\beta_2}\right) \\ \leq & -(a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 e_3 - a_5 x_4 e_1 e_3 - e_3 \tilde{\theta}_2^T \psi_2(\bar{z}_2) + \kappa_2^* |e_3| - \lambda_3 e_3^2 - \\ & \kappa_2 e_3 \operatorname{Tanh}\left(\frac{e_3}{\beta_2}\right) \\ \leq & -(a_5 a_2 x_2 - a_5 x_5 \omega_r - a_5 \lambda_1 x_4) e_2 e_3 - a_5 x_4 e_1 e_3 - e_3 \tilde{\theta}_2^T \psi_2(\bar{z}_2) - \lambda_3 e_3^2 - \tilde{\kappa}_2 e_3 \operatorname{Tanh}\left(\frac{e_3}{\beta_2}\right) + \\ & \kappa_2^* \bar{\beta}_2 \end{aligned} \quad (4.41)$$

où $\tilde{\kappa}_2 = \kappa_2 - \kappa_2^*$ et $\bar{\beta}_2 = 0.2785 \beta_2$.

Nous considérons maintenant la fonction candidate de Lyapunov augmentée :

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_2}} \tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 + \frac{1}{2\gamma_{\kappa_2}} \tilde{\kappa}_2^2 \quad (4.42)$$

où γ_{θ_2} et γ_{κ_2} sont des constantes positives de conception.

En utilisant (4.41) et (4.33), la dérivée de V_3 devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 + \frac{1}{\gamma_{\theta_2}} \tilde{\theta}_2^T \dot{\tilde{\theta}}_2 + \frac{1}{\gamma_{\kappa_2}} \tilde{\kappa}_2 \dot{\tilde{\kappa}}_2 \\ = & -(\lambda_1 + a_6) e_1^2 - \left(\frac{\sigma_l}{\gamma_l}\right) \tilde{\Gamma}_l^2 - \lambda_2 e_2^2 - \lambda_3 e_3^2 - \sigma_{\theta_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\theta}_1 - \sigma_{\kappa_1} \tilde{\kappa}_1^T \dot{\kappa}_1 + \kappa_1^* \bar{\beta}_1 + \kappa_2^* \bar{\beta}_2 + \\ & \frac{1}{\gamma_{\theta_2}} \tilde{\theta}_2^T \left[\dot{\tilde{\theta}}_2 - \gamma_{\theta_2} e_3 \psi_2(\bar{z}_2) \right] + \frac{1}{\gamma_{\kappa_2}} \tilde{\kappa}_2 \left[\dot{\tilde{\kappa}}_2 - \gamma_{\kappa_2} e_3 \operatorname{Tanh}\left(\frac{e_3}{\beta_2}\right) \right] \end{aligned} \quad (4.43)$$

Nous choisissons les lois d'adaptation comme suit :

$$\dot{\tilde{\theta}}_2 = -\gamma_{\theta_2} \sigma_{\theta_2} \tilde{\theta}_2 + \gamma_{\theta_2} e_3 \psi_2(\bar{z}_2) \quad (4.44)$$

$$\dot{\kappa}_2 = -\gamma_{\kappa 2} \sigma_{\kappa 2} \kappa_2 + \gamma_{\kappa 2} e_3 \operatorname{Tanh}\left(\frac{e_3}{\beta_2}\right) \quad (4.45)$$

où $\sigma_{\theta 2}$ et $\sigma_{\kappa 2}$ sont des petites constantes positives de conception.

En utilisant les lois d'adaptation (4.44) et (4.45) et les inégalités suivantes:

$$\begin{aligned} -\sigma_{\kappa i} \tilde{\kappa}_i \kappa_i &\leq -\frac{\sigma_{\kappa i}}{2} \tilde{\kappa}_i^2 + \frac{\sigma_{\kappa i}}{2} \kappa_i^{*2}, \quad \text{pour } i = 1, 2 \\ -\sigma_{\theta i} \tilde{\theta}_i^T \theta_i &\leq -\frac{\sigma_{\theta i}}{2} \|\tilde{\theta}_i\|^2 + \frac{\sigma_{\theta i}}{2} \|\theta_i^*\|^2, \quad \text{pour } i = 1, 2 \end{aligned}$$

L'équation (4.43) devient :

$$\dot{V}_3 \leq -(\lambda_1 + a_6) e_1^2 - \left(\frac{\sigma_1}{\gamma_1}\right) \tilde{\Gamma}_1^2 - \lambda_2 e_2^2 - \lambda_3 e_3^2 - \frac{\sigma_{\theta 1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{\theta 2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \frac{\sigma_{\kappa 1}}{2} \tilde{\kappa}_1^2 - \frac{\sigma_{\kappa 2}}{2} \tilde{\kappa}_2^2 + \eta \quad (4.46)$$

$$\text{où } \eta = \kappa_1^* \bar{\beta}_1 + \kappa_2^* \bar{\beta}_2 + \frac{\sigma_{\theta 1}}{2} \|\theta_1^*\|^2 + \frac{\sigma_{\theta 2}}{2} \|\theta_2^*\|^2 + \frac{\sigma_{\kappa 1}}{2} \kappa_1^{*2} + \frac{\sigma_{\kappa 2}}{2} \kappa_2^{*2}$$

Nous pouvons réécrire (4.46) comme suit :

$$\dot{V}_3 \leq -\zeta V_3 + \eta \quad (4.47)$$

$$\text{où } \zeta = \min\{2(\lambda_1 + a_6), 2\sigma_1, 2\lambda_2, 2\lambda_3, \sigma_{\theta 1} \gamma_{\theta 1}, \sigma_{\theta 2} \gamma_{\theta 2}, \sigma_{\kappa 1} \gamma_{\kappa 1}, \sigma_{\kappa 2} \gamma_{\kappa 2}\}$$

En multipliant (4.47) par $e^{\zeta t}$, il vient :

$$\frac{d}{dt} (V_3 e^{\zeta t}) \leq \eta e^{\zeta t} \quad (4.48)$$

En intégrant (4.48) sur $[0, t]$, nous obtenons

$$0 \leq V_3(t) \leq \frac{\eta}{\zeta} + \left(V_3(0) - \frac{\eta}{\zeta}\right) e^{-\zeta t} \quad (4.49)$$

Cela signifie que $V_3(t)$ est borné. Ainsi, tous les signaux du système en boucle fermée sont bornés et toutes les erreurs $(e_1, e_2, e_3, \tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2, \tilde{\kappa}_1, \tilde{\kappa}_2, \tilde{\Gamma}_1)$ convergent vers un voisinage de zéro qui peut être rendu arbitrairement petit par un choix approprié des paramètres de conception [KHA01].

Remarque 2: ζ dépend de $(\sigma_l, \gamma_{\theta_i}, \gamma_{\kappa_i}, \sigma_{\theta}, \sigma_{\kappa_i}, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$, et η dépend de $(\beta_i, \sigma_{\theta}, \sigma_{\kappa_i})$. Il est clair qu'en augmentant $(\sigma_l, \gamma_{\theta_i}, \gamma_{\kappa_i}, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$ et en diminuant $(\beta_i, \sigma_{\theta}, \sigma_{\kappa_i})$, nous pouvons réduire η / ζ .

En résumé, nous pouvons dire que si la MADA représentée par le modèle (2.17) est commandée à travers ses tensions rotoriques par la loi de commande floue adaptative décrite par (4.13), (4.26), (4.31), (4.32), (4.39), (4.44) et (4.45) avec l'estimateur de couple de charge (4.18), alors la stabilité du système en boucle fermée est garantie.

Le schéma bloc de la commande floue adaptative de la MADA est représenté sur la Figure 4.2, où le stator est directement relié au réseau, alors que la MADA est contrôlée à travers son rotor.

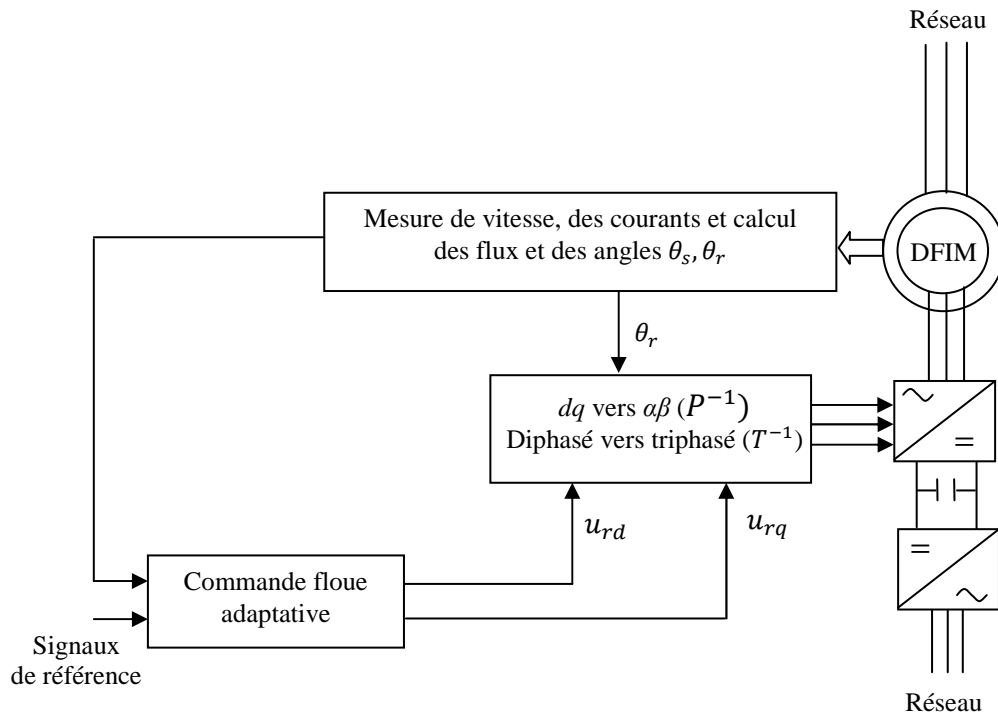


Figure 4.2. Schéma bloc de la commande floue adaptative de la MADA commandée à travers ses tensions rotoriques.

Considérons maintenant la loi d'estimation du couple de charge donnée par (4.18) et réécrite sous la forme :

$$\dot{\hat{\Gamma}}_l = \sigma_l \Gamma_l - \sigma_l \hat{\Gamma}_l - \gamma_l a_7 e_l \quad (4.50)$$

Comme le couple Γ_l est inconnu, la première équation de (4.9) peut être utilisée pour calculer sa valeur [LAB10]. Alors, nous pouvons écrire :

$$\Gamma_l = -\frac{1}{a_7} (\dot{x}_1 + a_5 x_5 x_2 - a_5 x_4 x_3 + a_6 x_1) \quad (4.51)$$

Ce qui donne:

$$\dot{\hat{\Gamma}}_l = -\frac{\sigma_l}{a_7} (\dot{x}_1 + a_5 x_5 x_2 - a_5 x_4 x_3 + a_6 x_1) - \sigma_l \hat{\Gamma}_l - \gamma_l a_7 e_1 \quad (4.52)$$

Nous pouvons écrire

$$\hat{\Gamma}_l = \hat{\Gamma}_l(0) - \frac{\sigma_l}{a_7} (x_1(t) - x_1(0)) + \int_0^t h(\tau) d\tau \quad (4.53)$$

$$\text{où : } h = -\left(\sigma_l \hat{\Gamma}_l + \gamma_l a_7 e_1 + \frac{\sigma_l}{a_7} (a_5 x_5 x_2 - a_5 x_4 x_3 + a_6 x_1) \right)$$

Par conséquent, la loi d'adaptation du couple de charge peut être calculée sans avoir besoin de la dérivée \dot{x}_1 .

Remarque 3 : A partir de (4.50), nous pouvons écrire $\dot{\tilde{\Gamma}}_l = -\sigma_l \tilde{\Gamma}_l + \gamma_l a_7 e_1$, cette équation peut être vue comme un observateur de perturbation standard. En fait, si e_1 converge vers zéro, alors $\tilde{\Gamma}_l$ converge aussi vers zéro, i.e., $\hat{\Gamma}_l$ converge vers Γ_l .

4.4 Résultats de simulation

Dans cette partie nous présentons les résultats de simulation du schéma de commande floue adaptative développé pour la MADA. Les performances du schéma proposé sont comparées dans les mêmes conditions avec celles d'un schéma de commande par backstepping non adaptatif décrit en annexe A.

Afin de mieux apprécier les performances des deux lois de commande, les simulations sont effectuées sans convertisseurs (i.e., nous supposons que les convertisseurs sont parfaitement commandés).

Les deux systèmes flous $\theta_1^T \psi_1(\hat{z}_1)$ et $\theta_2^T \psi_2(\bar{z}_2)$ ont respectivement les deux vecteurs $[x_1 \ x_2 \ x_4 \ x_5 \ \bar{v} \ \hat{\Gamma}_l]^T$ et $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T$ comme entrée. Pour chaque variable d'entrée, nous définissons trois fonctions d'appartenance (une de forme triangulaire et deux de forme trapézoïdale) uniformément distribuées sur les intervalles: $[-150,200]$ pour x_1 , $[-05,1.5]$ pour x_2, x_3, x_4 et x_5 , $[-50,50]$ pour \bar{v} et $[-5,8]$ pour $\hat{\Gamma}_l$.

Les paramètres de la machine (MADA de 4 kW) sont donnés en annexes C. Les paramètres de conception sont : $\gamma_l = 0.001, \sigma_l = 200, \lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = 200, \beta_1 = \beta_2 = 0.05, \gamma_{\theta 1} = 100, \gamma_{\kappa 1} = 0.05, \gamma_{\theta 2} = 1000, \gamma_{\kappa 1} = 0.1, \sigma_{\theta 1} = \sigma_{\theta 2} = 0.001, \sigma_{\kappa 1} = \sigma_{\kappa 2} = 0.00001$

Nous discuterons le comportement dynamique de la MADA sous les conditions de fonctionnement :

- **Incertitudes fonctionnelles:** les incertitudes sur le modèle sont choisies comme suit:

$$\delta_1(x) = 3x_2 \text{ et } \delta_2(x) = 4x_2 + 2x_3 \text{ introduites à } t=0.8 \text{ s.}$$

- **Variations paramétriques:** des augmentations de 100% des valeurs des résistances statorique et rotorique sont introduites à $t=0.4 \text{ s}$ et $t=0.5 \text{ s}$ respectivement.
- **Couple de charge:** un couple de charge est appliqué comme suit:

$$\Gamma_l = \begin{cases} 0 \text{ Nm} & t \leq 0.3s \\ 5 \text{ Nm} & 0.3s \leq t \leq 0.7s \\ 0 \text{ Nm} & 0.7s \leq t \leq 1s \\ 5 \text{ Nm} & 1s \leq t \leq 1.4s \\ 0 \text{ Nm} & t \geq 1.4s \end{cases}$$

Les Figures 4.3, 4.4 et 4.5 montrent les résultats de simulation de la commande par backstepping non adaptatif (CBNA) de la MADA, nous constatons que les performances du système de commande se dégradent considérablement en présence des perturbations et des incertitudes.

Les résultats de simulation de la commande floue adaptative (CFA) de la MADA sont représentés sur les Figures 4.6, 4.7 et 4.8. Nous pouvons facilement constater les bonnes performances de poursuite de vitesse de rotation et du couple de charge. Le contrôleur est insensible aux perturbations externes, incertitudes et variation paramétriques. Le découplage n'est pratiquement pas affecté par ces perturbations, ceci est traduit par la régulation autour de zéro du flux statorique dans l'axe q comme le montre la Figure 4.7 b. Quant au deuxième objectif concernant une puissance réactive statorique nulle en régime permanent, il est bien atteint (Figure 4.6 d).

Les performances obtenues avec les deux approches proposées sont comparées en termes des erreurs de poursuite de vitesse et des flux. La Figure. 4.9 montre l'évolution de ces erreurs avec les deux approches de commande, où nous constatons la supériorité de la commande floue adaptative en ce qui concerne la précision, la rapidité, l'effort de commande et la robustesse face aux différentes perturbations et incertitudes pouvant affecter la MADA lors de son fonctionnement.

Le Tableau 4.1 montre une comparaison numérique entre les deux méthodes de commande en termes de l'erreur quadratique moyenne (Mean Square Error) de la vitesse et des flux. Ces résultats confirment l'interprétation donnée précédemment.

Méthode \ MSE	Vitesse Ω	Flux φ_{sd}	Flux φ_{sq}	Flux φ_{rd}
CBNA	40×10^{-2}	$4,1 \times 10^{-4}$	$0,4 \times 10^{-3}$	$3,6 \times 10^{-4}$
CFA	$9,3 \times 10^{-2}$	$8,4 \times 10^{-5}$	$0,7 \times 10^{-4}$	$5,4 \times 10^{-4}$

Tableau 4.1 : Comparaison numérique entre les deux approches de commande.

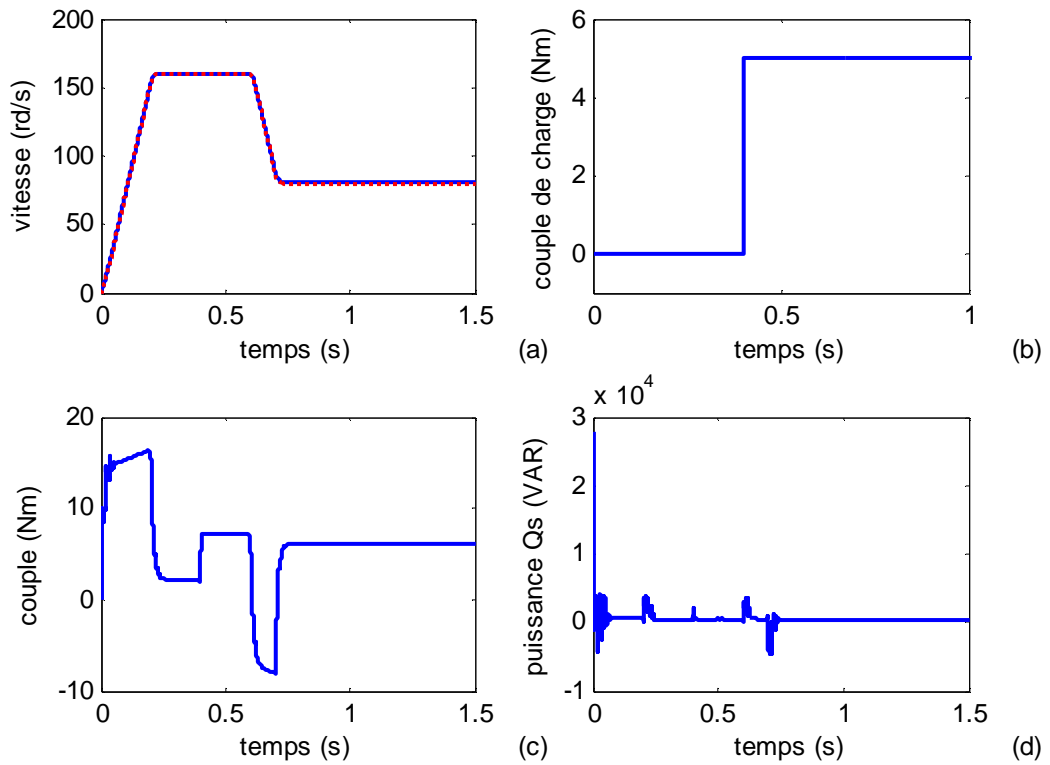


Figure 4.3: Résultats de la commande par backstepping non adaptatif. (a) Ω (trait continu) et Ω^* (trait pointillé), (b) couple de charge, (c) couple électromagnétique, (d) puissance réactive Q_s .

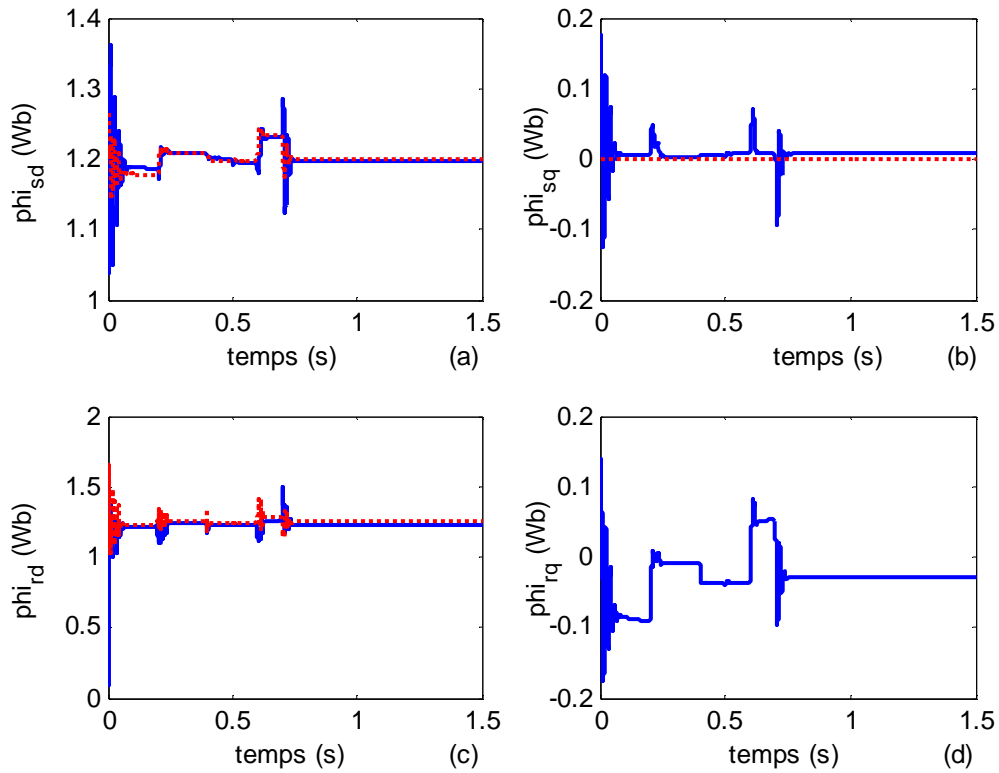


Figure 4.4: Résultats de la commande par backstepping non adaptatif. (a) ϕ_{sd} (trait continu) et ϕ_{sd}^* (trait pointillé), (b) ϕ_{sq} (trait continu) et ϕ_{sq}^* (trait pointillé), (c) ϕ_{rd} (trait continu) et ϕ_{rd}^* (trait pointillé), (d) ϕ_{rq} .

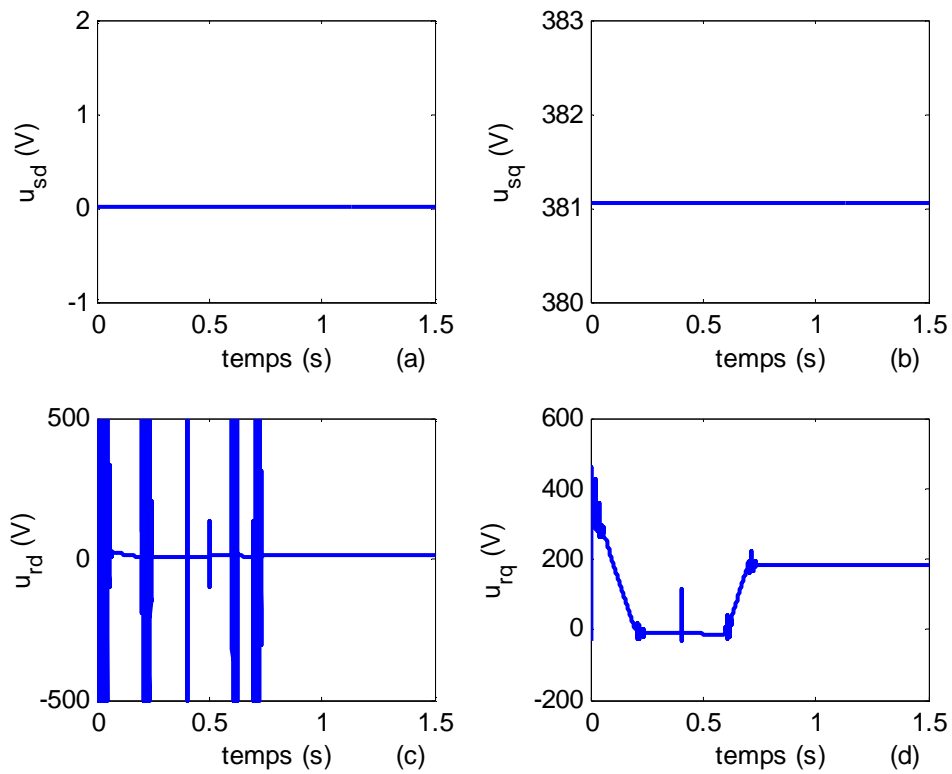


Figure 4.5: Résultats de la commande par backstepping non adaptatif. (a) u_{sd} , (b) u_{sq} , (c) u_{rd} , (d) u_{rq} .

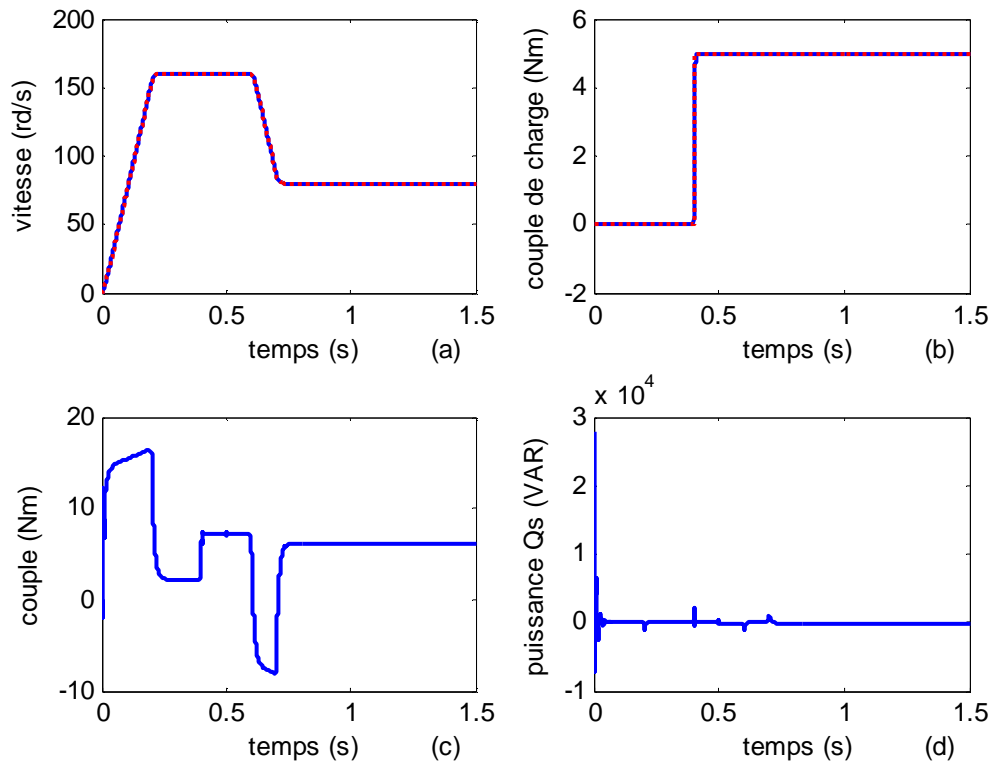


Figure 4.6: Résultats de la commande floue adaptative. (a) Ω (trait continu) et Ω^* (trait pointillé), (b) couple de charge, (c) couple électromagnétique, (d) puissance réactive Q_s .

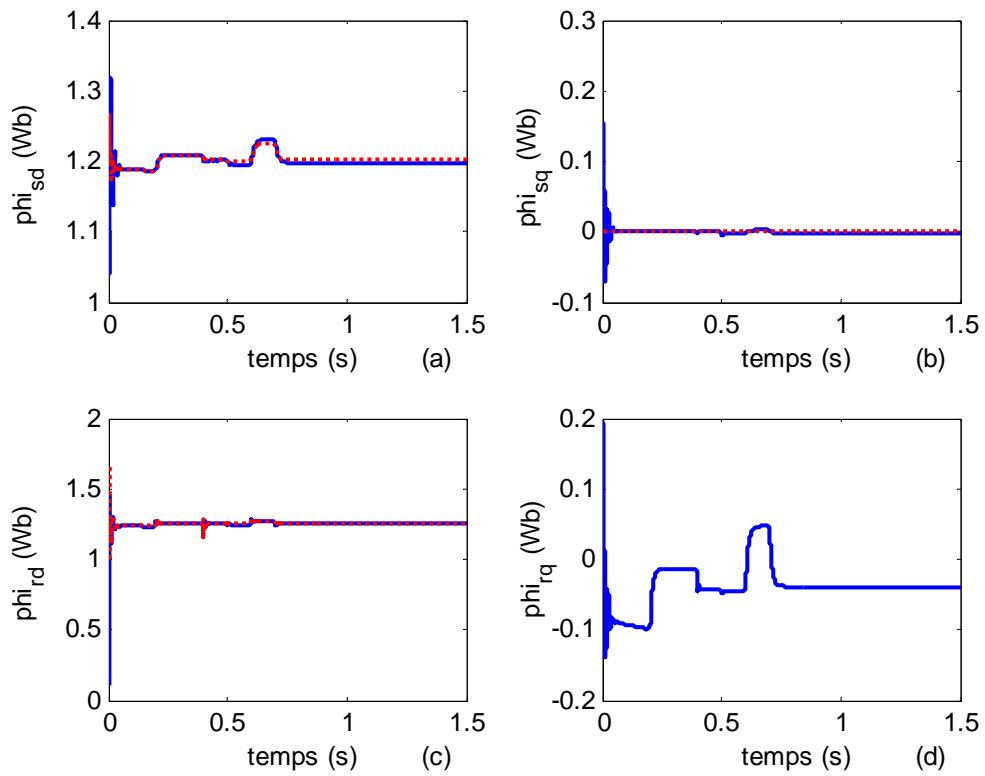


Figure 4.7: Résultats de la commande floue adaptative. (a) φ_{sd} (trait continu) et φ_{sd}^* (trait pointillé), (b) φ_{sq} (trait continu) et φ_{sq}^* (trait pointillé), (c) φ_{rd} (trait continu) et φ_{rd}^* (trait pointillé), (d) φ_{rq} .

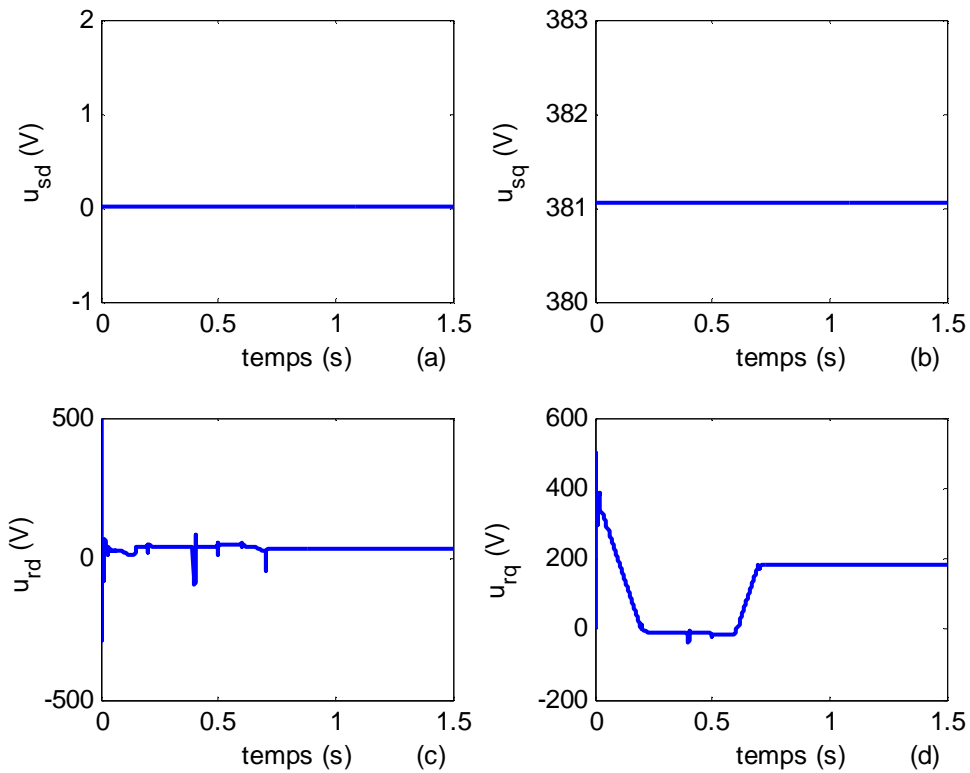


Figure 4.8: Résultats de la commande floue adaptative. (a) u_{sd} , (b) u_{sq} , (c) u_{rd} , (d) u_{rq} .

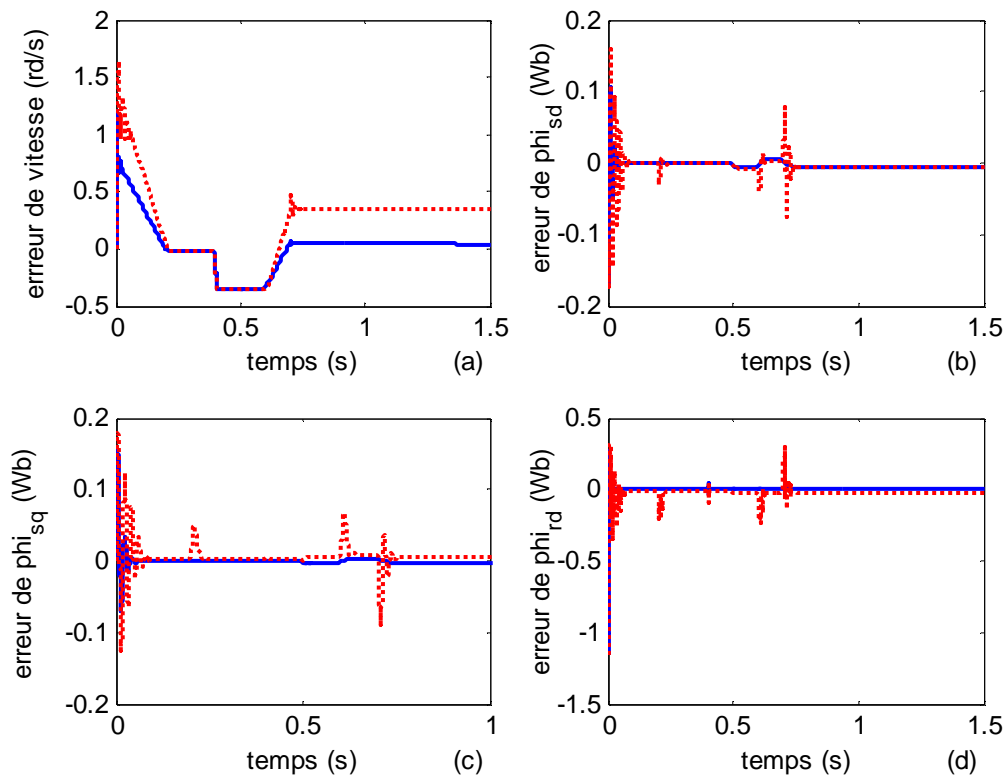


Figure 4.9: Performances de poursuite des deux approches. CFA (trait continu) et CBNA (trait pointillé).

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une loi de commande floue adaptative pour la MADA avec stator connecté directement au réseau. La commande se fait uniquement à travers les tensions du circuit rotorique considérées dans ce cas comme les seules entrées physiques pour la commande de la MADA. La synthèse se fait en deux étapes, la dynamique du flux statorique est d'abord linéarisée et stabilisée indépendamment de la vitesse par une commande en boucle ouverte. Ensuite, en exploitant la propriété d'approximation universelle des systèmes flous, une loi de commande floue adaptative assurant la poursuite de la vitesse avec estimation du couple de charge est développée en utilisant l'approche du backstepping associée à la méthode de Lyapunov. La stabilité du système en boucle fermée est garantie dans le sens que tous les signaux impliqués dans la boucle soient bornés et toutes les erreurs convergent vers un voisinage de zéro. La robustesse face aux erreurs d'approximation étant assurée par l'ajout d'un terme de commande type quasi-mode glissant, où la fonction « *signe* » est remplacée par la fonction « *tangente hyperbolique* » afin d'éviter le phénomène de broutement [SLO91].

Les résultats de simulation effectuée sur une MADA de 4 kW ont montré clairement l'efficacité de la loi de commande floue adaptative et sa supériorité par rapport à une loi de commande classique telle que la commande par backstepping non adaptatif. En fait, en plus de la non-nécessité à un modèle exact de la MADA du fait qu'elle utilise les systèmes flous pour approcher les dynamiques non linéaires et les incertitudes, le schéma de commande proposé se distingue par de très hautes performances en termes

de poursuite, rapidité de réponse, précision en régime permanent, qualité de l'effort de commande et la robustesse face aux différentes perturbations et incertitudes qui affectent la MADA.

Enfin, à notre meilleure connaissance, le schéma de commande de la MADA proposé dans ce chapitre, est l'un des premiers travaux effectués (si ce n'est pas le premier) sur la commande floue adaptative de la MADA dont le stator est connecté directement au réseau. En fait, la conception d'une commande performante pour la MADA avec cette configuration constitue un vrai challenge pour l'automaticien.

Chapitre 5 : Commande floue adaptative de la MADA à travers le stator et le rotor

5.1 Introduction

Comme nous l'avons déjà mentionné dans le premier chapitre, une application très attractive pour la MADA consiste à faire fonctionner celle-ci en mode moteur à vitesse variable à très hautes performances avec deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Une telle configuration se trouve dans des applications telles que le laminage, le pompage, la propulsion maritime ou encore toute application de grande puissance avec une large plage de variation de vitesse. Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à la commande de la MADA en mode moteur avec cette configuration. Les principaux travaux ont été dédiés aux stratégies de commande linéaire et non linéaire [LOC91, LOC93, LOC94, GHO01, GHO02, POD02, CHO04, VID04, DRI05b, DRI07, BEK10, ARJ11, PAY11, BOU11b, BOU12].

Dans ce chapitre, nous développons une loi de commande floue adaptative pour la MADA avec deux convertisseurs. La conception se fait à l'aide de la méthode du backstepping. La commande proposée garantit la stabilité du système en boucle fermée au sens de Lyapunov. Les performances de cette loi de commande sont comparées avec celles d'une commande par linéarisation présentée dans l'annexe B [DRI05a].

5.2 Position du problème

Il est bien établi qu'une bonne commande de la MADA à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques [MOR98, GHO01, HOP00, POI03, VID04, DRI05a]. Ceci est réalisé par une orientation convenable de ces derniers dans un repère dq tournant à la vitesse du synchronisme. Si ce découplage est réalisé, nous pouvons obtenir une réponse très rapide du couple avec de meilleures performances de commande.

Dans ce chapitre, comme nous voulons contrôler la MADA à travers ses deux armatures, nous avons adopté une nouvelle stratégie d'orientation des flux. Elle consiste à imposer une orthogonalité entre le flux statorique et le flux rotorique comme le montre la Figure 5.1. Ainsi, le flux statorique sera porté sur l'axe q du repère tournant et sert pour contrôler le couple électromagnétique alors que le flux rotorique sera porté sur l'axe d et participe à la magnétisation de la machine. Cette technique de commande est dénommée commande vectorielle par double orientation des flux, conduit à une commande découplée de la machine avec un couple optimal [DRI05a].

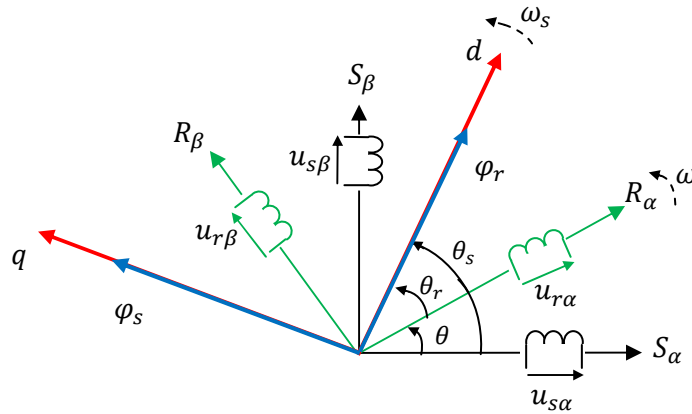


Figure 5.1 : Orientation des flux dans la MADA.

Ainsi, il en découle les contraintes suivantes :

$$\varphi_{sd} = 0, \varphi_{sq} = \varphi_s = \varphi_{sq}^* \tag{5.1}$$

$$\varphi_{rd} = \varphi_r = \varphi_{rd}^*, \varphi_{rq} = 0 \tag{5.2}$$

L'expression du couple électromagnétique devient:

$$\Gamma_e = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \varphi_{rd} \varphi_{sq} \tag{5.3}$$

Le Tableau 5.1 récapitule les objectifs de commande que nous nous sommes fixés et les références des variables d'action à imposer.

Objectifs	Références
$\varphi_{sd} = 0$	$\varphi_{sd}^* = 0$
$\Omega = \Omega^*, \Gamma_e = \Gamma_e^*$	$\varphi_{sq}^* = (1/k_c \varphi_{rd}^*) \Gamma_e^*, k_c = \frac{PM}{\sigma L_s L_r}$
$\varphi_{rd} = \varphi_{rd}^*$	$\varphi_{rd}^* = \varphi_r^n$
$\varphi_{rq} = 0$	$\varphi_{rq}^* = 0$

Tableau 5.1 Objectifs de commande de la MADA.

5.3 Commande floue adaptative de la MADA avec deux convertisseurs

L'objectif est de concevoir une loi de commande floue adaptative assurant la poursuite en vitesse et en couple pour la MADA. La loi de commande doit également garantir la stabilité du système bouclé en présence d'un modèle supposé incertain. Des systèmes flous sont utilisés pour approcher les dynamiques non linéaires incertaines.

Reprenons le modèle de la MADA exprimé par (2.17) :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = f_1 + u_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = f_2 + u_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = f_3 + u_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = f_4 + u_{rq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}\Gamma_e - \frac{1}{J}\Gamma_l - \frac{k_f}{J}\Omega \end{cases} \quad (5.4)$$

avec :

$$\begin{aligned} f_1 &= -\frac{R_s}{L_s\sigma}\varphi_{sd} + \frac{R_s M}{L_s L_r \sigma}\varphi_{rd} + \omega_s \varphi_{sq} \\ f_2 &= -\frac{R_s}{L_s\sigma}\varphi_{sq} + \frac{R_s M}{L_s L_r \sigma}\varphi_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} \\ f_3 &= -\frac{R_r}{L_r\sigma}\varphi_{rd} + \frac{R_r M}{L_s L_r \sigma}\varphi_{sd} + \omega_r \varphi_{rq} \\ f_4 &= -\frac{R_r}{L_r\sigma}\varphi_{rq} + \frac{R_r M}{L_s L_r \sigma}\varphi_{sq} - \omega_r \varphi_{rd} \end{aligned}$$

Afin de faciliter la procédure de synthèse, le modèle de la MADA est réécrit sous une forme faisant intervenir le couple comme une variable d'état:

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} &= f_1 + u_{sd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= -k_f \Omega + \Gamma_e - \Gamma_l \\ \frac{d\Gamma_e}{dt} &= f'_2 + k_c \varphi_{rd} u_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} &= f_3 + u_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} &= f_4 + u_{rq} \end{aligned} \quad (5.5)$$

où

$$f'_2 = k_c (\varphi_{rd} f_2 + \varphi_{sq} f_3 - \varphi_{sd} f_4 - \varphi_{rq} f_1 + \varphi_{sq} u_{rd} - \varphi_{sd} u_{rq} - \varphi_{rq} u_{sd})$$

Nous supposons que les hypothèses suivantes sont satisfaites :

Hypothèse 5.1 : Les signaux de référence Γ^* et Ω^* sont bornés et suffisamment lisses.

Hypothèse 5.2 : Les courants statoriques, les courants rotoriques et la vitesse de rotation sont mesurables.

Hypothèse 5.3 : La composante du flux φ_{rd} est non nulle (flux rémanent).

Hypothèse 5.4 : Le couple de charge Γ_l est supposé inconnu, mais borné comme suit:
 $|\Gamma_l| \leq k_\Gamma$, $k_\Gamma > 0$ est une constante inconnue.

Hypothèse 5.5 : Les paramètres de la machine R_s, R_r, J et k_f sont supposés inconnus.

Hypothèse 5.6 : Les fonctions non linéaires f_1, f_2', f_3 et f_4 sont supposées incertaines.

Nous rappelons la propriété donnée au chapitre précédent (lemme 4.1) qui sera utilisée intensivement à travers les développements subséquents.

$$0 \leq |x| - x \operatorname{Tanh}\left(\frac{x}{\varepsilon_i}\right) \leq \bar{\varepsilon}_i = \rho \varepsilon_i \quad (5.6)$$

où $\operatorname{Tanh}(\cdot)$ désigne la fonction *tangente hyperbolique* et ρ est une constante vérifiant $\rho = e^{-(1+\rho)}$, i.e. $\rho = 0.2785$.

Nous définissons les erreurs de poursuite et les erreurs filtrées associées comme suit :

Pour le flux statorique φ_{sd}

$$\tilde{\varphi}_{sd}(t) = \varphi_{sd}(t) - \varphi_{sd}^*, \quad S_{sd} = \tilde{\varphi}_{sd}(t) + \lambda_{sd} \int_0^t \tilde{\varphi}_{sd}(\tau) d\tau \quad (5.7)$$

Pour le flux rotorique φ_{rd}

$$\tilde{\varphi}_{rd}(t) = \varphi_{rd}(t) - \varphi_{rd}^*, \quad S_{rd} = \tilde{\varphi}_{rd}(t) + \lambda_{rd} \int_0^t \tilde{\varphi}_{rd}(\tau) d\tau \quad (5.8)$$

Pour le flux rotorique φ_{rq}

$$\tilde{\varphi}_{rq}(t) = \varphi_{rq}(t) - \varphi_{rq}^*, \quad S_{rq} = \tilde{\varphi}_{rq}(t) + \lambda_{rq} \int_0^t \tilde{\varphi}_{rq}(\tau) d\tau \quad (5.9)$$

Pour la vitesse du rotor Ω

$$\tilde{\Omega}(t) = \Omega(t) - \Omega^*, \quad S_{\Omega} = \tilde{\Omega}(t) + \lambda_{\Omega} \int_0^t \tilde{\Omega}(\tau) d\tau \quad (5.10)$$

Pour le couple Γ_e

$$\tilde{\Gamma}(t) = \Gamma_e(t) - \Gamma_e^*, \quad S_{\Gamma} = \tilde{\Gamma}(t) + \lambda_{\Gamma} \int_0^t \tilde{\Gamma}(\tau) d\tau \quad (5.11)$$

où $\lambda_{sd}, \lambda_{rd}, \lambda_{rq}, \lambda_{\Omega}$ et λ_{Γ} sont des paramètres positifs de conception. Γ_e^* est le couple de référence que nous allons définir par la suite.

Considérons maintenant la loi de commande floue adaptative de la MADA:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= -\theta_1^T \Psi_1(\bar{x}_1) - k_{11} S_{sd} - k_{12} \operatorname{Tanh}(S_{sd}/\varepsilon_{sd}) \\ u_{sq} &= \frac{1}{k_c \varphi_{rd}} \left[-\theta_2^T \Psi_2(\bar{x}_2) - k_{21} S_{\Gamma} - k_{22} \operatorname{Tanh}(S_{\Gamma}/\varepsilon_{sq}) \right] \\ u_{rd} &= -\theta_3^T \Psi_3(\bar{x}_3) - k_{31} S_{rd} - k_{32} \operatorname{Tanh}(S_{rd}/\varepsilon_{rd}) \\ u_{rq} &= -\theta_4^T \Psi_4(\bar{x}_4) - k_{41} S_{rq} - k_{42} \operatorname{Tanh}(S_{rq}/\varepsilon_{rq}) \end{aligned} \quad (5.12)$$

où $\theta_i^T \Psi_i(\bar{x}_i)$, pour $i=1, \dots, 4$, sont des systèmes flous adaptatifs utilisés pour estimer ou approcher les fonctions non linéaires continues qui apparaissent dans les équations exprimant les dynamiques des erreurs filtrées. $\Psi_i(\bar{x}_i)$ sont les vecteurs des fonctions floues de base, qui sont fixés a priori par le concepteur, et θ_i sont des vecteurs des

paramètres ajustables du système flou. k_{i1} sont des paramètres ajustables de conception. $\varepsilon_{sd}, \varepsilon_{sq}, \varepsilon_{rd}$, et ε_{rq} sont des paramètres positifs de conception. k_c est une constante déjà définie. Les vecteurs d'entrée des systèmes flous sont choisis comme suit : $\bar{x}_1 = [\varphi_{sd}, \varphi_{rd}, \varphi_{sq}]^T$, $\bar{x}_2 = [\Gamma_e^*, \varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}, \tilde{\Omega}]^T$, $\bar{x}_3 = [\varphi_{sd}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}]^T$ et $\bar{x}_4 = [\varphi_{sq}, \varphi_{rq}, \varphi_{rd}]^T$.

Les lois d'adaptation associées sont définies telles que :

$$\begin{aligned}\dot{\theta}_1 &= -\sigma_{\theta 1} \gamma_{\theta 1} \theta_1 + \gamma_{\theta 1} S_{sd} \Psi_1(\bar{x}_1) \\ \dot{\theta}_2 &= -\sigma_{\theta 2} \gamma_{\theta 2} \theta_2 + \gamma_{\theta 2} S_{\Gamma} \Psi_2(\bar{x}_2) \\ \dot{\theta}_3 &= -\sigma_{\theta 3} \gamma_{\theta 3} \theta_3 + \gamma_{\theta 3} S_{rd} \Psi_3(\bar{x}_3) \\ \dot{\theta}_4 &= -\sigma_{\theta 4} \gamma_{\theta 4} \theta_4 + \gamma_{\theta 4} S_{rq} \Psi_4(\bar{x}_4)\end{aligned}\quad (5.13)$$

et

$$\begin{aligned}\dot{k}_{12} &= -\sigma_{k1} \gamma_{k1} k_{12} + \gamma_{k1} S_{sd} \operatorname{Tanh}(S_{sd}/\varepsilon_{sd}) \\ \dot{k}_{22} &= -\sigma_{k2} \gamma_{k2} k_{22} + \gamma_{k2} S_{\Gamma} \operatorname{Tanh}(S_{\Gamma}/\varepsilon_{sq}) \\ \dot{k}_{32} &= -\sigma_{k3} \gamma_{k3} k_{32} + \gamma_{k3} S_{rd} \operatorname{Tanh}(S_{rd}/\varepsilon_{rd}) \\ \dot{k}_{42} &= -\sigma_{k4} \gamma_{k4} k_{42} + \gamma_{k4} S_{rq} \operatorname{Tanh}(S_{rq}/\varepsilon_{rq})\end{aligned}\quad (5.14)$$

où $\gamma_{\theta i}$, $\sigma_{\theta i}$, γ_{ki} et σ_{ki} (pour $i = 1, \dots, 4$) sont des constantes positives de conception.

Le couple de référence est donné par:

$$\Gamma_e^* = -d_2 S_{\Omega} - \left(\lambda_{\Gamma} \int_0^t \tilde{\Gamma}(\tau) d\tau \right) \operatorname{Tanh} \left(\left(\frac{\lambda_{\Gamma} S_{\Omega}}{\varepsilon_{2\Omega}} \right) \int_0^t \tilde{\Gamma}(\tau) d\tau \right) - d_1 \tilde{\Omega} \operatorname{Tanh}(S_{\Omega} \tilde{\Omega} / \varepsilon_{1\Omega}) - d_0 \operatorname{Tanh}(S_{\Omega} / \varepsilon_{0\Omega}) \quad (5.15)$$

où d_2 et λ_{Γ} sont des constantes positives de conception. $\varepsilon_{1\Omega}$ et $\varepsilon_{2\Omega}$ sont de petites constantes positives de conception. d_0 et d_1 sont des paramètres ajustables définis par:

$$\dot{d}_0 = -\sigma_{d0} \gamma_{d0} d_0 + \gamma_{d0} S_{\Omega} \operatorname{Tanh}(S_{\Omega} / \varepsilon_{0\Omega}) \quad (5.16)$$

$$\dot{d}_1 = -\sigma_{d1} \gamma_{d1} d_1 + \gamma_{d1} S_{\Omega} \tilde{\Omega} \operatorname{Tanh}(S_{\Omega} \tilde{\Omega} / \varepsilon_{1\Omega}) \quad (5.17)$$

où σ_{d0} , σ_{d1} , γ_{d0} et γ_{d1} sont des constantes positives de conception.

Théorème 5.1 [BOU15]: Considérons le modèle de la MADA décrit par (5.4). Supposons que les hypothèses (5.1-5.6) sont toutes satisfaites. La loi de commande donnée par (5.12-5.17) garantie les deux propriétés suivantes:

1. Tous les signaux du système en boucle fermée restent uniformément ultiment bornés.
2. Les erreurs de poursuite $\tilde{\varphi}_{sd}(t)$, $\tilde{\varphi}_{rd}(t)$, $\tilde{\varphi}_{rq}(t)$, $\tilde{\Omega}(t)$ et $\tilde{\Gamma}(t)$ convergent vers un voisinage de zéro qui peut être rendu aussi petit qu'on veut par un choix approprié des paramètres de conception.

Preuve

L'approche du backstepping est utilisée pour calculer la loi de commande ainsi que les lois d'adaptation associées.

Étape 1: Conception du contrôleur de vitesse.

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} J S_\Omega^2 \quad (5.18)$$

En utilisant (5.10), nous pouvons écrire la dérivée de V_1 comme suit :

$$\dot{V}_1 = J S_\Omega \dot{S}_\Omega = S_\Omega \left(J \dot{\tilde{\Omega}}(t) + J \lambda_\Omega \tilde{\Omega}(t) \right) \quad (5.19)$$

En utilisant (5.5) et (5.10), nous obtenons:

$$J \dot{\tilde{\Omega}}(t) = \tilde{\Gamma} + \Gamma_e^* - k_f \tilde{\Omega} - J \dot{\Omega}^* - k_f \Omega^* - \Gamma_l \quad (5.20)$$

où $\tilde{\Gamma} = \Gamma_e - \Gamma_e^*$. Notons que Γ_e^* est choisi comme commande virtuelle pour stabiliser la dynamique de $\tilde{\Omega}$.

A partir de (5.20), nous pouvons écrire \dot{V}_1 comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= S_\Omega \left(\tilde{\Gamma} + \Gamma_e^* + d(t) \right) \\ &\leq S_\Omega \tilde{\Gamma} + S_\Omega \Gamma_e^* + d_0^* |S_\Omega| + d_1^* |S_\Omega \tilde{\Omega}| \end{aligned} \quad (5.21)$$

où

$$\begin{aligned} d(t) &= J \lambda_\Omega \tilde{\Omega} - k_f \tilde{\Omega} - J \dot{\Omega}^* - k_f \Omega^* - \Gamma_l \\ d_0^* &\geq |J \dot{\Omega}^* + k_f \Omega^*| + k_\Gamma \text{ et } d_1^* = J \lambda_\Omega + k_f \end{aligned}$$

d_1^* et d_0^* sont des constantes inconnues à estimer en ligne.

En utilisant l'inégalité (5.6), il vient:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq S_\Omega \tilde{\Gamma} + S_\Omega \Gamma_e^* + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} - \tilde{d}_1 S_\Omega \tilde{\Omega} \text{Tanh}(S_\Omega \tilde{\Omega} / \varepsilon_{1\Omega}) - \\ &\quad \tilde{d}_0 S_\Omega \text{Tanh}(S_\Omega / \varepsilon_{0\Omega}) + d_1 S_\Omega \tilde{\Omega} \text{Tanh}(S_\Omega \tilde{\Omega} / \varepsilon_{1\Omega}) + d_0 S_\Omega \text{Tanh}(S_\Omega / \varepsilon_{0\Omega}) \end{aligned} \quad (5.22)$$

où $\tilde{d}_0 = d_0 - d_0^*$, $\tilde{d}_1 = d_1 - d_1^*$. d_0 et d_1 sont respectivement les estimés de d_0^* et d_1^* . $\varepsilon_{0\Omega}$ et $\varepsilon_{1\Omega}$ sont de petites constantes de conception, et $\bar{\varepsilon}_{0\Omega} = 0.2785 \varepsilon_{0\Omega}$, $\bar{\varepsilon}_{1\Omega} = 0.2785 \varepsilon_{1\Omega}$.

Utilisant l'expression du couple de référence défini par (5.15), (5.22) devient:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - \lambda_\Gamma S_\Omega \left(\int_0^t \tilde{\Gamma}(\tau) d\tau \right) \text{Tanh} \left(\lambda_\Gamma S_\Omega \int_0^t \tilde{\Gamma}(\tau) d\tau / \varepsilon_{2\Omega} \right) + S_\Omega \tilde{\Gamma} + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + \\ & d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} - \tilde{d}_1 S_\Omega \tilde{\Omega} \text{Tanh}(S_\Omega \tilde{\Omega} / \varepsilon_{1\Omega}) - \tilde{d}_0 S_\Omega \text{Tanh}(S_\Omega / \varepsilon_{0\Omega}) \end{aligned} \quad (5.23)$$

Afin de déterminer les lois d'adaptation d_0 et d_1 , la fonction de Lyapunov est augmentée comme suit :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2\gamma_{d0}} \tilde{d}_0^2 + \frac{1}{2\gamma_{d1}} \tilde{d}_1^2 \quad (5.24)$$

La dérivée temporelle de (5.24) peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - \lambda_\Gamma S_\Omega \left(\int_0^t \tilde{\Gamma}(t) dt \right) \text{Tanh} \left(\lambda_\Gamma S_\Omega \int_0^t \tilde{\Gamma}(t) dt / \varepsilon_{2\Omega} \right) + S_\Omega \tilde{\Gamma} + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + \\ & d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} - \tilde{d}_1 S_\Omega \tilde{\Omega} \text{Tanh}(S_\Omega \tilde{\Omega} / \varepsilon_{1\Omega}) - \tilde{d}_0 S_\Omega \text{Tanh}(S_\Omega / \varepsilon_{0\Omega}) + \frac{1}{\gamma_{d0}} \tilde{d}_0 \dot{\tilde{d}}_0 + \frac{1}{\gamma_{d1}} \tilde{d}_1 \dot{\tilde{d}}_1 \end{aligned} \quad (5.25)$$

En considérant les lois d'adaptation $\dot{\tilde{d}}_0$ et $\dot{\tilde{d}}_1$ données par (5.16) et (5.17), alors (5.25) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - \lambda_\Gamma S_\Omega \left(\int_0^t \tilde{\Gamma}(\tau) d\tau \right) \text{Tanh} \left(\lambda_\Gamma S_\Omega \int_0^t \tilde{\Gamma}(\tau) d\tau / \varepsilon_{2\Omega} \right) + \\ & \lambda_\Gamma \left| S_\Omega \int_0^t \tilde{\Gamma}(\tau) d\tau \right| + S_\Omega S_\Gamma + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} - \sigma_{d0} \tilde{d}_0 \dot{\tilde{d}}_0 - \sigma_{d1} \tilde{d}_1 \dot{\tilde{d}}_1 \end{aligned} \quad (5.26)$$

En utilisant de nouveau la propriété (5.6), il vient :

$$\dot{V}_2 \leq -d_2 S_\Omega^2 + S_\Omega S_\Gamma + \bar{\varepsilon}_{2\Omega} + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} - \sigma_{d0} \tilde{d}_0 \dot{\tilde{d}}_0 - \sigma_{d1} \tilde{d}_1 \dot{\tilde{d}}_1 \quad (5.27)$$

Étape 2 : Calcul de la loi de commande u_{sq} .

Rappelons que l'erreur filtrée du couple est définie par :

$$S_\Gamma = \tilde{\Gamma}(t) + \lambda_\Gamma \int_0^t \tilde{\Gamma}(\tau) d\tau$$

A partir du modèle (5.5), nous pouvons écrire:

$$\begin{aligned} \dot{S}_\Gamma &= \dot{\tilde{\Gamma}}(t) + \lambda_\Gamma \tilde{\Gamma} \\ &= f_2' - \dot{\Gamma}^* + k_c \varphi_{rd} u_{sq} + \lambda_\Gamma \tilde{\Gamma} \\ &= h_2(\bar{x}_2) + k_c \varphi_{rd} u_{sq} - S_\Omega \end{aligned} \quad (5.28)$$

où $h_2(\bar{x}_2) = f_2' - \dot{\Gamma}^* + S_\Omega + \lambda_\Gamma \tilde{\Gamma}$.

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} S_\Gamma^2 \quad (5.29)$$

En utilisant (5.27) et (5.28), la dérivée temporelle de (5.29) s'écrit :

$$\dot{V}_3 \leq -d_2 S_\Omega^2 + \bar{\varepsilon}_{2\Omega} + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} - \sigma_{d0} \tilde{d}_0 d_0 - \sigma_{d1} \tilde{d}_1 d_1 + S_\Gamma h_2(\bar{x}_2) + k_c \varphi_{rd} u_{sq} \quad (5.30)$$

Suivant le théorème d'approximation universelle [WAN94], la fonction continue incertaine $h_2(\bar{x}_2)$ peut-être approcher par un système flou adaptatif comme suit :

$$\hat{h}_2(\bar{x}_2) = \theta_2^T \Psi_2(\bar{x}_2) \quad (5.31)$$

L'approximation optimale de $h_2(\bar{x}_2)$ est donnée par [WAN94] ou encore:

$$\begin{aligned} h_2(\bar{x}_2) &= \theta_2^{*T} \Psi_2(\bar{x}_2) + \varpi_2(\bar{x}_2) \\ &= -\tilde{\theta}_2^T \Psi_2(\bar{x}_2) + \theta_2^T \Psi_2(\bar{x}_2) + \varpi_2(\bar{x}_2) \end{aligned} \quad (5.32)$$

où $\tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \theta_2^*$ est le vecteur des erreurs d'estimation paramétrique, et θ_2^* est le vecteur des paramètres optimaux inconnus, et $\varpi_2(\bar{x}_2)$ est l'erreur d'approximation floue supposée bornée comme suit (WAN94; LIN02; RUS02, BOU08, BOU09b, BOU10, BOU11a; LIU11):

$$|\varpi_2(\bar{x}_2)| \leq \bar{\varpi}_2, \quad \forall \bar{x}_2 \in D_{\bar{x}_2}$$

où $\bar{\varpi}_2$ est une constante positive inconnue.

En utilisant (5.31) et (5.32), (5.30) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -d_2 S_\Omega^2 + \bar{\varepsilon}_{2\Omega} + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} - \sigma_{d0} \tilde{d}_0 d_0 - \sigma_{d1} \tilde{d}_1 d_1 - S_\Gamma \tilde{\theta}_2^T \Psi_2(\bar{x}_2) + \\ & S_\Gamma \theta_2^T \Psi_2(\bar{x}_2) + S_\Gamma \varpi_2(\bar{x}_2) + S_\Gamma k_c \varphi_{rd} u_{sq} \end{aligned} \quad (5.33)$$

Si nous choisissons la loi de commande u_{sq} donnée par le second terme de (5.12), nous pouvons écrire (5.33) comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 - S_\Gamma \tilde{\theta}_2^T \Psi_2(\bar{x}_2) + k_{22}^* |S_\Gamma| - k_{22} S_\Gamma \tanh(S_\Gamma / \varepsilon_{sq}) + \\ & \bar{\varepsilon}_{2\Omega} + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} - \sigma_{d0} \tilde{d}_0 d_0 - \sigma_{d1} \tilde{d}_1 d_1 \end{aligned} \quad (5.34)$$

où $k_{22}^* = \bar{\varpi}_2$.

En exploitant la propriété (5.6), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 + \bar{\varepsilon}_{2\Omega} + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} + k_{22}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - \sigma_{d0} \tilde{d}_0 d_0 - \sigma_{d1} \tilde{d}_1 d_1 + \\ & S_\Gamma \tilde{\theta}_2^T \Psi_2(\bar{x}_2) - \tilde{k}_{22} S_\Gamma \tanh(S_\Gamma / \varepsilon_{sq}) \end{aligned} \quad (5.35)$$

où $\tilde{k}_{22} = k_{22} - k_{22}^*$ et $\bar{\varepsilon}_{sq} = 0.2785 \varepsilon_{sq}$.

Afin de déterminer les lois d'adaptation des paramètres inconnus θ_2^* et k_{22}^* , nous définissons la fonction candidate de Lyapunov comme suit :

$$V_4 = V_3 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_2}} \tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 + \frac{1}{2\gamma_{k_2}} \tilde{k}_{22}^2 \quad (5.36)$$

Sa dérivée temporelle s'écrit comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 + \bar{\varepsilon}_{2\Omega} + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} + k_{22}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - \sigma_{d0} \tilde{d}_0 d_0 - \sigma_{d1} \tilde{d}_1 d_1 - \\ & S_\Gamma \tilde{\theta}_2^T \Psi_2(\bar{x}_2) - \tilde{k}_{22} S_\Gamma \text{Tanh}(S_\Gamma / \varepsilon_{sq}) + \frac{1}{\gamma_{\theta 2}} \tilde{\theta}_2^T \dot{\theta}_2 + \frac{1}{\gamma_{k2}} \tilde{k}_{22} \dot{k}_{22} \end{aligned} \quad (5.37)$$

Si nous choisissons les lois d'adaptation $\dot{\theta}_2$ et \dot{k}_{22} comme (5.13) et (5.14), il vient :

$$\dot{V}_4 \leq -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 + \bar{\varepsilon}_{2\Omega} + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} + k_{22}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - \sigma_{d0} \tilde{d}_0 d_0 - \sigma_{d1} \tilde{d}_1 d_1 - \sigma_{\theta 2} \tilde{\theta}_2^T \theta_2 - \sigma_{k2} \tilde{k}_{22} k_{22} \quad (5.38)$$

En utilisant la propriété suivante:

$$-\tilde{\Theta}^T \Theta \leq -\frac{1}{2} \|\tilde{\Theta}\|^2 + \frac{1}{2} \|\Theta^*\|^2 \quad (5.39)$$

où $\tilde{\Theta} = \Theta - \Theta^* \in R^m$ avec m est un entier positif,

L'expression (5.38) devient:

$$\dot{V}_4 \leq -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 - \frac{\sigma_{d0}}{2} \tilde{d}_0^2 - \frac{\sigma_{d1}}{2} \tilde{d}_1^2 - \frac{\sigma_{\theta 2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \frac{\sigma_{k2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 + \bar{\varepsilon}_2 \quad (5.40)$$

où

$$\bar{\varepsilon}_2 = \bar{\varepsilon}_{2\Omega} + d_0^* \bar{\varepsilon}_{0\Omega} + d_1^* \bar{\varepsilon}_{1\Omega} + k_{22}^* \bar{\varepsilon}_{sq} + \frac{\sigma_{d0}}{2} d_0^{*2} + \frac{\sigma_{d1}}{2} d_1^{*2} + \frac{\sigma_{\theta 2}}{2} \|\theta_2^*\|^2 + \frac{\sigma_{k2}}{2} k_{22}^{*2}$$

Étape 3 : Calcul des lois de commande u_{sd} , u_{rd} et u_{rq}

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V_5 = V_4 + \frac{1}{2} S_{sd}^2 + \frac{1}{2} S_{rd}^2 + \frac{1}{2} S_{rq}^2 \quad (5.41)$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 - \frac{\sigma_{d0}}{2} \tilde{d}_0^2 - \frac{\sigma_{d1}}{2} \tilde{d}_1^2 - \frac{\sigma_{\theta 2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \frac{\sigma_{k2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 + \bar{\varepsilon}_2 + S_{sd} \dot{S}_{sd} + \\ & S_{rd} \dot{S}_{rd} + S_{rq} \dot{S}_{rq} \end{aligned} \quad (5.42)$$

En utilisant (5.5) et (5.7)-(5.9), les dynamiques des erreurs filtrées s'écrivent :

$$\begin{aligned} \dot{S}_{sd} &= f_1 + u_{sd} + \lambda_{sd} \tilde{\varphi}_{sd} - \dot{\varphi}_{sd}^* \\ \dot{S}_{rd} &= f_3 + u_{rd} + \lambda_{rd} \tilde{\varphi}_{rd} - \dot{\varphi}_{rd}^* \\ \dot{S}_{rq} &= f_4 + u_{rq} + \lambda_{rq} \tilde{\varphi}_{rq} - \dot{\varphi}_{rq}^* \end{aligned} \quad (5.43)$$

En insérant (5.43) dans (5.42), nous obtenons:

$$\dot{V}_5 \leq -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 - \frac{\sigma_{d0}}{2} \tilde{d}_0^2 - \frac{\sigma_{d1}}{2} \tilde{d}_1^2 - \frac{\sigma_{\theta 2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \frac{\sigma_{k2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 + \bar{\epsilon}_2 + S_{sd}(h_1(\bar{x}_1) + u_{sd}) + S_{rd}(h_3(\bar{x}_3) + u_{rd}) + S_{rq}(h_4(\bar{x}_4) + u_{rq}) \quad (5.44)$$

où

$$\begin{aligned} h_1(\bar{x}_1) &= f_1 + \lambda_{sd} \tilde{\varphi}_{sd} - \dot{\varphi}_{sd}^* \\ h_3(\bar{x}_3) &= f_3 + \lambda_{rd} \tilde{\varphi}_{rd} - \dot{\varphi}_{rd}^* \\ h_4(\bar{x}_4) &= f_4 + \lambda_{rq} \tilde{\varphi}_{rq} - \dot{\varphi}_{rq}^* \end{aligned}$$

Les fonctions continues incertaines $h_i(\bar{x}_i)$ (pour $i=1,3$ et 4) peuvent être approchées par des systèmes flous adaptatifs comme suit :

$$h_i(\bar{x}_i) = \theta_i^T \Psi_i(\bar{x}_i) \quad (5.45)$$

Suivant le théorème d'approximation universelle [WAN94], nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} h_i(\bar{x}_i) &= \theta_i^{*T} \Psi_i(\bar{x}_i) + \varpi_i(\bar{x}_i) \text{ pour } i = 1,3,4 \\ &= -\tilde{\theta}_i^T \Psi_i(\bar{x}_i) + \theta_i^T \Psi_i(\bar{x}_i) + \varpi_i(\bar{x}_i) \end{aligned} \quad (5.46)$$

où $\tilde{\theta}_i = \theta_i - \theta_i^*$ (pour $i=1,3$ et 4) sont les vecteurs des erreurs d'estimation paramétrique, et θ_i^* sont les vecteurs des paramètres optimaux inconnus. Les erreurs d'approximation $\varpi_i(\bar{x}_i)$ sont bornées comme suit :

$$|\varpi_i(\bar{x}_i)| \leq \bar{\omega}_i, \quad \forall \bar{x}_i \in D_{\bar{x}_i}$$

où $\bar{\omega}_i$ sont des constantes positives inconnues.

En choisissant les lois de commande (u_{sd}, u_{rd}, u_{rq}) données par (5.12), et en utilisant (5.46), (5.44) devient:

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 - \frac{\sigma_{d0}}{2} \tilde{d}_0^2 - \frac{\sigma_{d1}}{2} \tilde{d}_1^2 - \frac{\sigma_{\theta 2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \frac{\sigma_{k2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 + \bar{\epsilon}_2 - S_{sd} \tilde{\theta}_1^T \Psi_1(\bar{x}_1) + \\ & k_{12}^* |S_{sd}| - k_{11} S_{sd}^2 - S_{sd} k_{12} \text{Tanh}(S_{sd}/\epsilon_{sd}) - S_{rd} \tilde{\theta}_3^T \Psi_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* |S_{rd}| - \\ & k_{31} S_{rd}^2 - S_{rd} k_{32} \text{Tanh}(S_{rd}/\epsilon_{rd}) - S_{rq} \tilde{\theta}_4^T \Psi_4(\bar{x}_4) + k_{42}^* |S_{rq}| - k_{41} S_{rq}^2 - \\ & S_{rq} k_{42} \text{Tanh}(S_{rq}/\epsilon_{rq}) \end{aligned} \quad (5.47)$$

où $k_{12}^* = \bar{\omega}_1$, $k_{32}^* = \bar{\omega}_3$, et $k_{42}^* = \bar{\omega}_4$.

En utilisant la propriété (5.6), nous pouvons écrire (5.47) comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 - \frac{\sigma_{d0}}{2} \tilde{d}_0^2 - \frac{\sigma_{d1}}{2} \tilde{d}_1^2 - \frac{\sigma_{\theta 2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \frac{\sigma_{k2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 + \bar{\epsilon}_2 - k_{11} S_{sd}^2 - \\ & k_{31} S_{rd}^2 - k_{41} S_{rq}^2 - S_{sd} \tilde{\theta}_1^T \Psi_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\epsilon}_{sd} - S_{sd} \tilde{k}_{12} \text{Tanh}(S_{sd}/\epsilon_{sd}) - \\ & S_{rd} \tilde{\theta}_3^T \Psi_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* \bar{\epsilon}_{rd} - S_{rd} \tilde{k}_{32} \text{Tanh}(S_{rd}/\epsilon_{rd}) - S_{rq} \tilde{\theta}_4^T \Psi_4(\bar{x}_4) + k_{42}^* \bar{\epsilon}_{rq} - \\ & S_{rq} \tilde{k}_{42} \text{Tanh}(S_{rq}/\epsilon_{rq}) \end{aligned} \quad (5.48)$$

où $\tilde{k}_{12} = k_{12} - k_{12}^*$, $\tilde{k}_{32} = k_{32} - k_{32}^*$, $\tilde{k}_{42} = k_{42} - k_{42}^*$, et $\bar{\epsilon}_{sd} = 0.2785 \epsilon_{sd}$, $\bar{\epsilon}_{rd} = 0.2785 \epsilon_{rd}$, $\bar{\epsilon}_{rq} = 0.2785 \epsilon_{rq}$.

Afin de déterminer des lois d'adaptation pour estimer les paramètres inconnus $(k_{12}^*, k_{32}^*, k_{42}^*)$ et les vecteurs des paramètres inconnus $(\theta_1^*, \theta_3^*, \theta_4^*)$, nous définissons la fonction candidate de Lyapunov suivante:

$$V_6 = V_5 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_1}} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2\gamma_{k_1}} \tilde{k}_{12}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_3}} \tilde{\theta}_3^T \tilde{\theta}_3 + \frac{1}{2\gamma_{k_3}} \tilde{k}_{32}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_4}} \tilde{\theta}_4^T \tilde{\theta}_4 + \frac{1}{2\gamma_{k_4}} \tilde{k}_{42}^2 \quad (5.49)$$

La dérivée temporelle de (5.49) est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V}_6 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 - \frac{\sigma_{d0}}{2} \tilde{d}_0^2 - \frac{\sigma_{d1}}{2} \tilde{d}_1^2 - \frac{\sigma_{\theta_2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \frac{\sigma_{k_2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 + \bar{\epsilon}_2 - k_{11} S_{sd}^2 - \\ & k_{31} S_{rd}^2 - k_{41} S_{rq}^2 - S_{sd} \tilde{\theta}_1^T \Psi_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\epsilon}_{sd} - S_{sd} \tilde{k}_{12} \text{Tanh}(S_{sd}/\epsilon_{sd}) - \\ & S_{rd} \tilde{\theta}_3^T \Psi_3 + k_{32}^* \bar{\epsilon}_{rd} - S_{rd} \tilde{k}_{32} \text{Tanh}(S_{rd}/\epsilon_{rd}) - S_{rq} \tilde{\theta}_4^T \Psi_4(\bar{x}_4) + k_{42}^* \bar{\epsilon}_{rq} - \\ & S_{rq} \tilde{k}_{42} \text{Tanh}(S_{rq}/\epsilon_{rq}) + \frac{1}{\gamma_{\theta_1}} \tilde{\theta}_1^T \dot{\theta}_1 + \frac{1}{\gamma_{k_1}} \tilde{k}_{12} \dot{k}_{12} + \frac{1}{\gamma_{\theta_3}} \tilde{\theta}_3^T \dot{\theta}_3 + \frac{1}{\gamma_{k_3}} \tilde{k}_{32} \dot{k}_{32} + \\ & \frac{1}{\gamma_{\theta_4}} \tilde{\theta}_4^T \dot{\theta}_4 + \frac{1}{\gamma_{k_4}} \tilde{k}_{42} \dot{k}_{42} \end{aligned} \quad (5.50)$$

En choisissant les lois d'adaptation $\dot{\theta}_1, \dot{\theta}_3, \dot{\theta}_4, \dot{k}_{12}, \dot{k}_{32}, \dot{k}_{42}$ comme (5.13) et (5.14), il vient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_6 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 - \frac{\sigma_{d0}}{2} \tilde{d}_0^2 - \frac{\sigma_{d1}}{2} \tilde{d}_1^2 - \frac{\sigma_{\theta_2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \frac{\sigma_{k_2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 - k_{11} S_{sd}^2 - k_{31} S_{rd}^2 - \\ & k_{41} S_{rq}^2 - \sigma_{\theta_1} \tilde{\theta}_1^T \theta_1 - \sigma_{k_1} k_{12} \tilde{k}_{12} - \sigma_{\theta_3} \tilde{\theta}_3^T \theta_3 - \sigma_{k_3} k_{32} \tilde{k}_{32} - \sigma_{\theta_4} \tilde{\theta}_4^T \theta_4 - \\ & \sigma_{k_4} k_{42} \tilde{k}_{42} + \bar{\epsilon}_2 + k_{12}^* \bar{\epsilon}_{sd} + k_{32}^* \bar{\epsilon}_{rd} + k_{42}^* \bar{\epsilon}_{rq} \end{aligned} \quad (5.51)$$

En utilisant la propriété (5.39), nous obtenons:

$$\begin{aligned} \dot{V}_6 \leq & -d_2 S_\Omega^2 - k_{21} S_\Gamma^2 - k_{11} S_{sd}^2 - k_{31} S_{rd}^2 - k_{41} S_{rq}^2 - \frac{\sigma_{d0}}{2} \tilde{d}_0^2 - \frac{\sigma_{d1}}{2} \tilde{d}_1^2 - \frac{\sigma_{\theta_2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \\ & \frac{\sigma_{k_2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 - \frac{\sigma_{\theta_3}}{2} \|\tilde{\theta}_3\|^2 - \frac{\sigma_{k_3}}{2} \tilde{k}_{32}^2 - \frac{\sigma_{\theta_4}}{2} \|\tilde{\theta}_4\|^2 - \frac{\sigma_{k_4}}{2} \tilde{k}_{42}^2 + \\ & \bar{\epsilon}_1 + \bar{\epsilon}_2 + \bar{\epsilon}_3 + \bar{\epsilon}_4 \end{aligned} \quad (5.52)$$

où

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_1 &= \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\theta_1^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_1}}{2} (k_{12}^*)^2 + k_{12}^* \bar{\epsilon}_{sd} \\ \bar{\epsilon}_3 &= \frac{\sigma_{\theta_3}}{2} \|\theta_3^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_3}}{2} (k_{32}^*)^2 + k_{32}^* \bar{\epsilon}_{rd}, \\ \bar{\epsilon}_4 &= \frac{\sigma_{\theta_4}}{2} \|\theta_4^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_4}}{2} (k_{42}^*)^2 + k_{42}^* \bar{\epsilon}_{rq} \end{aligned}$$

Finalement, nous pouvons écrire (5.52) comme suit :

$$\dot{V}_6 \leq -\eta V_6 + \mu \quad (5.53)$$

où : $\mu = \bar{\epsilon}_1 + \bar{\epsilon}_2 + \bar{\epsilon}_3 + \bar{\epsilon}_4$

$$\eta = \min \left\{ \frac{2d_2}{j}, 2k_{11}, 2k_{21}, 2k_{31}, 2k_{41}, \sigma_{d0}\gamma_{d0}, \sigma_{d1}\gamma_{d1}, \sigma_{\theta_1}\gamma_{\theta_1}, \sigma_{\theta_2}\gamma_{\theta_2}, \sigma_{\theta_3}\gamma_{\theta_3}, \sigma_{\theta_4}\gamma_{\theta_4}, \eta_k \right\}$$

avec : $\eta_k = \min\{\sigma_{k_1}\gamma_{k_1}, \sigma_{k_2}\gamma_{k_2}, \sigma_{k_3}\gamma_{k_3}, \sigma_{k_4}\gamma_{k_4}\}$

En multipliant (5.53) par $e^{\eta t}$, nous obtenons:

$$\frac{d}{dt}(e^{\eta t}V_6) \leq \mu e^{\eta t} \quad (5.54)$$

En intégrant (5.54) sur $[0, t]$, il vient:

$$0 \leq V_6(t) \leq \frac{\mu}{\eta} + \left(V_6(0) - \frac{\mu}{\eta}\right)e^{-\eta t} \quad (5.55)$$

Par conséquent, $V_6(t)$ est borné. Ainsi, tous les signaux du système en boucle fermée sont uniformément ultiment bornés, les erreurs filtrées, les erreurs de poursuite ainsi que les erreurs d'estimation des paramètres convergent vers un ensemble compact dont le rayon est ajustable et donc, peut être rendu arbitrairement petit.

Remarque 1 : μ peut être choisi arbitrairement et η dépend des paramètres de conception. Alors, en augmentant η et en diminuant μ , nous pouvons garantir que les toutes les erreurs de poursuite convergent exponentiellement vers un voisinage de zéro.

La Figure 5.2 montre le schéma bloc de la commande floue adaptative de la MADA avec deux convertisseurs.

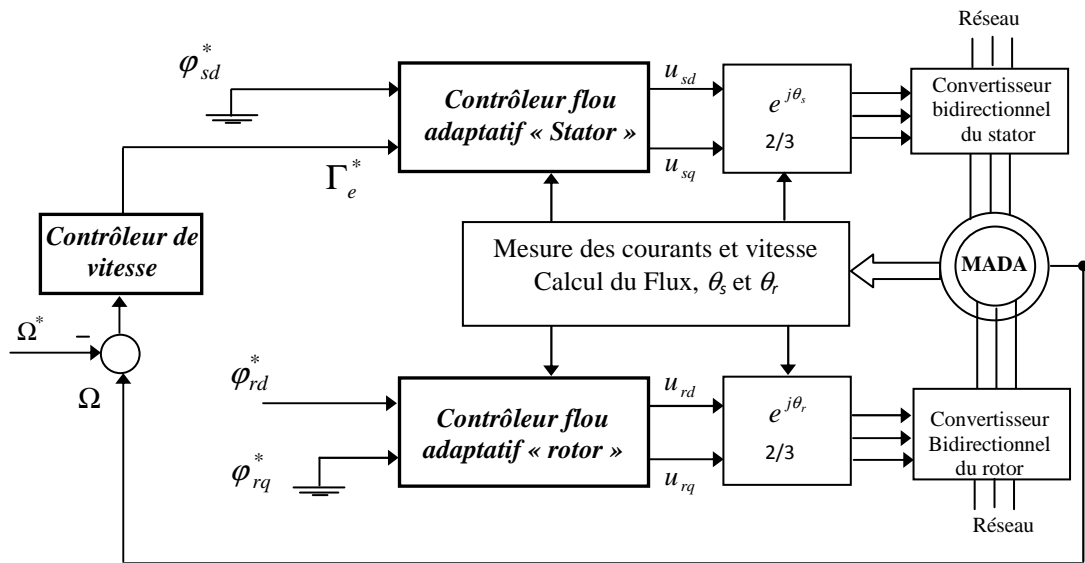


Figure 5.2: Schéma bloc de la commande floue adaptative de la MADA avec deux convertisseurs.

5.4 Résultats de simulation

Dans cette partie nous présentons les résultats de simulation du schéma de commande floue adaptative développé pour la MADA avec deux convertisseurs. Les performances de la commande floue adaptative sont comparées avec celles d'une commande par linéarisation présentée en annexe B. Les paramètres de la MADA utilisée pour la simulation sont donnés en annexes C. Les paramètres de conception sont : $\lambda_{sd} = 1, \lambda_{rd} = 1, \lambda_{rq} = 1, \lambda_{\Omega} = 1, \lambda_{\Gamma} = 1, d_2 = 4, k_{11} = k_{21} = k_{31} = k_{41} = 2,$

$$\sigma_{\theta_1} = \sigma_{\theta_2} = \sigma_{\theta_3} = \sigma_{\theta_4} = 10^{-3}, \gamma_{\theta_1} = \gamma_{\theta_2} = \gamma_{\theta_3} = \gamma_{\theta_4} = 100, \sigma_{k_1} = \sigma_{k_2} = \sigma_{k_3} = \sigma_{k_4} = 10^{-5}, \gamma_{k_1} = \gamma_{k_2} = \gamma_{k_3} = \gamma_{k_4} = 10^{-1}, \sigma_{d_0} = \sigma_{d_1} = 10^{-4}, \gamma_{d_0} = \gamma_{d_1} = 0.5.$$

Nous rappelons que les systèmes flous $\theta_1^T \Psi_1(\bar{x}_1)$, $\theta_2^T \Psi_2(\bar{x}_2)$, $\theta_3^T \Psi_3(\bar{x}_3)$ et $\theta_4^T \Psi_4(\bar{x}_4)$ ont respectivement les quatre vecteurs : $\bar{x}_1 = [\varphi_{sd}, \varphi_{rd}, \varphi_{sq}]^T$, $\bar{x}_2 = [\dot{\Gamma}_e^*, \varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}, \tilde{\Omega}]^T$, $\bar{x}_3 = [\varphi_{sd}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}]^T$, $\bar{x}_4 = [\varphi_{sq}, \varphi_{rq}, \varphi_{rd}]^T$ comme entrée. Pour chaque variable d'entrée, nous définissons trois fonctions d'appartenance (une de forme triangulaire et deux de forme trapézoïdale) uniformément distribuées sur les intervalles : $[-1,1]$ pour les variables ($\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}$ et φ_{rq}), $[-50,50]$ pour la variable $\tilde{\Omega}$ et $[-200,200]$ pour $\dot{\Gamma}_e^*$.

Pour les deux lois de commande, nous discutons le comportement de la MADA dans les deux cas suivants :

- **Cas.1** Test avec les paramètres nominaux de la MADA (voir annexe C).
- **Cas.2** Test de robustesse:

Les incertitudes paramétriques sont :

$$R_s = 2 \times R_s, R_r = 2 \times R_r \text{ à } t = 0.4s,$$

$$M = 0.70 \times M \text{ à } t = 0.7s,$$

$$J = 2 \times J \text{ et } \Gamma_l = 10Nm \text{ à } t = 0.6s \text{ et } t = 0.8s \text{ respectivement.}$$

Les incertitudes fonctionnelles (supposées inconnues) sur le modèle sont choisies telles que:

$$\Delta f_1 = 2\varphi_{sd} + 3\varphi_{sq}, \Delta f_2 = \varphi_{sd} + 3\varphi_{sq}, \Delta f_3 = 4\varphi_{rd} \text{ et } \Delta f_4 = 3\varphi_{rq}.$$

Cas1 : Les résultats de simulation dans le cas 1 des deux schémas de commande de la MADA, à savoir, la commande par linéarisation et la commande floue adaptative sont illustrés respectivement dans les Figures 5.3, 5.4, 5.5 et 5.6. Les performances des deux schémas de commande en termes de poursuite sont très satisfaisantes. Les réponses des flux montrent clairement le processus de découplage réalisé par la double orientation des flux. Quant aux tensions statoriques et rotoriques, elles restent dans leurs limites admissibles. Toutefois, il est à noter que les performances de la commande floue adaptative sont nettement meilleures aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent.

Cas 2 : Les résultats de simulation dans le cas 2 de la commande par linéarisation et la commande floue adaptative sont illustrés respectivement dans les Figures 5.7, 5.8, 5.9 et 5.10 pour le cas 2. La supériorité du schéma de commande floue adaptative par rapport au schéma de commande par linéarisation est bien évidente. Contrairement à la commande par linéarisation, la commande floue adaptative proposée montre de très hautes performances de poursuite en couple et en vitesse. Malgré la présence de perturbations et d'incertitudes (paramétriques et fonctionnelles) sur la MADA, les contraintes de la double orientation des flux nécessaire à un bon découplage sont bien respectées. Notons que ces performances sont réalisées avec un effort de commande admissible comme le montrent les Figures 5.9 c et 5.9 d.

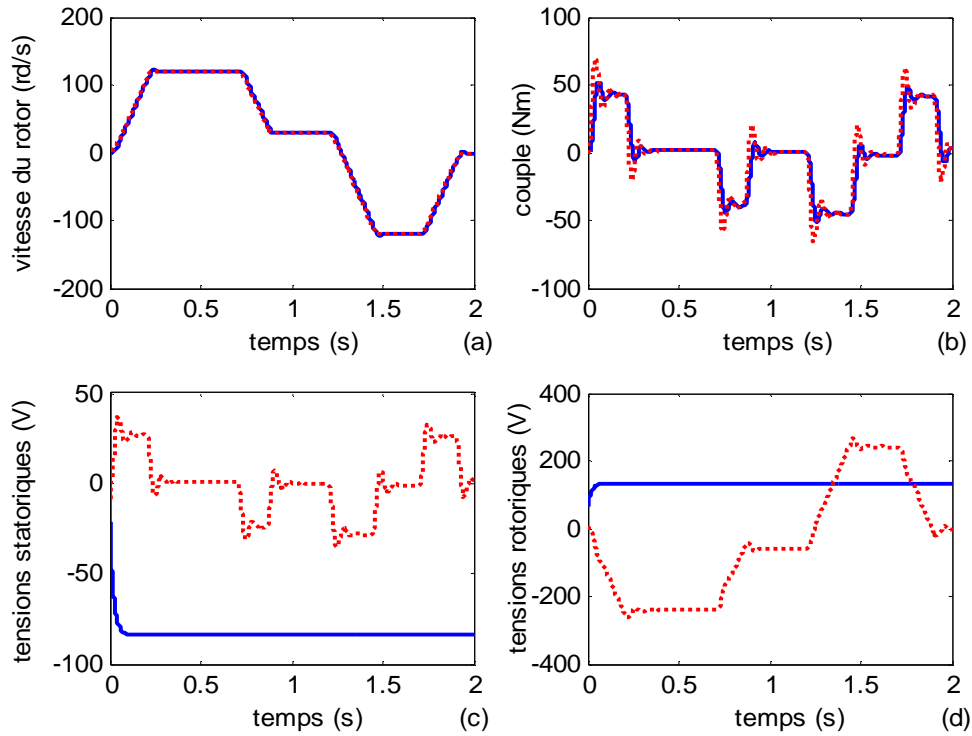


Figure 5.3: Résultats de la commande par linéarisation dans le cas 1. (a) Ω (trait continu) et Ω^* (trait pointillé), (b) Γ_e (trait continu) et Γ_e^* (trait pointillé), (c) u_{sd} (trait continu) et u_{sq} (trait pointillé), (d) u_{rd} (trait continu) et u_{rq} (trait pointillé).

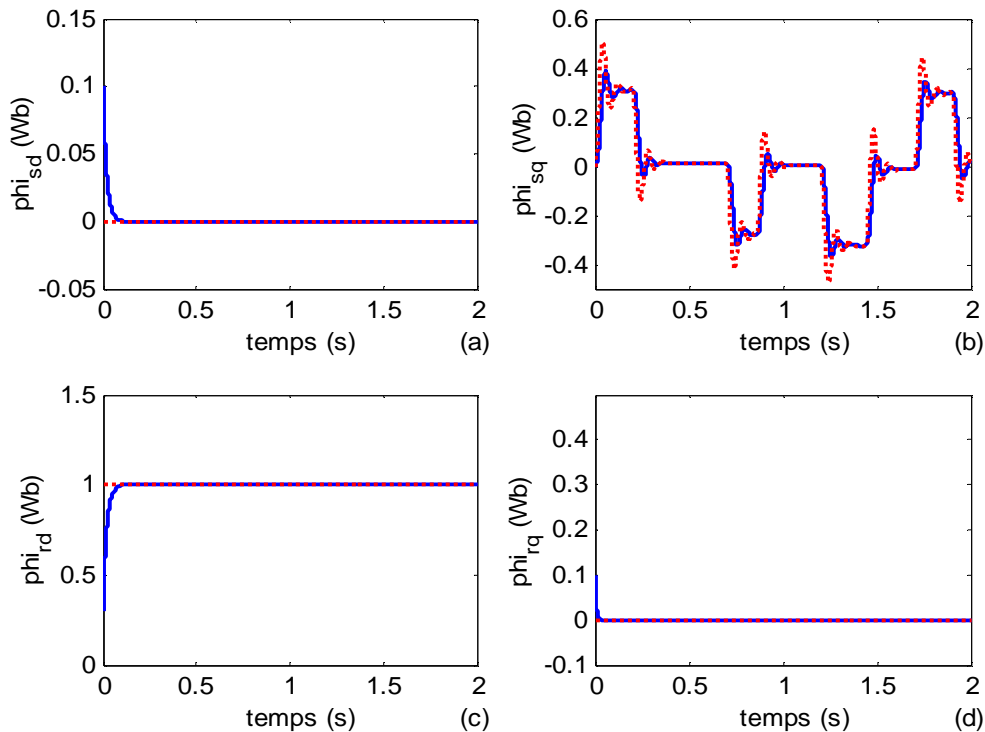


Figure 5.4: Résultats de la commande par linéarisation dans le cas 1. (a) φ_{sd} (trait continu) et φ_{sd}^* (trait pointillé), (b) φ_{sq} (trait continu) et φ_{sq}^* (trait pointillé), (c) φ_{rd} (trait continu) et φ_{rd}^* (trait pointillé), (d) φ_{rq} (trait continu) et φ_{rq}^* (trait pointillé).

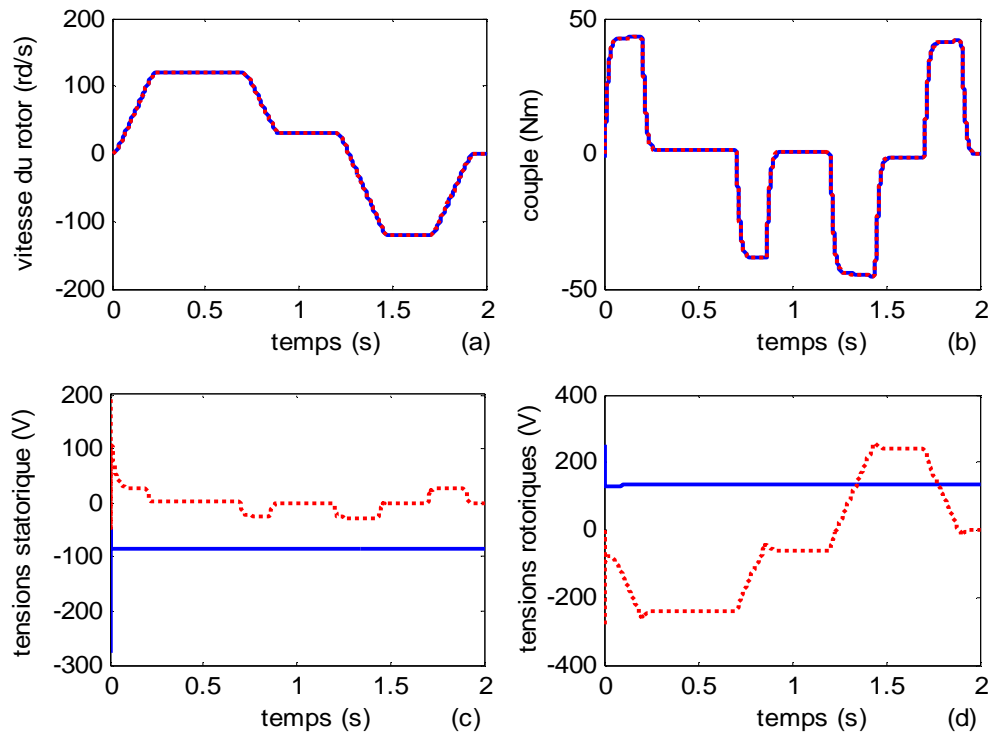


Figure 5.5: Résultats de la commande floue adaptative dans le cas 1. (a) Ω (trait continu) et Ω^* (trait pointillé), (b) Γ_e (trait continu) et Γ_e^* (trait pointillé), (c) u_{sd} (trait continu) et u_{sq}^* (trait pointillé), (d) u_{rd} (trait continu) et u_{rq}^* (trait pointillé).

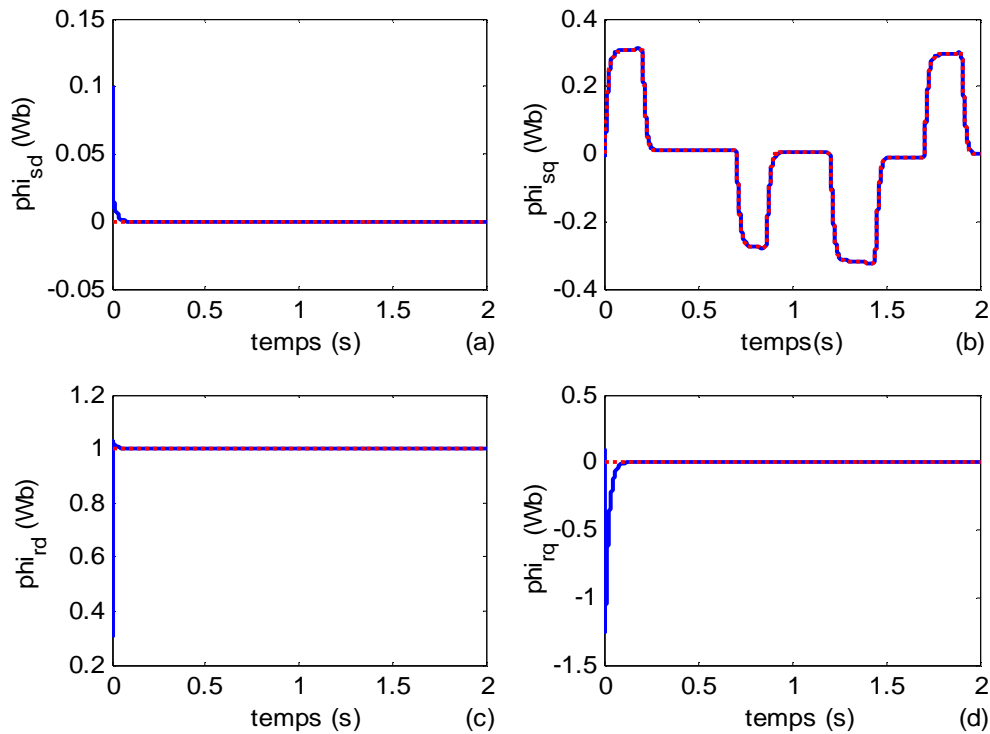


Figure 5.6: Résultats de la commande floue adaptative dans le cas 1. (a) φ_{sd} (trait continu) et φ_{sd}^* (trait pointillé), (b) φ_{sq} (trait continu) et φ_{sq}^* (trait pointillé), (c) φ_{rd} (trait continu) et φ_{rd}^* (trait pointillé), (d) φ_{rq} (trait continu) et φ_{rq}^* (trait pointillé).

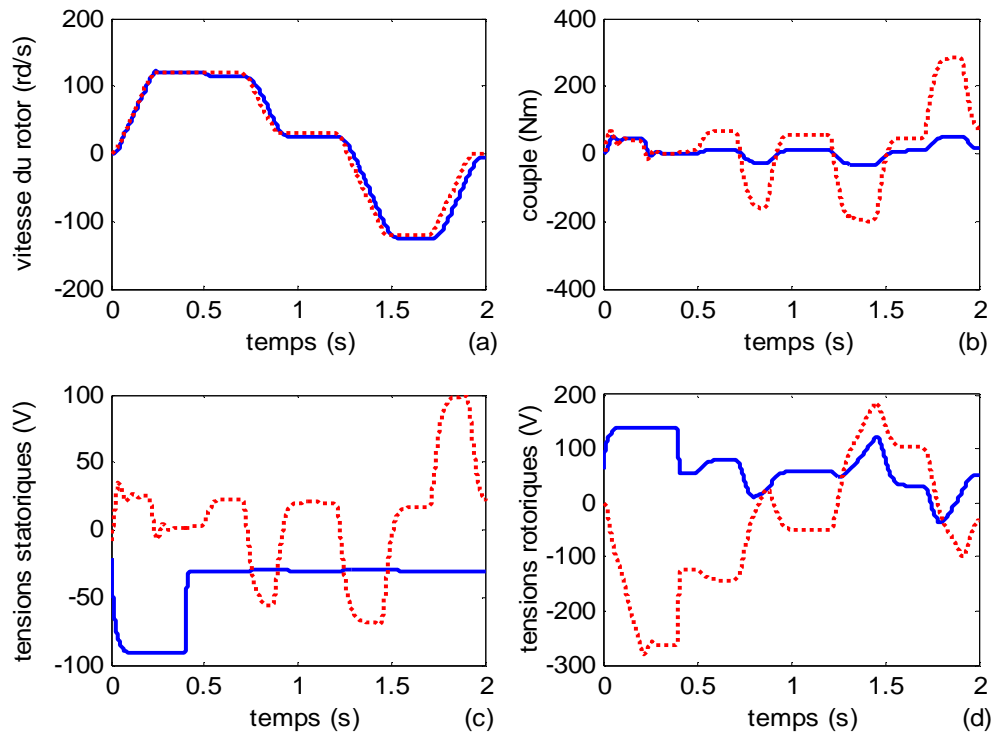


Figure 5.7: Résultats de la commande par linéarisation dans le cas 2. (a) Ω (trait continu) et Ω^* (trait pointillé), (b) Γ_e (trait continu) et Γ_e^* (trait pointillé), (c) u_{sd} (trait continu) et u_{sq} (trait pointillé), (d) u_{rd} (trait continu) et u_{rq} (trait pointillé).

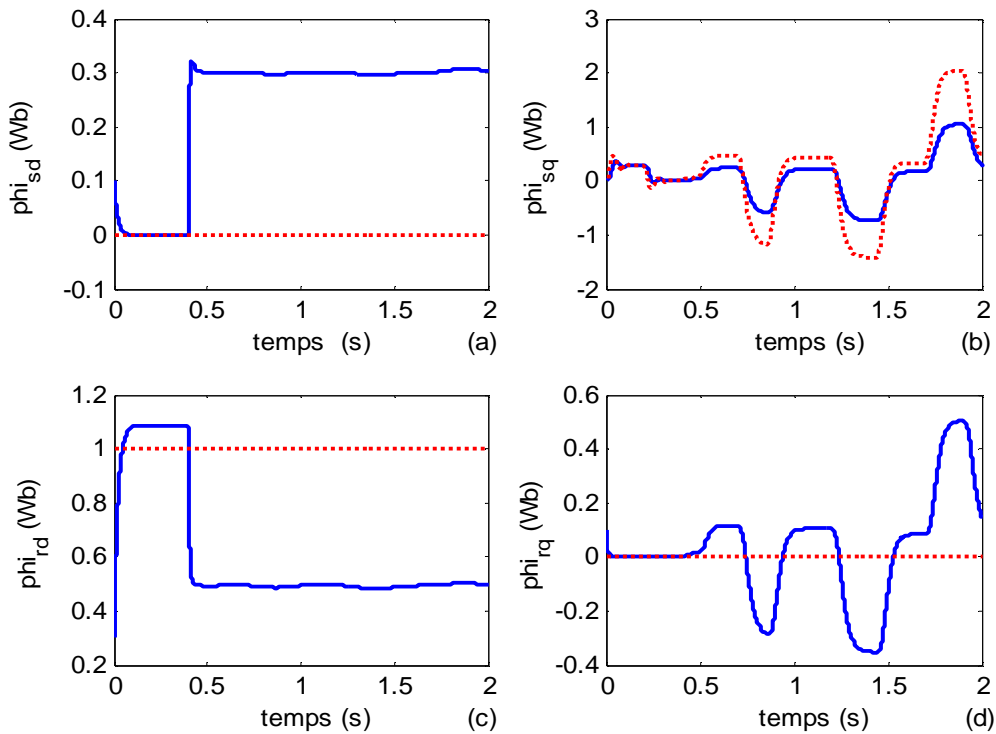


Figure 5.8: Résultats de la commande par linéarisation dans le cas 2. (a) φ_{sd} (trait continu) et φ_{sd}^* (trait pointillé), (b) φ_{sq} (trait continu) et φ_{sq}^* (trait pointillé), (c) φ_{rd} (trait continu) et φ_{rd}^* (trait pointillé), (d) φ_{rq} (trait continu) et φ_{rq}^* (trait pointillé).

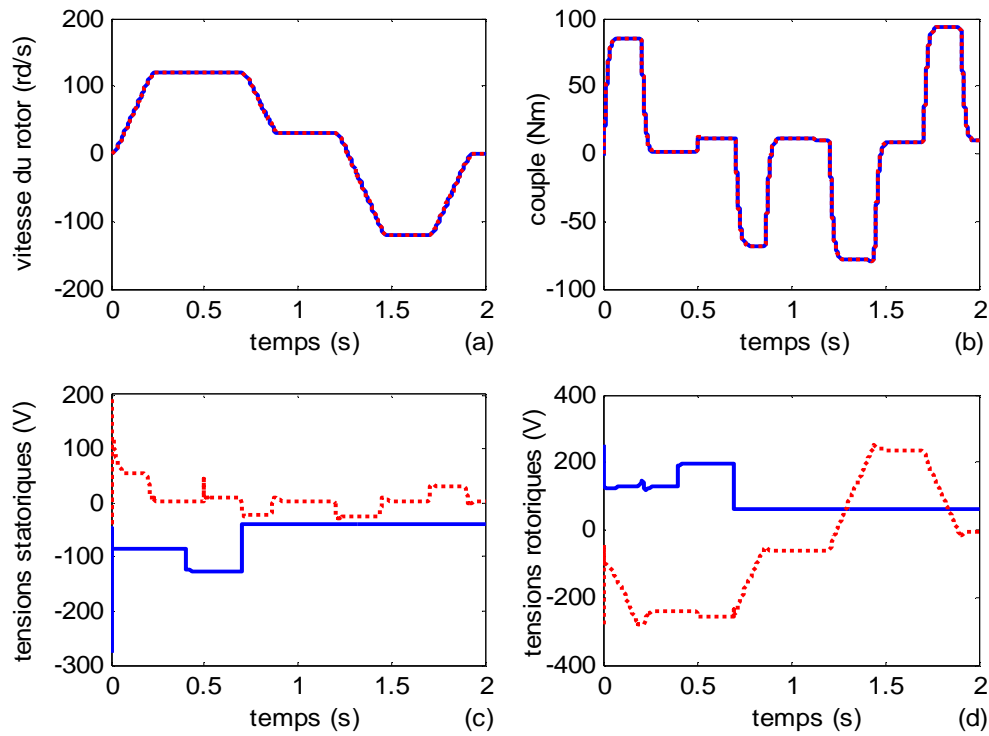


Figure 5.9: Résultats de la commande floue adaptative dans le cas 2. (a) Ω (trait continu) et Ω^* (trait pointillé), (b) Γ_e (trait continu) et Γ_e^* (trait pointillé), (c) u_{sd} (trait continu) et u_{sq} (trait pointillé), (d) u_{rd} (trait continu) et u_{rq} (trait pointillé).

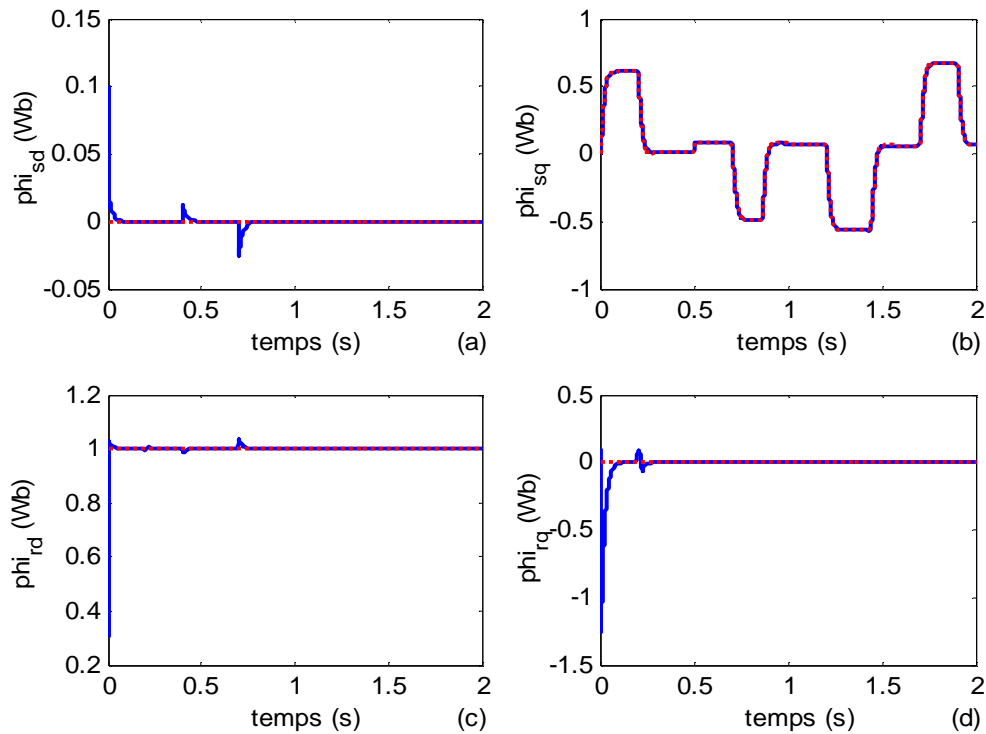


Figure 5.10: Résultats de la commande floue adaptative dans le cas 2. (a) φ_{sd} (trait continu) et φ_{sd}^* (trait pointillé), (b) φ_{sq} (trait continu) et φ_{sq}^* (trait pointillé), (c) φ_{rd} (trait continu) et φ_{rd}^* (trait pointillé), (d) φ_{rq} (trait continu) et φ_{rq}^* (trait pointillé).

Les tableaux 5.2 et 5.3 montrent une comparaison numérique entre les performances de poursuite (erreur quadratique moyenne (MSE) de la vitesse, du couple et des flux) des deux schémas de commande dans les deux cas présentés en simulation. En absence de perturbations et d'incertitudes sur le modèle (cas 1), la commande floue adaptative (CFA) donne des résultats nettement meilleurs par rapport à la commande par linéarisation (CL). En présence d'incertitudes (cas 2), les performances de poursuite de la commande par linéarisation se dégradent considérablement, alors que la commande floue adaptative garde pratiquement les mêmes performances.

Méthode \ MSE	$\tilde{\Omega}$	$\tilde{\Gamma}_e$	$\tilde{\varphi}_{sd}$	$\tilde{\varphi}_{sq}$	$\tilde{\varphi}_{rd}$	$\tilde{\varphi}_{rq}$
<i>CL</i>	7.83	107.2	5.0×10^{-5}	5.3×10^{-3}	2.5×10^{-3}	1.8×10^{-3}
<i>CFA</i>	0.02	0.09	3.5×10^{-6}	1.1×10^{-5}	3.2×10^{-4}	1.0×10^{-3}

Tableau.5.2 : Comparaison numérique des deux schémas de commande dans le cas1.

Méthode \ MSE	$\tilde{\Omega}$	$\tilde{\Gamma}_e$	$\tilde{\varphi}_{sd}$	$\tilde{\varphi}_{sq}$	$\tilde{\varphi}_{rd}$	$\tilde{\varphi}_{rq}$
<i>CL</i>	47.5	2.4×10^3	5.6×10^{-2}	4.4×10^{-2}	1.3×10^{-1}	3.1×10^{-2}
<i>CFA</i>	0.03	0.10	7.9×10^{-6}	1.0×10^{-5}	3.2×10^{-4}	1.2×10^{-2}

Tableau.5.3 : Comparaison numérique des deux schémas de commande dans le cas2.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une loi de commande floue adaptative pour la MADA contrôlée à travers ses deux armatures ; stator et rotor. La commande proposée est capable d'assurer de très bonnes performances statiques et dynamiques tout en garantissant la stabilité du système en boucle fermée dans le sens que tous les signaux impliqués dans la boucle fermée soient uniformément ultiment bornés et que toutes les erreurs convergent vers un voisinage de zéro. Dans cette approche, des systèmes flous sont exploités pour approcher les dynamiques non linéaires supposées incertaines de la MADA. L'approche du backstepping est utilisée pour déduire la loi de commande ainsi que la loi d'adaptation et la fonction de Lyapunov associées. La robustesse vis-à-vis d'éventuelles erreurs d'approximation floue est assurée en ajoutant un terme de commande de type quasi-mode glissant. L'étude réalisée en simulation sur une MADA de 4Kw a mis en évidence l'efficacité et l'apport de la loi de commande proposée en comparaison avec la commande par linéarisation considérée comme une commande de référence. La supériorité de la commande proposée est clairement montrée surtout en présence de différents types d'incertitudes et de perturbations pouvant affecter la machine lors de son fonctionnement.

Conclusion générale

L'objectif principal des travaux présentés dans cette thèse est d'apporter une contribution à la commande non linéaire de la MADA à vitesse variable. En effet, la MADA est un système multivariable non linéaire, couplé pour lequel les modèles disponibles sont approximatifs et ont des paramètres variables selon le point de fonctionnement. Partant de ce constat, il a été question de développer des structures de commande bien élaborées pouvant assurer la stabilité du système bouclé et la robustesse vis-à-vis les différents types d'incertitudes. Ainsi, notre choix s'est porté sur la commande floue adaptative compte tenu de ses avantages et son efficacité prouvée pour différentes classes de systèmes non linéaires.

Dans *le premier chapitre*, nous avons présenté une étude bibliographique retraçant les différentes stratégies de commande linéaires et non linéaires proposées pour la commande de la MADA. La diversité des travaux réalisés atteste du grand intérêt accordé à cette machine en tant que moteur pour certaines applications de grande puissance ou en tant que génératrice dans un système de conversion d'énergie éolienne ou hydraulique.

Deux configurations sont considérées, la première dite MADA simple dans laquelle la machine est alimentée à travers un convertisseur au rotor, alors que le stator est directement connecté au réseau. Le principal avantage de cette solution est que le convertisseur utilisé n'est dimensionné que pour le tiers de la puissance nominale de la MADA. L'application majoritairement visée est le fonctionnement générateur, notamment, dans la conversion de l'énergie éolienne. En ce qui concerne le fonctionnement en mode moteur, cette solution est suggérée pour les systèmes de grande puissance où la variation de vitesse est relativement faible telle que les applications de pompage, ventilation et forage, etc.

La deuxième configuration est une MADA dont le stator et le rotor sont reliés à deux convertisseurs indépendants. Plusieurs travaux suggèrent cette solution pour réaliser des entraînements de hautes performances dédiés à des applications industrielles de très grande puissance avec une large plage de variation de vitesse, telle que la traction ferroviaire, la propulsion maritime, le laminage, les enrouleurs dérouleurs, etc.

A lumière de ces constatations, nous avons orienté notre étude sur l'utilisation de la MADA en mode moteur à vitesse variable. Compte tenu des avantages que présente chacune des deux configurations de cette machine, il nous a paru intéressant d'étudier les deux cas.

Dans *le deuxième chapitre*, après avoir introduit le modèle de la MADA exprimé dans le repère tournant diphasé dq , nous avons opté pour un modèle d'état regroupant les flux en plus de la vitesse de rotation de la machine. Ensuite, nous avons développé deux schémas de commande linéaire basés sur l'orientation du flux de la MADA,

chacun concerne une configuration. L'objectif est le contrôle indépendant de la vitesse (puissance active) et du flux statorique (puissance réactive). Des résultats de simulation sont présentés. En absence de perturbations et variations paramétriques, les performances obtenues avec les deux schémas sont satisfaisantes. A noter que par rapport la première configuration, la solution utilisant deux convertisseurs permet de contrôler la MADA avec de hautes performances dynamiques et statiques sur une large plage de variation de vitesse. Les résultats montrent également les limites de la commande linéaire à base de régulateurs PI en présence de perturbations telles que les variations paramétriques. Ceci revient à la conception de ces schémas de commande qui repose sur un modèle exact de la machine, et donc ne permet pas de prendre en compte d'éventuelles incertitudes sur le modèle ou les perturbations susceptibles d'affecter le fonctionnement de la machine.

Dans *le troisième chapitre*, nous avons introduit quelques méthodes et outils mathématiques de synthèse et d'analyse de stabilité des systèmes non linéaires. Étant donné leur importance pour le développement des structures de commande floue adaptative proposées pour la MADA, la méthode de stabilité de Lyapunov et la technique du backstepping ont bénéficié de beaucoup d'attention. Ensuite, nous avons rappelé les notions de base de la logique floue et des systèmes flous ainsi que leur propriété d'approximation universelle.

Dans *le quatrième chapitre*, nous avons développé un schéma de commande floue adaptative pour la MADA, le contrôle se fait uniquement à travers le circuit rotorique de la machine, le stator étant connecté directement au réseau. L'objectif de commande est de forcer la vitesse de rotation à suivre pratiquement une trajectoire de référence prédéterminée en présence d'incertitudes sur le modèle, tout en fonctionnant avec un facteur de puissance statorique unitaire en régime permanent. Le principe du schéma de commande proposée consiste à décomposer le modèle de la MADA en deux sous-systèmes couplés : le premier concerne la dynamique des *flux statoriques* et le deuxième sous-système regroupe les dynamiques de la *vitesse* et des *flux rotoriques*. La conception est réalisée en deux étapes, dans la première étape, se fait la synthèse d'une commande en boucle ouverte assurant la convergence asymptotique vers zéro des erreurs des flux statoriques, de sorte que le facteur de puissance statorique soit unitaire en régime permanent. Dans la deuxième étape, une loi de commande floue adaptative assurant la poursuite en vitesse avec estimation du couple de charge est développée. La propriété d'approximation universelle des systèmes flous est exploitée afin d'approcher certaines dynamiques non linéaires supposées incertaines de la MADA. La synthèse est faite via la méthode du backstepping associée à la méthode de stabilité de Lyapunov. Les résultats de simulation réalisée sur une MADA de 4 kW confirment la validité et l'efficacité du schéma de commande proposé. Une comparaison entre les performances du schéma de commande floue adaptative proposé et celles d'une loi de commande par backstepping non adaptatif a permis de mettre en évidence l'efficacité et la supériorité du la commande floue adaptative.

Dans *le dernier chapitre*, nous avons proposé une loi de commande floue adaptative pour la MADA avec deux convertisseurs; l'un au stator et l'autre au rotor. Dans cette approche, la propriété d'approximation universelle des systèmes flous est exploitée afin d'approcher les dynamiques non linéaires supposées incertaines de la MADA. La

méthode de conception par backstepping est utilisée pour calculer la loi de commande ainsi que la loi d'adaptation associée. En fait, la commande proposée est capable d'assurer de très bonnes performances en termes de poursuite tout en garantissant la stabilité du système en boucle fermée dans le sens que tous les signaux impliqués dans la boucle fermée soient bornés et que toutes les erreurs convergent vers un voisinage de zéro. Les résultats de simulation effectuée sur une MADA de 4 kW ont permis de mettre en évidence l'efficacité et l'apport du schéma de commande proposé concernant la réalisation des contraintes de robustesse et de performances imposées. Une étude comparative entre les performances du schéma de commande floue adaptative proposé et celles d'une commande par linéarisation a permis de conclure que le schéma de commande floue adaptative est de loin, considéré comme le meilleur.

Nous pensons avoir contribué par une part non négligeable au problème posé dans cette thèse, à savoir la commande non linéaire de la MADA. En comparaison avec les approches de commande existantes dans la littérature, les schémas de commande floue adaptative proposés se distinguent par les propriétés suivantes:

- Non-dépendance de la loi de commande au modèle de la MADA.
- Démonstration rigoureuse de la stabilité du système en boucle fermée via la méthode de Lyapunov.
- Robustesse garantie face aux différentes perturbations et incertitudes.
- Schémas de commande facilement extensibles pour d'autres types de machines telles que la machine synchrone et la machine synchrone à aimant permanent, etc.

Cependant, beaucoup de développements peuvent être envisagés comme extension de ce travail, parmi les directions jugées prometteuses, nous retenons principalement:

- La suppression du capteur de vitesse devient une exigence industrielle, il serait donc, intéressant de développer une loi de commande floue adaptative pour la MADA sans capteur de vitesse.
- La MADA avec stator directement relié au réseau se prête bien à une utilisation dans un système de génération d'électricité notamment dans une application de type éolien. Il nous paraîtrait judicieux de faire une extension du schéma de commande floue adaptative développée dans le quatrième chapitre à la commande de la MADA en mode générateur.
- Tester sur banc expérimental la validité des approches de commande proposées.

Annexe A : Commande par backstepping non adaptatif de la MADA

A.1 Commande par backstepping non adaptatif de la MADA à travers le rotor

Comme nous l'avons montré au quatrième chapitre, le problème consiste à trouver (u_{rd} et u_{rq}) permettant de réaliser les deux objectifs suivants :

- $\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_{rd} = \varphi_{rd}^*$: pour stabiliser la dynamique du flux statorique et par conséquent, assurer un facteur de puissance statorique unitaire en régime permanent.
- $\lim_{t \rightarrow \infty} \Omega = \Omega^*$: poursuite en vitesse.

Nous considérons maintenant le deuxième sous-système comportant les deux équations du flux rotorique et l'équation de vitesse :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_5(x_4 x_3 - x_5 x_2) - a_6 x_1 - a_7 \Gamma_l \\ \dot{x}_2 = -a_3 x_2 + a_4 x_4 - \omega_r x_3 + \delta_1(x) + u_1 \\ \dot{x}_3 = -a_3 x_3 + a_4 x_5 + \omega_r x_2 + \delta_2(x) + u_2 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

avec les notations suivantes :

$$x_1 = \Omega, x_2 = \varphi_{rq}, x_3 = \varphi_{rd}, x_4 = \varphi_{sq}, x_5 = \varphi_{sd}, x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T, u_1 = u_{rq}, u_2 = u_{rd}, a_3 = R_r / L_r \sigma, \\ a_4 = R_r M / L_r L_s \sigma, a_5 = pM / J L_r L_s \sigma, a_6 = k_f / J, a_7 = 1 / J$$

où $\delta_1(x)$ et $\delta_2(x)$ sont des incertitudes de modélisation.

Pour la synthèse de cette loi de commande, nous assumons les hypothèses suivantes :

Hypothèse A.1: le couple de charge satisfait la relation :

$$|\Gamma_l| \leq \rho_0, \quad \dot{\Gamma}_l \approx 0 \quad (\text{A.2})$$

où ρ_0 est une constante positive connue.

Hypothèse A.2 : les fonctions $\delta_1(x)$ et $\delta_2(x)$ sont supposées incertaines mais bornées par des fonctions non linéaires connues $\rho_1(x)$ et $\rho_2(x)$ comme suit:

$$|\delta_1(x)| \leq \rho_1(x) \quad (\text{A.3})$$

$$|\delta_2(x)| \leq \rho_2(x) \quad (\text{A.4})$$

Hypothèse A.3: nous assumons que:

- La trajectoire de vitesse de référence $x_{1d} = \Omega^*$ est connue, continue et bornée,
- La référence de x_3 , i.e., $x_3^* = \varphi_{rd}^* = \frac{1}{2}(a_1\varphi_{sd}^* + \dot{\varphi}_{sd}^*)$ est dérivable et bornée.

Étape 1: On définit l'erreur de poursuite :

$$e_1 = x_1 - x_1^* \quad (\text{A.5})$$

Sa dérivée temporelle \dot{e}_1 est donnée par :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_1^* \quad (\text{A.6})$$

A partir de (A.1), nous pouvons écrire :

$$\dot{e}_1 = a_5x_4x_3 - a_5x_5x_2 - a_6x_1 - a_7\Gamma_l - \dot{x}_1^* \quad (\text{A.7})$$

On choisit $a_5x_5x_2$ comme une commande virtuelle dont la référence est notée v :

$$v = a_5x_4x_3 + \left(c_1 + \frac{\rho_0^2}{4\varepsilon_1} \right) e_1 - a_6x_1 - \dot{x}_1^* \quad (\text{A.8})$$

où $c_1 > 0$ est un paramètre de conception et ε_1 est une petite constante positive.

Un tel choix permet de réduire l'équation (A.7) à :

$$\dot{e}_1 = -e_2 - \left(c_1 + \frac{\rho_0^2}{4\varepsilon_1} \right) e_1 - a_7\Gamma_l \quad (\text{A.9})$$

où e_2 est définie par :

$$e_2 = a_5x_5x_2 - v \quad (\text{A.10})$$

La fonction candidate de Lyapunov pour le sous-système e_1 est choisie comme suit:

$$\Xi_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{A.11})$$

La dérivée temporelle de (A.11) est donnée par :

$$\dot{\Xi}_1 = -e_1 e_2 - c_1 e_1^2 - \frac{\rho_0^2}{4\varepsilon_1} e_1^2 - a_7 \Gamma_l e_1 \quad (\text{A.12})$$

En utilisant l'inégalité de Young [BOU08], nous obtenons:

$$-a_7 \Gamma_l e_1 \leq a_7 \rho_0 |e_1| \leq \frac{\rho_0^2}{4\varepsilon_1} e_1^2 + \varepsilon_1 a_7^2 \quad (\text{A.13})$$

En utilisant (A.13), l'équation (A.12) devient:

$$\dot{\Xi}_1 \leq -e_1 e_2 - c_1 e_1^2 + \varepsilon_1 a_7^2 \quad (\text{A.14})$$

Étape 2 : La nouvelle variable d'erreur est e_2 , sa dérivée temporelle est donnée par:

$$\dot{e}_2 = a_5 x_5 \dot{x}_2 + a_5 \dot{x}_5 x_2 - \dot{v} \quad (\text{A.15})$$

A partir de (2.17), (A.1) et (A.8), on peut écrire :

$$\dot{e}_2 = h_1(z_1) + e_1 + \bar{\delta}_1(x) + a_5 x_5 u_1 \quad (\text{A.16})$$

avec

$$\begin{aligned} h_1(z_1) = & -e_1 + a_5 x_5 (-a_3 x_2 + a_4 x_4 - \omega_r x_3) + a_5 x_2 (-a_1 x_5 + a_2 x_3 + \omega_r x_4) - \\ & a_5 x_3 (-a_1 x_4 + a_2 x_2 - \omega_s x_5 + u_s) - a_5 x_4 (-a_3 x_3 + a_4 x_5 + \omega_r x_2 + u_2) + \\ & (c_1 + (\rho_0^2 / 4\varepsilon_1))(e_2 + (c_1 + (\rho_0^2 / 4\varepsilon_1))e_1) + \ddot{x}_1^* + a_6 (a_5 (x_4 x_3 - x_5 x_2) - a_6 x_1) \end{aligned}$$

$$\bar{\delta}_1(x) = a_5 x_5 \delta_1(x) - a_5 x_4 \delta_2(x) + (c_1 + (\rho_0^2 / 4\varepsilon_1)) a_7 \Gamma_l - a_6 a_7 \Gamma_l$$

où $z_1 = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ u_2]^T$, et e_3 est l'erreur de poursuite de x_3 définie par.

$$e_3 = x_3 - x_3^* \quad (\text{A.17})$$

où x_3^* est le signal de référence de x_3 .

On définit la fonction candidate de Lyapunov pour le deuxième sous-système (e_1, e_2) comme suit:

$$\Xi_2 = \Xi_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{A.18})$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{\Xi}_2 \leq -c_1 e_1^2 + e_2 (h_1(z_1) + \bar{\delta}_1(x) + a_5 x_5 u_1) + \varepsilon_1 a_7^2 \quad (\text{A.19})$$

En utilisant l'inégalité de Young, on aura :

$$\bar{\delta}_1(x) e_2 \leq |\bar{\delta}_1(x)| |e_2| \leq \frac{(x_5^2 \rho_1^2(x) + x_4^2 \rho_2^2(x) + 2\rho_0^2) e_2^2}{4\varepsilon_2} + \left(2a_5^2 + (c_1 + (\frac{\rho_0^2}{4\varepsilon_1}))^2 a_7^2 + a_6^2 a_7^2 \right) \varepsilon_2 \quad (\text{A.20})$$

où ε_2 est une petite constante positive.

A partir (A.19), on choisit le signal de commande u_1 comme:

$$u_1 = \frac{1}{a_5 x_5} \left(-h_1(z_1) - c_2 e_2 - \frac{(x_5^2 \rho_1^2(x) + x_4^2 \rho_2^2(x) + 2\rho_0^2)}{4\varepsilon_2} e_2 \right) \quad (\text{A.21})$$

où $c_2 > 0$ est un paramètre de conception.

Remarque A.1: dû à l'existence toujours d'un flux rémanent dans la machine, le flux x_5 est non nul.

En utilisant (A.20) et (A.21), l'équation (A.19) devient :

$$\dot{\Xi}_2 \leq -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 + \varepsilon_1 a_7^2 + \left(2a_5^2 + (c_1 + (\frac{\rho_0^2}{4\varepsilon_1}))^2 a_7^2 + a_6^2 a_7^2 \right) \varepsilon_2 \quad (\text{A.22})$$

Étape 3: dans cette étape, nous allons calculer la loi de commande u_2 . La nouvelle variable d'erreur est e_3 , sa dérivée temporelle est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \dot{x}_3 - \dot{x}_3^* \\ &= -\dot{x}_{3d} - a_3 x_3 + a_4 x_5 + \omega_r x_2 + \delta_2(x) + u_2 \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

Considérons la fonction candidate de Lyapunov :

$$\Xi_3 = \Xi_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (\text{A.24})$$

En utilisant (A.21) et (A.22), la dérivée de Ξ_3 peut s'écrire comme suit :

$$\dot{\Xi}_3 \leq -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 + \varepsilon_1 a_7^2 + \left(2a_5^2 + (c_1 + (\frac{\rho_0^2}{4\varepsilon_1}))^2 a_7^2 + a_6^2 a_7^2 \right) \varepsilon_2 + e_3 (h_2(z_2) + \delta_2(x) + u_2) \quad (\text{A.25})$$

avec $h_2(z_2) = -a_3x_3 + a_4x_5 + \omega_r x_2 - \dot{x}_3^*$, où $z_2 = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_5]^T$.

Pour stabiliser la dynamique (A.23), la commande u_2 peut être choisie comme suit:

$$u_2 = -h_2(z_2) - \left(c_3 + \frac{\rho_2^2(x)}{4\varepsilon_3} \right) e_3 \quad (\text{A.26})$$

où $c_3 > 0$ est un paramètre de conception et ε_3 est une petite constante de conception.

A partir de l'inégalité de Young, nous pouvons écrire :

$$\delta_2(x)e_3 \leq \rho_2(x)|e_3| \leq \frac{\rho_2^2(x)e_3^2}{4\varepsilon_3} + \varepsilon_3 \quad (\text{A.27})$$

En utilisant (A.26) et (A.27), l'équation (A.25) devient:

$$\dot{\Xi}_3 \leq -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 - c_3 e_3^2 + \varepsilon_1 a_7^2 + \varepsilon_3 + \left(2a_5^2 + (c_1 + (\rho_0^2 / 4\varepsilon_1))^2 a_7^2 + a_6^2 a_7^2 \right) \varepsilon_2 \quad (\text{A.28})$$

La relation (A.28) peut s'écrire comme suit:

$$\dot{\Xi}_3 \leq -K \Xi_3 + \varepsilon \quad (\text{A.29})$$

où $\varepsilon = \varepsilon_1 a_7^2 + \left(2a_5^2 + (c_1 + (\rho_0^2 / 4\varepsilon_1))^2 a_7^2 + a_6^2 a_7^2 \right) \varepsilon_2 + \varepsilon_3$ et $K = \min\{2c_1, 2c_2, 2c_3\}$.

En multipliant (A.29) par e^{Kt} , on aura :

$$\frac{d}{dt} \left(\Xi_3 e^{Kt} \right) \leq \varepsilon e^{Kt} \quad (\text{A.30})$$

L'intégration de (A.30) sur $[0, t]$, donne

$$0 \leq \Xi_3(t) \leq \frac{\varepsilon}{K} + \left(\Xi_3(0) - \frac{\varepsilon}{K} \right) e^{-Kt} \quad (\text{A.31})$$

Cela signifie que $\Xi_3(t)$ est borné. Ainsi, tous les signaux du système bouclé (e_1, e_2, e_3) sont bornés. Comme ε peut être choisi arbitrairement et K ne dépend que des paramètres de conception (c_1, c_2 et c_3). Alors, nous pouvons convenablement choisir ces paramètres pour rendre les erreurs de poursuite arbitrairement aussi petites qu'on veut.

Les paramètres de conception utilisés lors de simulation sont : $c_1 = 200, c_2 = 1000, c_3 = 5000, \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = 0.1, \rho_0 = 5$.

Annexe B : Commande par linéarisation de la MADA

B.1 Commande par linéarisation de la MADA avec deux convertisseurs

Dans cette partie, nous présentons une commande par linéarisation de la MADA développée dans [DRI05]. Cette commande sert comme commande de référence pour la comparaison avec la commande floue adaptative développée dans le cinquième chapitre.

Reprenons le modèle de la MADA exprimé par (2.17) :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = f_1 + u_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = f_2 + u_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = f_3 + u_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = f_4 + u_{rq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}\Gamma_e - \frac{1}{J}\Gamma_l - \frac{k_f}{J}\Omega \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

avec :

$$\begin{aligned} f_1 &= -\frac{R_s}{L_s\sigma}\varphi_{sd} + \frac{R_s M}{L_s L_r \sigma}\varphi_{rd} + \omega_s \varphi_{sq} \\ f_2 &= -\frac{R_s}{L_s\sigma}\varphi_{sq} + \frac{R_s M}{L_s L_r \sigma}\varphi_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} \\ f_3 &= -\frac{R_r}{L_r\sigma}\varphi_{rd} + \frac{R_r M}{L_s L_r \sigma}\varphi_{sd} + \omega_r \varphi_{rq} \\ f_4 &= -\frac{R_r}{L_r\sigma}\varphi_{rq} + \frac{R_r M}{L_s L_r \sigma}\varphi_{sq} - \omega_r \varphi_{rd} \end{aligned}$$

En tenant compte des objectifs de commande (Tableau 5.1), une fonction de Lyapunov peut être définie comme suit :

$$V = \frac{1}{2} [\varphi_{sd}^2 + (\varphi_{sq} - \varphi_{sq}^*)^2 + (\varphi_{rd} - \varphi_{rd}^*)^2 + \varphi_{rq}^2] \quad (\text{B.2})$$

La dérivée temporelle de (B.2) est donnée par :

$$\dot{V} = \varphi_{sd}\dot{\varphi}_{sd} + (\varphi_{sq} - \varphi_{sq}^*)(\dot{\varphi}_{sq} - \dot{\varphi}_{sq}^*) + (\varphi_{rd} - \varphi_{rd}^*)\dot{\varphi}_{rd} + \varphi_{rq}\dot{\varphi}_{rq} \quad (\text{B.3})$$

Afin d'assurer la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov, nous choisissons une loi de commande de la forme :

$$\begin{aligned}
 u_{sd} &= -f_1 - k_1 \varphi_{sd} \\
 u_{sq} &= -f_2 + \dot{\varphi}_{sq}^* - k_2 (\varphi_{sq} - \varphi_{sq}^*) \\
 u_{rd} &= -f_3 - k_3 (\varphi_{rd} - \varphi_{rd}^*) \\
 u_{rq} &= -f_4 - k_4 \varphi_{rq}
 \end{aligned}
 \tag{B.4}$$

où $k_i > 0$, pour $i = 1 \dots 4$, sont des paramètres de conception.

En remplaçant (B.1) dans (B.3) et en tenant compte de (B.4), on obtient :

$$\dot{V} = -k_1 \varphi_{sd}^2 - k_2 (\varphi_{sq} - \varphi_{sq}^*)^2 - k_3 (\varphi_{rd} - \varphi_{rd}^*)^2 - k_4 \varphi_{rq}^2
 \tag{B.5}$$

Nous pouvons réécrire (B.5) comme suit :

$$\dot{V} = -KV
 \tag{B.6}$$

où $K = \min\{2k_1, 2k_2, 2k_3, 2k_4\}$.

En intégrant (B.6) sur $[0, t]$, il vient:

$$V(t) \leq V(0)e^{-Kt}
 \tag{B.7}$$

Ce qui assure la stabilité du système bouclé et la convergence asymptotique de toutes les erreurs, i.e. :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_{sd} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} (\varphi_{sq} - \varphi_{sq}^*) = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} (\varphi_{rd} - \varphi_{rd}^*) = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_{rq} = 0
 \tag{B.8}$$

Le schéma bloc traduisant le principe de cette commande est illustré dans la Figure B.1.

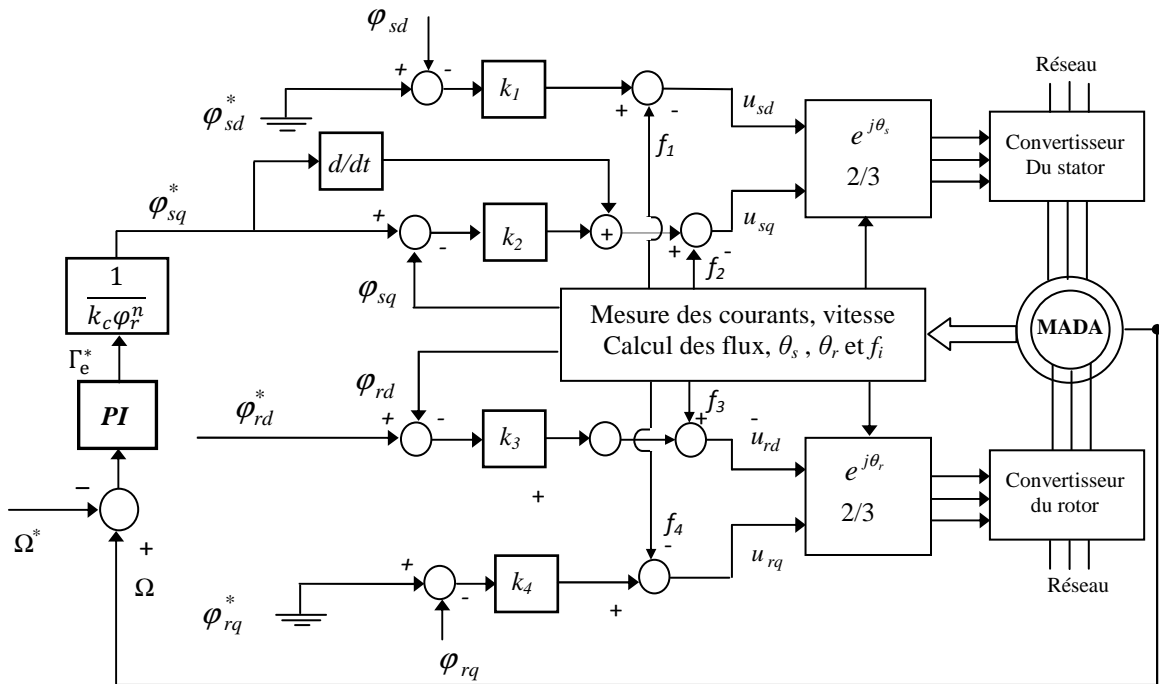


Figure B.1 Schéma bloc de la commande par bouclage non linéaire de la MADA.

Dans cette méthode, le couple de référence est généré par un régulateur de vitesse de type PI classique. Cependant, il est bien évident que la synthèse de cette loi de commande exige la connaissance exacte du modèle de la MADA.

Les paramètres de conception utilisés pour la simulation sont : $k_i = 50$, pour $i = 1, \dots, 4$.

Annexe C : Paramètres nominaux des machines utilisées pour les simulations

C.1 Machine utilisée dans le chapitre 2 [SAL07]:

Paramètre	Grandeur (Unité)	Valeur
Puissance nominale	P_n (kW)	1.5
Tension statorique nominale	u_s (V)	220/380
Tension rotorique nominale	u_r (A)	130/225
Vitesse nominale	Ω_n (rad/s)	157
Résistance du stator	R_s (Ω)	1.75
Résistance du rotor	R_r (Ω)	1.68
Inductance du stator	L_s (H)	0.295
Inductance du rotor	L_r (H)	0.104
Inductance mutuelle	M (H)	0.165
Inertie	J (kg.m ²)	0.0426
Coefficient de frottement visqueux	K_f (Nm.s/rad)	0.0027
Nombre de paires de pôles	P	2

C.2 Machine utilisée dans les chapitres 4 et 5 [DRI07]:

Paramètre	Grandeur (Unité)	Valeur
Puissance nominale	P_n (kW)	4
Tension nominale	u (V)	220/380
Courant nominal	i (A)	15/8.6
Vitesse nominale	Ω_n (rad/s)	157
Résistance du stator	R_s (Ω)	1.2
Resistance du rotor	R_r (Ω)	1.8
Inductance du stator	L_s (H)	1.1554
Inductance du rotor	L_r (H)	1.1568
Inductance mutuelle	M (H)	0.15
Inertie	J (kg.m ²)	0.2
Coefficient de frottement visqueux	K_f (Nm.s/rad)	0.014
Nombre de paires de pôles	P	2

Annexe D : Onduleurs triphasés

D.1 Schéma structurel d'un onduleur triphasé

Le schéma structurel d'un onduleur triphasé avec sa charge est illustré sur la Figure D.1. Cet onduleur est composé de six groupes transistor-diode. Chaque groupe assemblé en parallèle forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation (par exemple K_{11} et K_{12}).

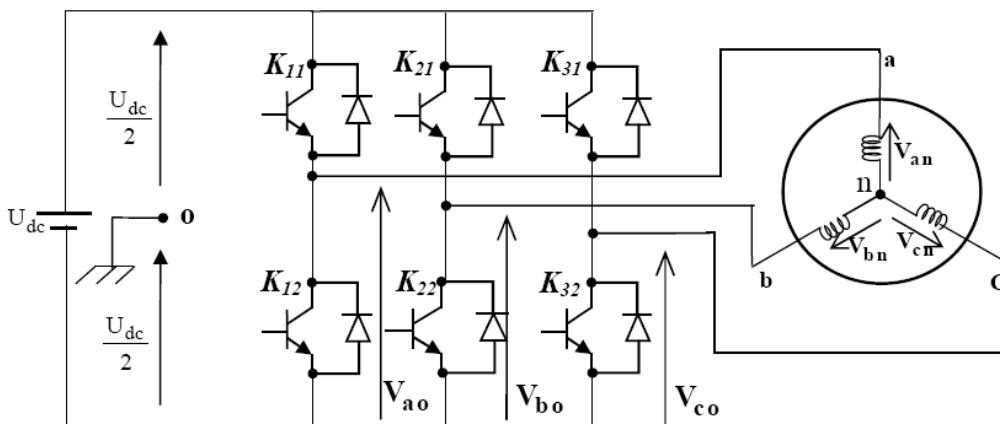


Figure D.1 : Représentation de l'ensemble onduleur machine.

Les couples d'interrupteurs (K_{11} et K_{12}), (K_{21} et K_{22}), (K_{31} et K_{32}) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes D_i ($i=1,2,\dots,6$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

D.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Cette modélisation est effectuée en considérant l'association de l'onduleur triphasé avec une charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé. On définit tout d'abord les notations :

- Tensions simples aux bornes de chaque phase de charge V_a, V_b, V_c .
- Tensions entre les trois sorties de l'onduleur et le point milieu d'alimentation continue: V_{ao}, V_{bo}, V_{co} .
- Tension entre le point neutre de la charge 'n' et le point milieu de la source continue: V_{no} .

avec les hypothèses suivantes :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

Nous avons donc:

$$\begin{aligned} I_{Kci} = 0, V_{Kci} \neq 0 & \quad ; \text{ interrupteur ouvert ;} \\ I_{Kci} \neq 0, V_{Kci} = 0 & \quad ; \text{ interrupteur fermé.} \end{aligned}$$

avec : $c \in [1, 2, 3]; i \in [1, 2]$

Les tensions composées V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} sont données par:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{D.1})$$

où V_{ao}, V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point "o" d'un diviseur fictif d'entrée. On peut écrire les relations de Charles comme suit:

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{D.2})$$

où V_{an}, V_{bn} et V_{cn} sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative).

Le système V_{an}, V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, il en découle:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{D.3})$$

Nous aboutissons à:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{D.4})$$

et:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{D.5})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[W]$ assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [W] [V_{dc}] \quad (D.6)$$

avec

$$\begin{aligned} [V_{AC}] &= [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \\ [V_{dc}] &= [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \\ [V_{dc}] &= U_{dc} [S_1 \quad S_2 \quad S_3]^T \end{aligned}$$

Donc, pour chaque bras il y'a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes. La commutation est supposée idéale: $S_i = (1 \text{ ou } 0)$ avec $i = 1, 2, 3$.

La matrice de transfert est la suivante:

$$[W] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (D.6)$$

D.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La technique de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de l'onduleur par un ensemble d'impulsions sous forme de créneaux rectangulaires de largeur modulée de telle sorte à rapprocher cette tension à une sinusoïde. En effet, la MLI permet de reconstituer ces tensions (ou courants) à partir d'une source à fréquence et amplitude fixes (tension continue). Le réglage est effectué par la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Pour déterminer les intervalles de conduction des interrupteurs d'un onduleur il y a plusieurs types de la MLI (MLI à hystérésis MLI sinus triangle, MLI vectorielle, etc) [GRE97]. Dans ce travail, nous avons utilisé la stratégie MLI sinus-triangle.

D.3.1 Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante $V_r(t)$ basse fréquence (tension de référence qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale, à une onde porteuse $V_p(t)$ de haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

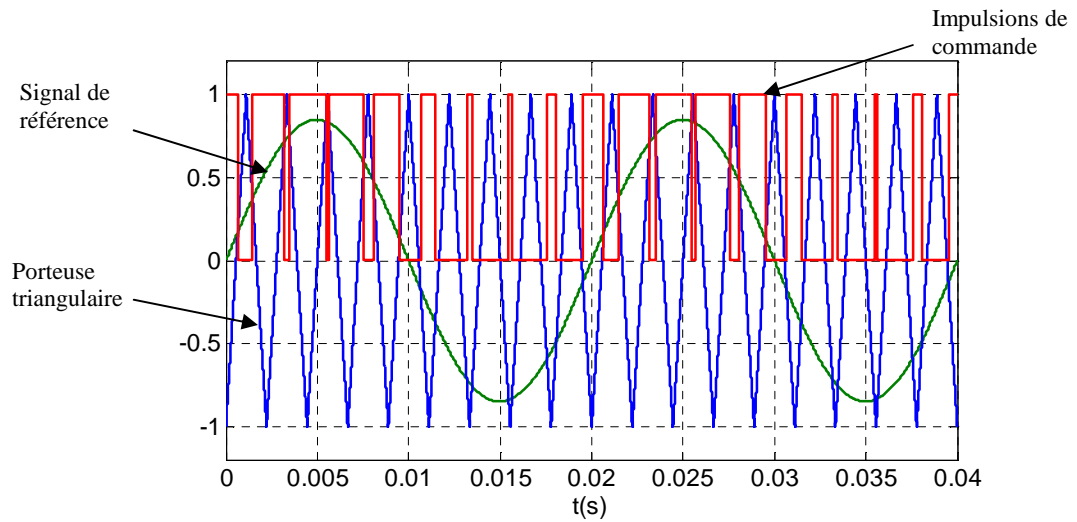


Figure D.2 : Principe de la technique MLI sinus-triangle.

Caractéristiques

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- **L'indice de modulation m** : qui est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence : $m = f_p / f$.
- **Le taux de modulation r** : qui est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à la valeur crête V_p de la porteuse : $r = V_m / V_p$.

D.3.2 Modélisation de la stratégie MLI sinus-triangle

Dans ce cas, les instants de commutation sont déterminés par la comparaison de trois ondes de référence avec une onde porteuse qui fixe la fréquence de commutation. Cette comparaison fournit six signaux logiques F_{11}, F_{21} et F_{31} qui valent 1 quand les interrupteurs du côté haut sont en conduction et ceux du côté bas sont bloqués et valent 0 dans le cas contraire. Les signaux F_{12}, F_{22} et F_{32} prennent la valeur 1 si les interrupteurs du côté bas sont en conduction et de côté haut sont bloqués, et la valeur 0 dans le cas contraire. A partir de ces signaux, l'électronique de commande élabore les signaux de commande des interrupteurs.

D.3.3 Fonction de connexion

Chaque interrupteur introduit une fonction de connexion F_{kj} qui décrit son état ouvert ou fermé tel que :

$$F_{kj} = \begin{cases} 1 & \text{Si l'interrupteur } F_{kj} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{Si l'interrupteur } F_{kj} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{D.7})$$

avec $k = 1, 2, 3$ et $j = 1, 2$.

Les deux interrupteurs constituant le même bras sont complémentaires. Il en résulte que les fonctions de connexion de l'interrupteur des six demi-bras sont liées deux à deux par :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{12} \\ F_{21} = 1 - F_{22} \\ F_{31} = 1 - F_{32} \end{cases} \quad (\text{D.8})$$

Les tensions entre les différentes phases a , b et c et le point milieu (o) de la source continue sont :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \frac{U_{dc}}{2} \quad (\text{coté haut}) \quad (\text{D.9})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{12} \\ F_{22} \\ F_{32} \end{bmatrix} \frac{-U_{dc}}{2} \quad (\text{coté bas}) \quad (\text{D.10})$$

Les tensions à la sortie de l'onduleur sont données par :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} & -F_{12} \\ F_{21} & -F_{22} \\ F_{31} & -F_{32} \end{bmatrix} \frac{U_{dc}}{2} \end{aligned} \quad (\text{D.11})$$

avec

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 & \text{si } V_{ref\ K} \geq V_p & (\text{niveaux } 1) \\ F_{K1} = 0 & \text{si } V_{ref\ K} \leq -V_p & (\text{niveaux } -1) \end{cases}$$

D.4 Caractéristiques des onduleurs utilisés en simulation (chapitre 2)

D.4.1 Première configuration (un seul onduleur) :

- L'indice de modulation: $m = 10$
- Le taux de modulation : $r = 0.8$

- Tension du bus continu : $U_{dc} = 300V$

D.4.2 Deuxième configuration (deux onduleurs):

- L'indice de modulation: $m = 10$
- Le taux de modulation : $r = 0.8$
- Tension du bus continu (côté stator) : $U_{dc} = 500V$
- Tension du bus continu (côté rotor) : $U_{dc} = 300V$

Bibliographie

- [AGA04] M. Agamy, H.A. Youcef, O. A. Sebakhy, "Adaptive fuzzy variable structure control of induction motors", *In Proc. of the Canadian Conference of Computer and Electrical Engineering*, pp. 89-94, Niagara Falls, Canada, 2004.
- [ARD11] S. E. Ardjoun, M. Abid, A. Aissaoui and A. Naceri, "A robust fuzzy sliding mode control applied to the double fed induction machine", *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, Vol. 5, pp. 315-321, 2011.
- [BAB95] R. Babuska and H. B Verbruggen, "A new identification method for linguistic fuzzy models", *in Proc. of FUZZ-IEEE'95*, Yokohama, Japan, pp. 1897-1902, 20-24 March, 1995.
- [BEG99] L. Beghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de Neurones et des algorithmes génétiques", *Thèse de doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 1999.
- [BEK10] Y. Bekakra, and D. Benattous, "Speed and flux control for DFOC of doubly fed induction machine using sliding mode control", *Acta Electrotechnica et Informatica*, Vol. 10, No. 4, pp. 75-81, 2010.
- [BEL12a] B. Beltran, M. Benbouzid and T. Ahmed-Ali, "Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 27, No. 2, pp. 261-269, 2012.
- [BEL12b] B. Beltran, M. Benbouzid, T. Ahmed-Ali et H. Mangel, "Commande d'une éolienne à base de GADA par modes glissants d'ordre supérieur et observateur grand gain", *European Journal of Electrical Engineering*, No. 6, pp. 659-678, 2012.
- [BEN00] A. Benaskeur, "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", *Thèse de doctorat*, Université Laval, Canada, 2000.
- [BLA72] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines", *Siemens Review*, XXXIX, No. 5, pp. 217-220, 1972.
- [BOU08] A. Boulkroune, M. Tadjine, M. M'saad and M. Farza, "How to design a fuzzy adaptive control based on observers for uncertain affine nonlinear systems", *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 159, pp. 926-948, 2008.
- [BOU09a] A. Boulkroune, "Commande floue adaptative avec et sans observateurs des systèmes non linéaires incertains", *Thèse de doctorat*, ENP, Alger, 2009.
- [BOU09b] A. Boulkroune, M. Tadjine, M. M'saad and M. Farza, "Adaptive fuzzy controller for non-affine systems with zero dynamics", *International Journal of Systems Science*, Vol. 40, No. 4, pp. 367-382, 2009.
- [BOU10] A. Boulkroune, M. M'saad, M. Tadjine and M. Farza, "Fuzzy adaptive controller for MIMO nonlinear systems with known and unknown control

- direction”, *Fuzzy sets and systems*, Vol. 161, pp. 797-820, 2010.
- [BOU11a] A. Boulkroune, M. M'saad, and M. Farza, “Adaptive fuzzy controller for multivariable nonlinear state time-varying delay systems subject to input nonlinearities”, *Fuzzy sets and systems*, Vol. 164, pp. 45-65, 2011.
- [BOU11b] **N. Bounar**, F. Boudjema and N. Oucief, “Adaptive sliding mode control for double fed induction machine”, *CGE'07*, EMP, Algiers, Algeria, 2011.
- [BOU12] **N. Bounar**, A. Boulkroune and F. Boudjema, “Fuzzy sliding mode control of a double fed induction machine”, *2nd ICIPEE*, 14-16 April, Tebessa, Algeria, 2012.
- [BOU14a] A. Boulkroune, **N. Bounar**, M. M'Saad and M. Farza, “Indirect adaptive fuzzy control scheme based on observer for nonlinear systems: A novel SPR-filter approach”, *Neurocomputing*, Vol. 135, pp 378-387, 2014.
- [BOU14b] **N. Bounar**, A. Boulkroune and F. Boudjema, “Adaptive fuzzy control of a double fed induction machine”, *CEAI Journal*, Vol. 16, No. 2, pp. 98-110, 2014.
- [BOU14c] **N. Bounar**, A. Boulkroune and F. Boudjema, “ Adaptive fuzzy controller of a DFI-Motor”, *Complex System Modelling and Control Through Intelligent Soft Computations, Studies in Fuzziness and Soft Computing* 319, Springer International Publishing Switzerland, DOI 10.1007/978-3-319-12883-2_3, 2015
- [BOU15] **N. Bounar**, A. Boulkroune, F. Boudjema, M. M'Saad and M. Farza, “Adaptive fuzzy vector control for doubly-fed induction motor”, *Neurocomputing*, Vol. 151, pp 756-769, 2015.
- [BUC93] J. Buckley, “Sugeno type controllers are universal controllers”, *Fuzzy sets and Systems*, Vol. 53, pp. 299-303, 1993.
- [CAS95] J. L. Castro, “Fuzzy logic controllers are universal approximators”, *IEEE Trans. On Systems, Man, and Cybernetics*, Vol. 25, No. 4, pp. 629-635, 1995.
- [CHA01] Y. C. Chang, “Adaptive fuzzy-based tracking control for nonlinear SISO systems via VSS and H_∞ approaches”, *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Vol.9, pp. 278-292, 2001.
- [CHE96] B. S. Chen, C. H. Lee, and Y. C. Chang, “ H_∞ Tracking design of uncertain nonlinear SISO systems: adaptive fuzzy approach”, *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Vol. 4, No. 1, pp. 32–43, 1996.
- [CHU09] G. B. Chung and J. Choi, “Application of fuzzy PI control algorithm as stator power controller of a double-fed induction machine in wind power generation systems”, *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 1, pp. 109-116, 2009.
- [DAT01] R. Datta and T. Ranganathan “A simple position sensorless algorithm for rotor side field oriented control of wound rotor induction machine”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, No.4, 2001.
- [DEH09] B. Mirzaeian Dehkordi, A. Farrokh Payam, M. N. Hashemnia and S. Sul, “Design of an adaptive backstepping controller for doubly-fed induction machine drives”, *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 3, pp. 343-353, 2009.
- [DOU13] S. Doudou, “Contribution à la commande moderne des systèmes non linéaires multivariables non affines”, *Thèse de doctorat*, Université de Sétif 1, Algérie, 2013.
- [DRI05a] S. Drid, “ Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la

- structure d'alimentation : Théorie et expérimentation", *Thèse de doctorat*, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [DRI05b] S. Drid, M. S. Nait-Saïd and M. Tadjine, "Double flux oriented control for doubly fed induction motor", *Electric Power Components and Systems*, 33, pp. 1081-1095, 2005.
- [DRI07] S. Drid, M. Tadjine and M. S. Nait-Saïd, "Robust backstepping vector control for doubly fed induction motor", *IET Control Theory Appl.*, Vol. 51, No. 4, pp. 861-868, 2007.
- [ELB09] Y. Elbia, "Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté", *Thèse de Magister*, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [EVA12] C. A. Evangelista, F. Valenciaga and P. Puleston, "Multivariable 2-sliding mode control for a wind energy system based on a double fed induction generator", *International Journal of Hydrogen energy*, No. 37, pp. 10070-10075, 2012.
- [GAZ00] V. Gazi and K. V. Passino, "Direct adaptive control using dynamic structure fuzzy systems", in *Proc. American Control Conf.*, pp. 1954-1958, 2000.
- [GHO01] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David and B. De Fornel, "A MRAS sensorless speed control of a doubly fed induction machine", *Proc. ICEM*, Brugge, 25-28 August, 2002.
- [GHO02] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David and B. De Fornel, "Torque control of a field oriented doubly fed induction machine", *Electrimacs Conference*, 18-21 August, 2002.
- [GHO04] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David and B. De Fornel, "On line estimation of stator resistance of a doubly fed induction machine by an adaptive method", *ICEM 2004 Conference*, Cracow, Poland, 5-8 September, 2004.
- [GRE97] D. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande", Deuxième Tirage, Edition Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [HOP00] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson and R.A. Lakin, "Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 147, No. 4, 2000.
- [KAN91] I. Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic and A.S. Morse "Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 36, No. 11, pp.1241-1253, 1991.
- [KHA01] H. Khalil, Nonlinear systems, Prentice Hall, 3rd Edition, 2001.
- [KHA96] H. Khalil, Nonlinear systems, Prentice-Hall, London, Inc., 1996.
- [KHO06] S. Khojet El khil, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA): Optimisation des pertes dans les convertisseurs / Reconfiguration de la commande pour un fonctionnement sécurisé", *Thèse de doctorat*, INP, Toulouse et ENI, Tunis, 2006.
- [KOK01] P. Kokotovic and M. Arkac, "Constructive nonlinear control: a historical perspective", *Automatica*, Vol. 37, pp. 637-662, 2001.
- [KRS95] M. Krstic, I. Kananellakopoulos and P. Kokotovic, "Nonlinear and adaptive control design", Wiley-Interscience, 1995.
- [LAB04] S. Labiod, "Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires", *Thèse de doctorat*, ENP, Alger, 2004.
- [LAB05] S. Labiod, M. S. Boucherit, and T. M. Guerra, "Adaptive fuzzy control of a class of MIMO nonlinear systems", *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 151, pp.

- 59-77, 2005.
- [LAB10] S. Labiod, A. Zibra, A. Boubakir, "Backstepping speed control for permanent magnet synchronous motors with unknown load torque", *International Conference on Electrical, Electronics and Automatic, ICEEA*, November 2010, Bejaia, Algeria.
- [LEC91] D. Lecocq and P. Lataire, "Study of a variable speed, double fed induction motor drive system with both stator and rotor voltages controllable", *Proc. EPE*, pp. 337-339, Firenze, 1991.
- [LEC93] D. Lecocq, P. Lataire and W. Wymeersch, "Application of the double fed asynchronous motor (DFAM) in variable speed drives", *EPE Conference*, Brighton, Vol. 5, pp. 419-423, 13-16 September 1993.
- [LEC94] D. Lecocq, "Contribution à l'étude des moteurs alternatifs à double alimentation par convertisseurs statiques pour entraînements de forte puissance", *Thèse de Doctorat*, Facultéit Toegepaste Wetenschappen – Vrije Universiteit, Brussel, 1994.
- [LEC95] D. Lecocq and P. Lataire, "The indirect controlled double fed asynchronous motor for variable speed drives", *EPE Conference*, Vol. 3, pp 405-410, Sevilla, 19-21 September 1995.
- [LEO97] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin, Germany, 1997.
- [LI03] H. X. Li and S. C. Tong, "A hybrid adaptive fuzzy control for a class of nonlinear MIMO systems", *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Vol. 11, No. 1, pp. 24-34, 2003.
- [LI12] Y. Li, Y. Li, S. Tong, "Adaptive fuzzy decentralized output feedback control for stochastic nonlinear large-scale systems", *Neurocomputing*, Vol. 83, pp. 38-46, 2012.
- [LI89] Y. Li and C. C. Lau, "Development of fuzzy algorithm for servo systems", *IEEE Control System Magazine*, Vol. 2, No. 1, pp. 65-71, 1989.
- [LIN02] F. J. Lin, P. H. Shen and S. P. Hsu, "Adaptive sliding mode control for linear induction motor drive", *IEE Proc.-Power Appl.*, Vol. 149, No. 3, pp.184-194, 2002.
- [LIU11] X. Liu, L. Tang and L. Zhou, "Fuzzy active disturbance rejection control of three-motor synchronous system", *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, Vol. 13, No.4, pp. 51-57, 2011.
- [MAU08] J. M. Mauricio, A. E. León, A. Gomez-Exposito and J. A. Solsona, "An adaptive nonlinear controller for DFIM-based wind energy conversion systems", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 23, No.4, pp.1025-1035, 2008.
- [MER10] A. Meroufel, Y. Djeriri, A. Massoum et A. Hammoumi, "Commande vectorielle par les réseaux de neurones artificiels de l'énergie d'une MADA intégrée à un système éolien", *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 13 No.4, pp. 669-682, 2010.
- [MEU95] B. Meunier, Bernadette, *La logique floue et ces applications*, Addison-wesley France, 1995.
- [MOR98] L. Morel, H. Godfroid, A. Mirzaian and J.M. Kauffmann, "Double-fed induction machine: converter optimization and field oriented control without position sensor", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 145, No. 4, pp. 360-368, 1998.
- [NAK97] Y. Nakoula, "Apprentissage des modèles linguistiques flous par un jeu de règles pondérées", *Thèse de doctorat*, Université de Savoie, France, 1997.

- [PAY06] A. Farrokh Payam, “An adaptive backstepping controller for doubly-fed induction machine drives”, in *Proc. IEEE Conf.*, 2006.
- [PAY08] A. Farrokh Payam, “An adaptive input-output feedback linearization controller for doubly-fed induction machine drives”, *Serbian Journal of Electrical Engineering*, Vol. 5, No. 1, pp. 139-154, 2008.
- [PAY11] A. Farrokh Payam, M. Naser Hashemnia and J. Faiz “Robust DTC control of doubly-fed induction machines based on input-output feedback linearization using recurrent neural networks”, *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 5, 2011.
- [PER03] S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli, “Indirect stator flux-oriented output feedback control of a doubly fed induction machine”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 11, No. 6, pp. 875-888, 2003.
- [PER98] S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli, “Robust active-reactive power control of doubly-fed induction generator”, in *Proc. IEEE-IECON'98*, pp. 1621-1625 Aachen, Germany, September, 1998.
- [POD02] G. Poddar and V. Ranganathan, “Sensorless field oriented control of double fed inverter wound rotor induction motor drive”, in *Proc. IECON'02*, pp.5-8, Sevilla, Spain, November, 2002.
- [POI03] F. Poitiers, “Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne”, *Thèse de Doctorat*, École Polytechnique de l'Université de Nantes, Nantes, France, 2003.
- [POL96] M. M. Polycarpou and P. A. Ioannou, “A robust adaptive nonlinear control design”, *Automatica* Vol. 32, pp. 423-427, 1996.
- [RUS02] C. Rusu, “Sliding mode fuzzy control, for the step motors”, *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, Vol. 4, No. 3, pp. 19-24, 2002.
- [SAL07] G. Salloum, “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation”, *Thèse de Doctorat*, INP, Toulouse, France, 2007.
- [SLO91] J. J. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control*, Prentice-Hall. Inc., 1991.
- [SOL06] J. Soltani, A. F. Payam, and M. A. Abbasian, “A speed sensorless sliding mode controller for doubly-fed induction machine drives with adaptive backstepping observer”, in *Proc. ICIT 2006. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 2725-2730, 2006.
- [SPO96] J. T. Spooner and K. V. Passino, “Stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks”, *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Vol. 4, No. 3, pp. 339-359, 1996.
- [SU94] E. Y. Sue and Y. Stepanenko, “Adaptive control of a class of nonlinear systems with fuzzy logic”, *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Vol. 2, No. 4, pp. 285-294, 1994.
- [TAN99] Y. Tang, N. Zhang and Y. Li, “Stable fuzzy adaptive control for a class of nonlinear systems”, *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 104, pp. 279-288, 1999.
- [VID04] P. E. Vidal, “Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation”, *Thèse de Doctorat*, INP de Toulouse, Toulouse, France, 2004.
- [WAN93a] L. X. Wang, “Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems”, *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Vol. 1, pp. 146-155, 1993.
- [WAN93b] S. Wang and Y. Ding, “Stability analysis of field oriented doubly-fed machine drive based on computer simulation”, *Electric Machines and Power System* 21, pp. 11-24, 1993.

- [WAN94] L.X. Wang, "Adaptive fuzzy systems and control: Design and stability analysis", NJ: *Prentice-Hall*, Englewood Cliffs, 1994.
- [XU03] H. Xu and P. A. Ioannou, "Robust adaptive control for a class of MIMO nonlinear systems with guaranteed error bounds", *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. 48, N^o. 5, pp. 728-742, 2003.
- [XU95] L. Xu and W. Cheng, "Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme", *IEEE trans. On Industry Application*, Vol. 31, No. 3, pp. 636-642, 1995.
- [YOO98] F. Yoo and W. Ham, "Adaptive fuzzy sliding mode control of nonlinear system", *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, Vol. 6, pp. 315-321, 1998.
- [YOU09] H. A. Youcef, M. A. Wahba, "Adaptive fuzzy MIMO control of induction motors", *Expert Systems with Applications*, Vol. 36, No. 1, pp. 4171-4175, 2009.
- [YUA09] L. Yuan, H. Feng-you and Y. Zong-bin, "Study on sliding mode speed control with fuzzy approach for doubly-fed induction motor", *IEEE International Conference on Control and Automation*, Christchurch, New Zealand, December 9-11, 2009.
- [ZAD65] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets", *Information and control*, Vol. 8, pp. 338-353, 1965.