

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :
Numéro d'inscription : **DGE/06/16**

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de
DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité: Génie Electrique
Option: Génie Electrique

THEME

Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double étoile

Présenté Par

HADJI Chaabane

Soutenue le : 27/10/ 2020

Devant le jury composé de :

<u>Nom & Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
ZEGHLACHE Samir	Maitre de conférences 'A'	Univ. de M'sila	Président
KHODJA Djalal Eddine	Maitre de conférences 'A'	Univ. de M'sila	Encadreur
BENALIA Leila	Professeur	Univ. de Batna	Examinateur
KHEMLICHE Mabrouk	Professeur	Univ. de Sétif	Examinateur
CHAKROUN Salim	Maitre de conférences 'A'	Univ. de M'sila	Invité

Année Universitaire : **2019/2020**

REMERCIEMENTS

*Je tiens, tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse monsieur **KHODJA Djalal Eddine**, Maitre de conférence (A) à l'université de M'sila, pour ces conseils précieux, ses directives enrichissantes, sa patience et sa disponibilité, ainsi que pour la confiance et l'aide qu'il m'a accordé pour mener ce travail à terme.*

*Je tiens à remercier monsieur **ZEGHLACHE Samir**, Maitre de conférence (A) à l'université de M'sila, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury.*

Toutes mes reconnaissances vont également aux membres de jury:

*Madame **BENALIA Leila**, professeur à l'université de Batna.*

*Monsieur **KHEMLICHE Mabrouk**, professeur à l'université de Sétif.*

*Monsieur **CHAKROUN Salim**, Maitre de conférences 'A' à l'université de M'sila.*

Pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

Je remercie également tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.

Dédicaces

بسم الله والصلاة والسلام على رسول الله صلى الله عليه وسلم أما بعد:

إلى روح والدي رحمة الله عليه , إلى أمي الكريمة , أسأل الله سبحانه وتعالى أن يطيل في عمرها على الطاعة, وان يمتعها بالصحة والعافية , وأن يجعل عاقبتها الجنة, وأن يكتب هذا العمل المتواضع وما تلاه في ميزان حسناتهما.

إلى زوجتي الكريمة التي صبرت وتعبت , أسأل الله أن يطيل في عمرها في طاعته وان يمتعها بالصحة والعافية .

إلى جميع الأصدقاء والزملاء.

لكم جميعا الشكر الجزيل.

Sommaire

Sommaire	i
Liste des figures	v
Symboles et Abréviations	vii
Introduction générale	01

Chapitre I

Etat De L'art de la Commande de la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

I.1 Introduction	06
I.2 Rappel sur Les Machines Multiphasées	07
I.2.1 Types des Machines Multiphasées	07
I.2.1.1 Machines multiphasées de "Type 1"	07
I.2.1.2 Machines multiphasées de "Type 2"	08
I.2.2 Avantages des machines multiphasées	10
I.2.3 Inconvénients des machines multiphasées	10
I.2.4 Applications des Machines Multiphasées	10
I.3 Historique des Commandes de la Machine Asynchrone Double Etoile	11
I.4 Conclusion	14

Chapitre II

Commande Adaptative par Modèle de Référence de La Machine Asynchrone Double Etoile

II.1 Introduction	16
II.2 Domaines d'application de la Commande Adaptative	17
II -3 Commande à Contre Réaction et Commande Adaptative	18
II-4 Différentes Techniques de Commande Adaptative	18
II-4-1 Commande adaptative à modèle de référence	18
II 4.1.1 Spécifications du système de commande adaptative MRAC	21

II.4.1.2 Adaptation des paramètres d'une commande MRAC	22
II-4-2 Commande auto ajustable.	23
II.5 Identification en boucle fermée et commande adaptative robuste.	24
II.6 Adaptation des paramètres de régulateur et loi de commande	27
II.7 Conception du régulateur et validation en temps réel	28
II.8 Application de la commande adaptative robuste par MRAC de la Machine Asynchrone Double Etoile	29
II.8.1 Modèle de la machine en vue de sa commande	29
II.8.2 Commande Vectorielle de la MASDE	31
II.8.2.1 Principe de la Commande Vectorielle	31
II.8.2.2 Méthodes de la Commande Vectorielle	32
II.8.3 Commande Vectorielle Indirecte de La MASDE	32
II.8.3.1 Régulation du Flux	34
II.8.3.2 Bloc de défluxage	35
II.8.4 Commande Vectorielle Directe	35
II.8.4.1 Estimateur du Flux	35
II.8.5 Résultats de simulation :	37
II.8.5.1 Test de robustesse	39
II.9 Conclusion	42

Chapitre III

Commande Robuste par Mode Glissant d'une Machine

Asynchrone Double Etoile

III.1 Introduction	44
III.2 Rappel sur la commande par mode de glissement	45
III.2.1 principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable	45
III.2.2 domaine d'application du réglage par mode de glissement	46
III.2.3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	46
III.2.3.1 Choix des surfaces de glissement	47
III.2.3.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	48
III.2.3.3 Détermination de la loi de commande	48

III.3	Elimination du phénomène de chattering	51
III.4	Mode glissant d'ordre supérieur	53
III.4.1	Principe du mode glissant d'ordre supérieur	53
III.4.2	Avantage du mode glissant d'ordre supérieur	54
III.4.3	Commande par mode glissant d'ordre deux	55
III.4.3.1	Algorithme de twisting	56
III.4.3.2	Algorithme de super twisting	57
III.5	Application de la commande par mode glissant à la Machine Asynchrone Double Etoile	58
III.5.1	Détermination des différentes surfaces de régulation et application	58
III.5.1.1	Surface de régulation de la vitesse	58
III.5.1.2	Surface de régulation du flux rotorique	59
III.5.1.3	Surfaces de régulation des courants statoriques	60
III.6	Application de la commande par mode glissant d'ordre deux 'super twisting ' à la Machine Asynchrone Double Etoile	62
III.6.1.	Simulation et interprétation des résultats	63
III.6.2.	Teste de robustesse	65
III.7	Conclusion	68

Chapitre VI

Commande par l'Approche Backstepping d'une Machine Asynchrone Double Etoile

IV.1	Introduction	69
IV.2	Commande Backstepping des Systèmes Non Linéaires	70
IV.2.1	Principe de l'approche du Backstepping	70
IV.2.2	Application du Backstepping classique pour les systèmes du second ordre	72
IV.2.3	Application du Backstepping Adaptative pour les systèmes du troisième ordre	74
IV.2.3.1	Commande Backstepping non adaptative	74

IV.2.3.2 Commande backstepping adaptative	75
IV.3 Commande par Backstepping de la Machine Asynchrone Double Etoile	79
IV.3.1 Résultats de simulation	81
IV.3.2 Test de robustesses	84
IV.3.2.1 Inversion du sens de rotation	83
IV.3.2.2. Influence de variation de résistance rotorique	85
IV.3.2.3. Influence de la variation du moment d'inertie	85
IV.4 Commande Par Backstepping Adaptative de La Machine Asynchrone Double Etoile	87
IV.4.1 Résultats de simulation	93
IV.5 Conclusion	96
IV.6 Conclusion Générale	98
Annexe	
Bibliographie	

Symboles et Abréviations

α	<i>Angle de déphasage entre les deux stators</i>
C_{em}	<i>Couple électromagnétique</i>
C_r	<i>Couple résistant</i>
CSV	<i>Commande à Structure Variable</i>
d, q	<i>Les axes directs et quadratiques du repère de Park</i>
de	<i>La dérivée de l'erreur</i>
$e(x)$	<i>L'écart sur la variable x (l'erreur)</i>
E	<i>Tension continue</i>
F_r	<i>Coefficient de frottement</i>
SMC	<i>Sliding Mode Controller</i>
ϕ_s	<i>Flux statorique</i>
ϕ_r	<i>Flux rotorique</i>
Ω_m	<i>Vitesse mécanique du rotor</i>
J	<i>Moment d'inertie</i>
k_p, k_i	<i>Paramètres du régulateur PI</i>
L_{s1}, L_{s2}, L_r	<i>Les inductances propres des stators et du rotor</i>
L_{ms}	<i>Inductance mutuelle entre phases statoriques</i>
L_{mr}	<i>Inductance mutuelle entre phases rotoriques</i>
MASDE	<i>Machine Asynchrone à Double Etoile</i>
MLI	<i>Modulation de la Largeur d'Impulsion</i>
M_{sr}	<i>Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques</i>
p	<i>Nombre de paires de pôle</i>
P_{em}	<i>Puissance électromagnétique</i>
PID	<i>Régulateur Proportionnel-Intégral-Dérivateur</i>
q	<i>Nombre de phase</i>
q_α	<i>Nombre équivalent de phases</i>
r	<i>Degré relatif du système</i>
R_{s1}, R_{s2}, R_r	<i>Les résistances statoriques et rotoriques</i>
S	<i>L'opérateur de Laplace</i>
$S(x)$	<i>Surface de commutation</i>
S_1, S_2, r	<i>Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor</i>
STSMC	<i>Super twisting Sliding Mode Controller</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
T_r	<i>Constante de temps rotorique</i>
θ_e	<i>Angle électrique</i>
θ_m	<i>Angle mécanique</i>
θ_r	<i>Angle rotorique</i>
θ_s	<i>Angle statorique</i>

U_{eq}	<i>La commande équivalente</i>
U_n	<i>La commande discontinue</i>
$V(x)$	<i>Fonction de Lyapunov</i>
ω_{gl}	<i>Pulsation électrique de glissement</i>
ω_r	<i>Pulsation électrique rotorique</i>
ω_s	<i>Pulsation électrique statorique</i>
ω_m	<i>Pulsation mécanique</i>
x^*	<i>Grandeur de référence</i>
x_{est}	<i>Grandeur estimée</i>

Chapitre I : Etat de l'art de commande de la machine asynchrone double étoile

Tableau I.1 : Machines multi-phrasées de type 1.

Tableau I.2 : Machines multiphasées de type 2.

Fig. I.1 : Exemple d'application d'une machine multiphasées dans le domaine éolien.

Chapitre II : Commande Adaptative par Modèle de Référence de la Machine Asynchrone double étoile

Fig. II.1 : Structure de base d'une commande adaptative.

Fig. II.2 : Commande adaptative à modèle de référence.

Fig. II.3 : Commande adaptative à modèle de référence implicite

Fig. II.4 : Schéma de base de commande auto ajustable.

Fig. II.5 : Cycle régulateur auto ajustable direct.

Fig. II.6 : Système en boucle fermée avec régulateur R-S-T.

Fig. II.7 : Schéma de la commande adaptative à modèle de Référence Indirect.

Fig. II.8 : Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE

Fig. II.9 : Schéma représentant le découplage commande vectorielle directe DFOC.

Fig. II.10 : Schéma de réglage de la vitesse de MASDE par la commande adaptative à modèle de référence Indirect.

Fig. II.11 : Résultats de simulation de la vitesse et les composants en quadrature de flux rotorique.

Fig. II.12 : Présentation du couple électromagnétique et des courants ($i_{qs1}, i_{ds1}, i_{as1}$).

Fig. II.13 : Résultats de simulation lors de tests de robustesse inversement de la vitesse en charge.

Fig. II.14 : Résultats de simulation lors de tests de robustesse en augmentant la $R_r = 1.5R_{rn}$ à $t = [3 ; 5]$ s, avec variation de charge.

Fig. II.15 : Résultats de simulation lors de tests de robustesse en augmentant la $R_s = 1.5R_{sn}$ à $t = [2 ; 3]$ s, en charge. $C_r = 14N.m$ à partir de $t = 1s$.

Chapitre III : Commande Robuste par Mode Glissant d'une Machine Asynchrone Double Etoile

Fig. III.1 : Mode de fonctionnement dans le plan de phase.

Fig. III.2 : Définition de la fonction « sign ».

Fig. III.3 : Phénomène de Chattering.

Fig. III.4 : Fonction de saturation ($\delta > 0$ et *petit*).

Fig. III.5 : Fonction de smooth.

Fig. III.6 : Trajectoire du glissement d'ordre deux.

Fig. III.7 : Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.

Fig. III.8 : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par (STSMC).

Fig. III.9 : Simulation de la commande de vitesse de la MASDE avec l'application du couple résistant à $t = [1, 2]$ s.

Fig. III.10 : Simulation de la commande de vitesse de la MASDE avec l'application du couple résistant à $t = [1, 2]$ s.

Fig. III.11 : Influence de l'application d'un couple résistant variable de (21 ; -15 ; +15 ; 0 N.m) à $t = 1s$.

Fig. III.12 : La vitesse et couple électromécanique lors de test de poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.

Fig. III.13 : La composante de flux et courants lors de test de poursuite d'inversion du sens de rotation en fonctionnement à vide.

Fig. III.14 : Influence de la variation de la résistance rotorique ($R = 1.5 \cdot R_{rn}$ à partir de $t = 2s$), démarrage à vide suivi par l'application d'une charge ($C_r = 14N.m$) à $t = 1s$.

Chapitre IV : Commande par l'Approche Backstepping d'une Machine Asynchrone Double Etoile

Fig. IV.1 : Schéma de principe de la commande Backstepping.

Fig. IV.2 : Schéma de principe de la commande adaptative.

Fig. IV.3 : Schéma bloc de système de deuxième ordre.

Fig. IV.5 : Commande adaptative du système bouclé

Fig. IV.6 : Structure générale de la commande par backstepping de la MASDE.

Fig. IV.7 : Résultats de simulation de la vitesse.

Fig. IV.8 : Performances de la MASDE commandée par un régulateur de Backstepping, d'une poursuite de vitesse en fonctionnement à vide et en charge.

Fig. IV.9 : Performances de la MASDE commandée par un régulateur de Backstepping, d'une poursuite d'inversion du sens de rotation en fonctionnement à vide.

Fig. IV.10 : Influence de la variation de la résistance rotorique ($R_r = 1.5 \cdot R_{rn}$) à partir de $t = 1s$), à vide.

Fig. IV.11 : influence de la variation du moment d'inertie ($J = 1.5 J_n$ à partir de $t = 2.5s$), lors d'une inversion de sens de rotation à $t = 2s$ en fonctionnement à vide.

Fig. IV.12 : Influence de l'application d'un couple résistant de ($21N.m$) à $t = 1s$.

Fig. V.13 : Schéma de la commande Backstepping adaptative en vitesse de la MASDE avec un estimateur adaptative.

Fig. IV.14 : Performances de la MASDE commandée par un régulateur Backstepping adaptatif, à vide suivi de l'introduction d'une charge nominale.

Fig. IV.15 : Influence de la variation de la résistance rotorique ($R_r = 2 \cdot R_{rn}$) à partir de $t = 2s$), en charge.

Fig. IV.16 : Influence de la variation de l'inductance ($L_s = 1.5L_{sn}$ à partir de $t = 2s$), en charge à $t = 1s$ ($C_r = 14N.m$).

Introduction Générale

Les machines électriques sont de plus en plus présentes tant dans notre quotidien en terme d'utilisation domestique que dans un très grand nombre de procédés industriels ; mais également la manutention, les services de tractions électriques (trains, tramways, véhicules électriques, navires, etc. ...), génération d'énergie (les éoliennes) ainsi qu'à tous les domaines de l'industrie et de l'aérospatiale. En outre, Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort, la faible maintenance, la robustesse, la flexibilité de la commande et leurs capacités d'évolution.

Par ailleurs, les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, ou au niveau des convertisseurs statiques, non seulement permettent de modifier considérablement les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais elles ont également conduit au développement de nouvelles classes de machines et permettent aussi, la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables. En conséquence les machines électriques sont devenues faciles à commander et ont encore élargi leur champ d'utilisation.

Dès 1920 les Machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), a été introduit par les chercheurs comme une solution pour assurer une fiabilité élevée dans la motorisation électrique dans les applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale, cette solution consiste à appliquer la segmentation de puissance au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, dont les machines multiphasées, alimentées par un onduleur. Parmi les autres avantages qui caractérisent ces machines, on peut citer : la minimisation des harmoniques du couple électromagnétique, la minimisation des pertes.

Un des exemples les plus courants de machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), qui possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée ; il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes dans le rotor [Dja00].

La commande de la machine asynchrone double étoile est semblable à la commande de la machine asynchrone triphasée, mais avec un nombre de grandeurs à régler plus grand et plus difficiles, puisque il existe un fort couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse.

La commande vectorielle utilisée pour régler la vitesse de la machine (MASDE), elle rend la commande d'une telle machine similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Les premiers régulateurs utilisés sont les PI, pour le réglage du courant ou de la vitesse ou de la position à cause de sa simplicité. Dans une situation pratique, certaines grandeurs physiques caractéristiques du moteur peuvent varier au cours du fonctionnement, ce qui amène des variations paramétriques sur le modèle du système. En outre, le modèle mathématique n'est pas connu exactement à cause de non linéarité du processus réel. La procédure habituelle est de concevoir le contrôleur en se basant sur un modèle simplifié et avec des paramètres physiques nominaux. Cette simplification entraîne aussi des incertitudes supplémentaires sur les paramètres du modèle et le contrôleur PI et ne permet plus d'avoir les qualités de réglage requises. Cependant, la notion de robustesse est peu négligée, car elles ont plusieurs autres inconvénients tels que: la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations, un long temps de réponse, un grand rejet de perturbation, ...etc.

Pour faire face à ce problème, la notion robuste est prise en compte qu'à partir du début des années 80, c'est en 1981 que nous assistons à la naissance des Méthodes robustes par Zams, elle est en suite développée, en particulier par Doyle, Glover, Khargonekar et Francis en 1987 et 1989 [Hus09]. Ensuite, nous faisons appel dans un premier temps, à des régulateurs robustes qui possèdent comme objectif principal, la réduction de l'influence des incertitudes sur les paramètres, des dynamiques négligées et du non linéarité sur la dynamique en boucle fermée. De plus, ils doivent permettre aussi d'obtenir des propriétés acceptables en boucle fermée sur l'intervalle entier des variations possibles de ces paramètres. Nous nous sommes donc intéressés à la commande robuste.

Actuellement, les régulateurs ou les commandes modernes ont l'aptitude de remplacer les régulateurs PID, par les techniques de l'intelligence artificielle car ils sont des régulateurs non linéaires utilisant le raisonnement et le fonctionnement du cerveau humain. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple la commande adaptative [Lan93], la commande floue,

la commande par mode de glissement, Backstepping... etc., l'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants.

Connu par sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre, le mode glissant a été largement utilisé pour commander une large classe de systèmes non linéaires [Cha19] [Lev99] [Lan11]. Il s'agit de définir une surface dite de glissement en fonction des états du système de façon qu'elle soit attractive. La commande globale synthétisée se compose de deux termes : le premier permet l'approche jusqu'à cette surface et le second le maintien et le glissement le long de celle-ci vers l'origine du plan de phase. La commande globale ainsi construite permet d'assurer en plus des bonnes performances de poursuite, une dynamique rapide et un temps de réponse court [Hoc08].

Par ailleurs, cette loi de commande représente quelques inconvénients qui peuvent être résumés en deux points. Le premier réside dans la nécessité d'avoir des informations précises sur l'évolution du système dans l'espace d'état et les bornes supérieures des incertitudes et des perturbations. Cependant, la nature incertaine des systèmes non linéaires rend difficile voir impossible de disposer d'une description analytique de la dynamique du système. Le second inconvénient réside dans l'utilisation de la fonction signe dans la loi de commande pour assurer le passage de la phase d'approche à celle du glissement. Ceci donne lieu au phénomène de broutement qui consiste en des variations brusques et rapides du signal de commande, ce qui peut exciter les hautes fréquences du processus et l'endommager. Pour remédier à ces problèmes, plusieurs approches ont été présentées dans la littérature [Utk93] [Rad10] [Bou18] [Hil18] [Hai16].

En effet, pour le premier inconvénient plusieurs travaux ont été focalisés sur la combinaison des modes glissants avec la commande adaptative où la dynamique du système incertain est approximée à l'aide d'un réseau de neurones [Moh14], d'un système flou ou une combinaison des deux (réseaux neuro-flou) [Hus09].

Cependant quelques problèmes sur la convergence de l'algorithme adaptatif et les conditions de stabilités restent posés, pour éviter, on a étudié la contribution de la combinaison du mode glissant avec la commande Backstepping et qui a été fait par séries de simulations dans le but de régler la vitesse d'un MASDE.

Pour le second inconvénient, Afin de réduire les effets de ces phénomènes, la commande par mode glissant 'Super Twisting Silding Mode Control (STSMC)' se présentée comme une solution très proposée dans l'industrie.

Pour ces deux approches, la robustification est assurée et exécutée par la fonction de Lyapunov.

Cette thèse contribue à l'élaboration d'une famille de lois de commande robuste basée sur la stabilité de Lyapunov pour objectif de réguler la vitesse de la machine asynchrone double étoile à cage d'écureuil par les techniques de commande non linéaire par mode glissant et Backstepping, l'alimentation sera assurée à travers deux onduleurs de tension identiques. Pour ce faire, le travail de thèse est réparti comme suit :

Organisation de la thèse : L'objectif principal de ce travail est l'étude à base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC), les commandes non linéaire : Adaptative MRAC, mode glissant et Backstepping, de la machine asynchrone double étoile (MASDE).

Dans le premier chapitre, on présente un état de l'art de commande d'une MASDE. Les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi les domaines d'utilisation sont présentés et on a nommé rapidement l'historique sur la commande des machines asynchrones double étoile.

Le deuxième chapitre est l'objet de l'application de la commande adaptative MRAC à la machine asynchrone double étoile pour régler la vitesse et les courants statoriques, la modélisation de la MASDE alimentée par onduleurs de tension, en utilisant la transformation de Park linéaire (passage triphasé-biphasé), et le principe d'application de la commande vectorielle par orientation du flux (FOC: Field Oriented Control) à la MASDE sera traité. Les résultats obtenus seront présentés et discutés.

Le troisième chapitre, traite la théorie de la technique du réglage par mode glissant à dynamique imposée appliquée au système linéaire. Cela étant pour pouvoir présenter les relations générales permettant le dimensionnement de la surface de glissement. L'application de ce type de régulateur à la machine asynchrone double étoile MASDE sera effectuée. Cependant, cette loi de commande représente un inconvénient majeur qui peut être résider dans le phénomène de broutement alors, on a présenté la commande par mode glissant d'ordre supérieur (**Super Twisting Sliding Mode Controller**) comme une solution très attractive pour réduire cette effet.

Le quatrième chapitre, est consacré à l'étude de la commande par Backstepping de la MASDE basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique par les deux types adaptative et non adaptative ; généralement cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en montrant la stabilité

globale de cette commande. Les résultants obtenus sont présentés et discutés avec estimation des paramètres de MASDE en ligne.

L'étude de la robustesse des commandes proposées vis-à-vis des incertitudes paramétriques est étudiée à la fin de tous les chapitres.

Finalemnt, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de cette thèse et récapitulera ainsi en gros le travail abordé. Nous proposerons en perspectives quelques axes de recherche.

Chapitre I

Etat de l'art de commande de la machine asynchrone double étoile

I.1 Introduction

Les machines à courant continu (MCC) ont été utilisées dans les années 1960, dans le domaine des applications à vitesse variable (robotique et en commande des machines-outils) en utilisant la configuration classique qui nécessite l'utilisation de 3 machines (deux machines à courant continu et un moteur asynchrone), ce qui conduit à un système encombrant, coûteux et exige un entretien minutieux, en plus la vitesse de rotation de ces machines est limitée à cause de son collecteur [Sal09].

Pour cela les travaux de recherche ont été orientés vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines synchrones et en particulier les machines à induction, plus fiables et moins coûteux en termes de construction et d'entretien [Dja01].

Maintenant les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou machines multiphasées". Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance [Dja01]. Les machines multiphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant.

De nos jours, les chercheurs s'intéressent à ces machines, par l'analyse, la modélisation et la commande, grâce à leurs avantages qu'elles possèdent par rapport aux machines triphasées conventionnelles telle que :

- ✓ Amélioration de la stabilité ;
- ✓ Segmentation de puissance ;
- ✓ Réduction des harmoniques du couple et du courant ;
- ✓ Un potentiel de réduction des pertes ;

- ✓ Réduction de courants de phases sans augmenter la tension ;
- ✓ Possibilité de diviser la commande sur plusieurs convertisseurs.

Afin de rendre robustes les actionneurs, les chercheurs ont établi des algorithmes de contrôle complexes, face à sa simplicité structurale (système multi variable et non linéaire fortement couplé) [Dja01] [Elh13] [Hoc08], puisque il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse et la position [Dja01][Hoc08*].

Ainsi avec l'arrivée de l'électronique de puissance, et la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique, s'effectue une révolution radicale dans le but est de développer des stratégies de commande pour les actionneurs électrique beaucoup plus évoluées [Hou11] [Nad14*].

En fin, on présente dans la suite de ce chapitre, les différents types des machines multiphasées, leurs avantages, leurs utilisations ainsi que leurs commandes.

I.2 RAPPEL SUR LES MACHINES MULTIPHASEES

I.2.1 TYPES DES MACHINES MULTIPHASEES

Suivant le nombre des phases statoriques et ou non un multiple de trois, on distingue habituellement deux types de machines multiphasées, que l'on nommera "machines multiphasées de Type 1" et "machines multiphasées de Type 2". De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois [Dja01].

I.2.1.1 Machines Multiphasées de Type 1

Les machines multiphasées de type 1 sont des machines dont le nombre de phases est multiple de trois ; ces machines sont souvent appelées machines multi-étoile. On note n_{ph} pour le nombre de phases, donc on a $n_{ph} = 3i; (i = 1; 2; 3 \dots)$

Dans l'industrie on peut trouver plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (décalage entre étoiles en type 1). En effet, une machine double étoile ($n_{ph} = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{6}$ à des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{3}$

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un "nombre équivalent de phases", noté n_{pha} , dont la définition est la suivante :

$$n_{pha} = \frac{\pi}{\alpha}.$$

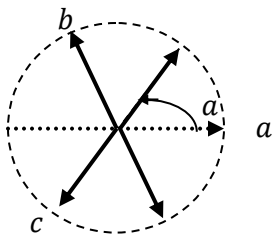
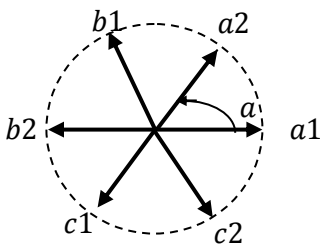
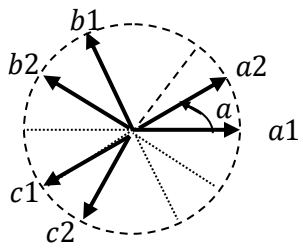
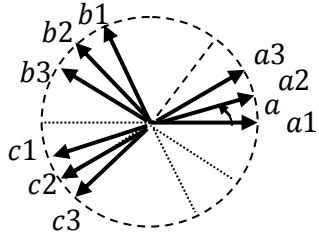
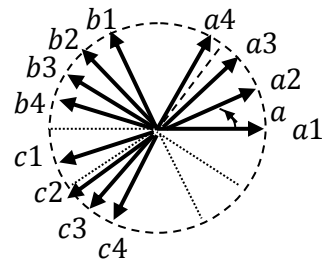
Nombre de Phase (q)	Nombre équivalent de Phase (q_a)	Décalage angulaire (α degré)	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau.I.1 – Machines multi-phasées de type 1 [Dja01].

I.2.1.2 Machines Multiphasées de Type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases impair (est non multiple de trois ($n_{ph} \neq 3i$), sont regroupées dans le type 2. Donc les phases sont régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{3}$, puis le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases, $n_{ph} = n_{pha} = \frac{\pi}{\alpha}$.

La table I.2 donne quelques exemples.

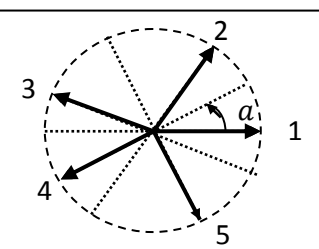
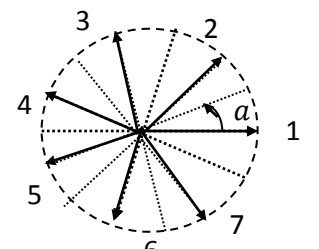
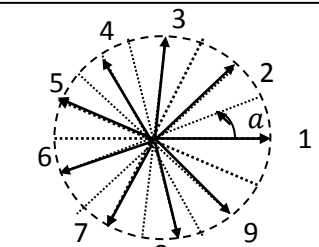
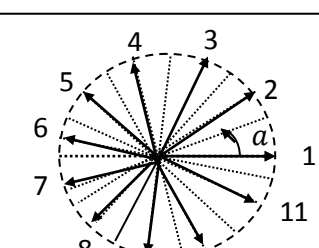
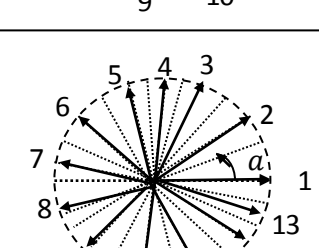
Nombre de Phase n_{ph}	Nombre de Phase n_{pha}	Décalage Angulaire (α degré)	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	 A circular diagram showing 5 axes labeled 1 to 5. Axis 1 is horizontal to the right. The other axes are spaced at $\frac{2\pi}{5}$ intervals. A dashed circle and dotted lines indicate the angular positions. An angle α is shown between axis 1 and axis 2.
7	7	$\frac{\pi}{7}$	 A circular diagram showing 7 axes labeled 1 to 7. Axis 1 is horizontal to the right. The other axes are spaced at $\frac{2\pi}{7}$ intervals. A dashed circle and dotted lines indicate the angular positions. An angle α is shown between axis 1 and axis 2.
9	9	$\frac{\pi}{9}$	 A circular diagram showing 9 axes labeled 1 to 9. Axis 1 is horizontal to the right. The other axes are spaced at $\frac{2\pi}{9}$ intervals. A dashed circle and dotted lines indicate the angular positions. An angle α is shown between axis 1 and axis 2.
11	11	$\frac{\pi}{11}$	 A circular diagram showing 11 axes labeled 1 to 11. Axis 1 is horizontal to the right. The other axes are spaced at $\frac{2\pi}{11}$ intervals. A dashed circle and dotted lines indicate the angular positions. An angle α is shown between axis 1 and axis 2.
13	13	$\frac{\pi}{13}$	 A circular diagram showing 13 axes labeled 1 to 13. Axis 1 is horizontal to the right. The other axes are spaced at $\frac{2\pi}{13}$ intervals. A dashed circle and dotted lines indicate the angular positions. An angle α is shown between axis 1 and axis 2.

Tableau I.2 Machines multiphasées de type 2 [Dja01].

I.2.2 Avantages des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles, parmi ces avantages on peut citer : la minimisation des ondulations du couple électromagnétique lorsque la machine est alimentée par des convertisseurs statiques (onduleurs ...) ; la stabilité ; la segmentation de puissance ; la réduction des courants de phases sans augmenter les tensions de phases etc.

- ✓ Améliorer la fiabilité lorsque les machines multiphasées sont capables de continuer le fonctionnement dans ce régime dégradé. Mais avec un couple électromagnétique moindre par rapport à celui à développer en régime normal.
- ✓ La segmentation de puissance : comme la machine multiphasées contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases [Dja01].
- ✓ Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale [Dja00].
- ✓ Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase.
- ✓ Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple et augmenterait l'efficacité de la machine [Sin02].
- ✓ les machines à induction polyphasés moins de bruit par rapport à ceux triphasés.
- ✓ le nombre de phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou deux phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés permet d'obtenir la possibilité de démarrer et faire fonctionner la machine même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit. (Fonctionnement en régimes dégradés) [Dja01] [Kes03].

I.2.3 Inconvénients des Machines Multiphasées

- ✓ Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine [Dja01].
- ✓ l'apparition des courants à harmonique de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension [Sin02].
- ✓ Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adaptés pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes Multiphasées de type 2 [Sin02].

I.2.4 Applications des Machines Multiphasées

- ✓ Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de fortes puissances. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins, les moulins du ciment, les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, etc...
- ✓ Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Fig. I.1) [Sin02].

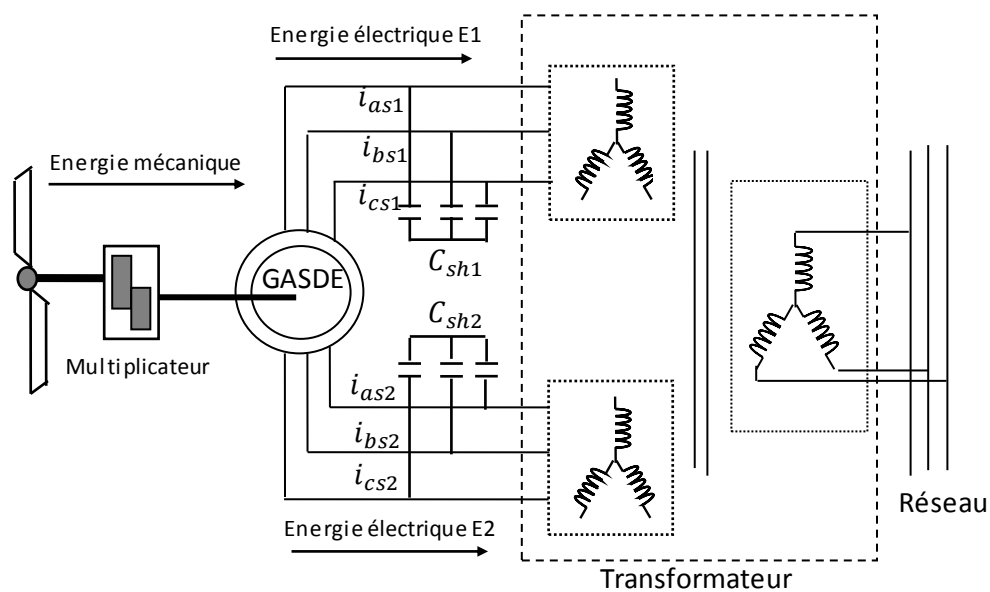


Fig. I.1 : Exemple d'application d'une machine multiphasées dans le domaine éolien,

I.3 HISTORIQUE DES COMMANDES DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE.

Au cours des dernières décennies, le développement dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'informatique industrielle a permis la réalisation des techniques de commande de la machine asynchrone double étoile à cause de leurs avantages.

Afin de positionner notre étude dans le domaine, une présentation afin de rendre compte de façon rapide de ces techniques est abordée.

Dans les articles [Dja00] [Sin02] les auteurs explorent le sujet de la machine asynchrone double étoile où ils développent un modèle mathématique d'une machine asynchrone hexaphasée double étoile et une commande vectorielle associée s'appuyant sur une décomposition d'un espace de dimension 6 en trois sous espaces propres orthogonaux, ne

tenant pas compte des harmoniques d'espace. Les auteurs en déduisent que le couple de la machine asynchrone double étoile est uniquement dû aux interactions flux/courant dans un plan classiquement appelé (d, q).

La plus ancienne méthode de commande c'est la **commande scalaire** pour les machines à courant alternatif, sa structure est très simple, elle est basée sur l'imposition d'un rapport constant entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence (V/f) [Sin02], cependant cette stratégie ne permet pas de réaliser une bonne précision dans la réponse de la vitesse ou du couple.

La commande vectorielle par orientation du flux (FOC) a été présentée au début des années 70 par F. Blaschke. Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs de vitesse industriels actuels [Had13]. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient en cours de fonctionnement, notamment la résistance statorique. En plus, sa réalisation nécessite impérativement la connaissance exacte de l'amplitude et de la position spatiale du vecteur flux rotorique. Ces grandeurs, sauf dans certains cas spéciaux, ne sont malheureusement pas directement mesurables. A cet effet, les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies pour développer des stratégies de commandes, qui s'appuient sur les techniques d'observations. Parmi lesquels nous pouvons citer les observateurs Luenberger, observateur adaptatif et le filtre de Kalman....etc. Ensuite plusieurs chercheurs utilisent le filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse, le flux et les paramètres de la machine. En fait, les résultats obtenus montrent l'efficacité de l'algorithme du filtre de Kalman étendu [Had13].

Dans les environs des années 80 Takahashi et T. Noguchi proposent la commande directe du couple appelée (**DTC**) comme une alternative à la commande vectorielle à flux orienté (FOC). Voir [Nad14] [Rad12*] [Zai06] [Ham15]. Cette commande consiste à contrôler le flux statorique et le couple électromécanique directement à base de la séquence directe de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension.

La DTC présente une structure simplifiée, robuste vis-à-vis les variations des paramètres de la machine et ne nécessite aucun capteur mécanique.

La commande adaptative c'est l'ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement automatique en ligne et en temps réel des régulateurs des boucles de commande, afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances, quand les paramètres du procédé à

commander sont soit inconnus soit/et variables dans le temps pour cette raison l'utilisation d'un régulateur robuste à paramètres fixes ne suffit plus pour garantir les performances requises dans l'ensemble des régimes de fonctionnement possibles. Cela peut provoquer pendant longtemps une forte compétition entre la commande robuste et la commande adaptative pour la conception des systèmes de commande en présence d'incertitudes sur le modèle du procédé à commander (variations des paramètres) [Elh08] [Nad14] [Hus09].

Pour résoudre le problème des variations paramétriques, l'activité de recherche ensuite a été orientée vers la commande prédictive pour les machines asynchrones. Cette orientation a été motivée par plusieurs travaux de recherches qui ont été introduits, pour la première fois, par Smith à la fin des années 50. C'est une méthode connue sous le nom de Prédicteur de Smith 1959 qui a pour objectif de compenser l'effet du retard dans la boucle de commande [Sal09].

Cependant, la méthode est, d'une part, très sensible aux erreurs de modélisation et d'autres part non capable de stabiliser des procédés instables en boucle ouverte.

La machine asynchrone prend en effet de plus en plus d'importance dans ce domaine, nécessitant pour sa commande des stratégies dites avancées. Pour cela ces dernières années cette commande a été développée par Patrik Boucher en 1996 qui propose une étude sur l'application en temps réel d'une commande prédictive en discret basée sur un régulateur polynomiale RST [And08] [Nad08].

Toujours dans le contexte de la machine asynchrone, en 2007 il a été présenté une stratégie de commande prédictive non linéaire multivariable basée sur l'optimisation d'une fonction de coût définie sur un horizon, permettant de garantir le rejet de perturbation et d'améliorer la robustesse aux variations de paramètres et rendant le système plus performant. Par la suite il a été élaboré une commande prédictive multivariable neuronale, basée sur un réseau de neurones de type multicouches pour la conception d'un prédicteur non linéaire [Sal09] [Lan11].

Les régulateurs ou les commandes basées sur les techniques de l'intelligence artificielle qui sont raisonnées par le fonctionnement du cerveau humain. Ces techniques sont constituées par : la logique floue [Elk07] [Sal13] [Tah13] [Rad12**] [Sal13], les réseaux de neurones [Elh13] et les algorithmes génétiques et participent au développement de la régulation de la vitesse de la machine asynchrone double étoile à cage comme solution très attractive, mais reste la combinaison de ces approches [Boz14] qui a donné de meilleurs résultats ; du côté performances, robustesse, poursuite et stabilité. Elle a apporté la rapidité par un meilleur temps de réponse.

Dans [Hoc08**] [Tah14] [Hoc12] [Had13] [Had12] les auteurs présentent des algorithmes de commande par mode glissant d'une machine asynchrone double étoile. Cette technique a été utilisée pour l'entraînement à vitesse variable. La commande ainsi construite permet d'assurer en plus de bonnes performances de poursuite, une dynamique rapide et un temps de réponse court. Cependant, cette loi de commande représente des inconvénients majeurs qui peuvent être des phénomènes de broutement qui consiste en variations brusques et rapides du signal de commande [Sal09].

Les documents [Hus09] [Cha99] proposent une solution aux problèmes de poursuite de trajectoire et de broutement en utilisant un régulateur plus robuste de type hybride adaptatif. Dans ce contexte, plusieurs commandes adaptatives sont présentées dans la littérature où l'adaptation est assurée soit par un système flou, soit par les réseaux de neurones artificiels.

Pour réduire l'effet des inconvenants et améliorer la rapidité et assurer la précision de la commande, d'un système non linéaire par contrôle glissant, les auteurs combinent les meilleures régulateurs flou en [Elh08] [Rad10], adaptative en [Hus09], et Backstepping [Hil20]. Les résultats obtenus en simulation montrent que les performances sont nettement meilleures que celle obtenues avec un mode glissant à gain fixe. Il est à noter que la plupart des contrôles modernes ont garanti la stabilité de contrôle et les règles sont basées de la théorie de Lyapunov.

La technique de commande non linéaire par **Backstepping** offre une méthode systématique pour effectuer la conception d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir, pour une certaine fonction (de Lyapunov) définie positive, une dérivée toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. L'objectif de cette technique est de calculer, en plusieurs étapes, une commande qui garantie la stabilité globale du système [Nou17] [Moh16]. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte de non linéarité [Mok15] [She17].

1.4 Conclusion

Dans le présent chapitre, un état de l'art sur les machines multiphasées a été présenté. Cet état de l'art qui donne une idée générale sur les différents types de machines multiphasées, leurs différentes caractéristiques, leurs avantages et leurs inconvénients, ainsi que leurs utilisations.

En fait, plus de la moitié de l'énergie électrique produite dans les pays industrialisés est transformée en énergie mécanique par les moteurs. On estime généralement que les moteurs

asynchrones représentent 70 % de la puissance installée, et qu'ils absorbent 40 à 50 % de l'énergie totale consommée. Même si ces chiffres sont imprécis, ils montrent l'importance de ce type d'équipement. Grâce à ces données, la majorité des applications industrielles ont une tendance à utiliser ce type de machine (MASDE), est justifié par leurs avantages, il est très intéressant de pouvoir étudier cette dernière en mode de fonctionnement (moteur).

A base de l'historique de commande de tel moteur qui a été considéré en fin de ce chapitre, le chapitre suivant est principalement consacrée à l'application de la commande basée sur les régulateurs adaptatives MRAC dans le but de régler la vitesse du moteur, en commençant par la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) en vue de sa commande, puis directement en présentera un rappel sur la commande vectorielle de (MASDE), les résultats de simulation avec des régulateurs MRAC seront présentés en régime normal et avec changement paramétrique.

Chapitre II

Commande Adaptative par Modèle de Référence de la Machine Asynchrone Double étoile

II.1 Introduction

Les paramètres de la machine dépendent généralement du point de fonctionnement et varient soit avec la température (résistances), soit avec l'état magnétique de la machine (inductances), sans compter que la charge peut être variable. Ceci a posé un problème de conception des systèmes de commande en présence d'incertitudes sur le modèle du procédé à commander. Dans cette situation, les automaticiens proposent la commande adaptative.

La commande adaptative a débuté dans les années 1950, comme solution pour contrôler des systèmes fonctionnant sous des conditions et environnements variables dans le temps. Dans les années 1960 plusieurs contributions de la théorie de la commande ont été introduites dans le développement de la commande adaptative, comme par exemple l'approche d'état et les théories de stabilité. Au début des années 1970 les différentes méthodes d'estimation ont été introduites dans la commande adaptative.

L'étude de la stabilité de la commande adaptative a commencé au début des années 1980 en parallèle avec une rapide évolution en micro électronique qui a permis d'implémenter des régulateurs adaptatifs sur des systèmes à microprocesseurs.

Actuellement la commande adaptative est d'une grande importance dans le domaine de contrôle. Cette commande est dominante dans les systèmes qui présentent des incertitudes, des perturbations structurales et des variations de l'environnement. Le principal objet de la commande adaptative est la synthèse de la loi d'adaptation, pour l'ajustement automatique en temps réel des régulateurs des boucles de commande. Par la suite, réaliser ou maintenir un certain niveau de performance quand les paramètres du procédé à commander sont difficiles à déterminer ou varient avec le temps. L'intérêt de la commande adaptative apparaît essentiellement au niveau des perturbations paramétriques, c'est-à-dire agissant sur les caractéristiques du processus à commander, les perturbations agissant sur les variables à réguler ou à commander.

Pendant longtemps la commande robuste et la commande adaptative ont été considérées comme deux techniques en compétition pour la conception des systèmes de commande en présence d'incertitudes sur le modèle du procédé à commander (variations des paramètres).

Les développements récents indiquent que ces deux techniques sont complémentaires et la clé pour la compréhension de cette complémentarité a été fournie par les progrès effectués dans l'identification des procédés en boucle fermée. Du point de vue de la commande robuste, la commande adaptative est une méthode pour réduire le niveau d'incertitude du modèle du procédé par l'utilisation d'un schéma d'identification en boucle fermée et en temps réel du modèle du procédé. La conception d'un régulateur robuste concerne le calcul d'un régulateur en présence d'incertitudes sur le modèle du procédé. Ces incertitudes couvrent les variations des paramètres (correspondant aux fréquences basses et moyennes) et des incertitudes non structurées (dynamiques non modélisées) souvent situées dans les hautes fréquences. La commande adaptative permet de prendre en compte les variations des paramètres, mais le problème de la prise en compte des incertitudes non structurées reste présent [Lan93].

Dans le passé ce problème de la prise en compte des incertitudes non structurées a été seulement considéré sur l'angle de la robustification des algorithmes d'adaptation [Lan99].

C'est seulement dans les dernières années qu'il a été reconnu que ce problème doit être pris en compte aussi au niveau de la conception de la structure du régulateur adaptatif. Ce régulateur indépendamment de l'algorithme d'adaptation doit être robuste vis-vis des incertitudes non structurées. Il y a donc une interaction forte entre la commande robuste, l'identification en boucle fermée et la commande adaptative.

Plusieurs possibilités de commande adaptative peuvent être envisagées. Nous présentons dans ce chapitre, la commande adaptative, dont les paramètres variables dans le temps, le régulateur comporte d'un algorithme d'identification récursif permettant d'estimer en ligne les paramètres de la fonction de transfert échantillonnée équivalente combinée avec une stratégie de commande. Ce qui donne des régulateurs adaptatifs.

II.2 DOMAINES D'APPLICATION DE LA COMMANDE ADAPTATIVE

La commande adaptative est utilisée quand c'est techniquement nécessaire et économiquement rentable. Les techniques des commandes adaptatives ont été utilisées avec succès pour un grand nombre d'applications : Asservissements à moteurs électriques ; robots manipulateurs ; cimenteries ; réacteurs chimiques ; colonnes à distiller ; machines à papier ; régulation de PH ; échangeur de chaleur ; systèmes d'armes ; ... etc. L'utilisation des

systèmes de commande adaptative connaît aujourd'hui un départ certain, d'une part, à cause de leur complexité raisonnable et, d'autre part, à cause du développement des cartes à microprocesseurs pouvant servir de support pour leur mise en œuvre. En ce qui concerne la rentabilité, les éléments suivants sont à prendre en compte pour l'amélioration de la qualité des produits, augmentation de la production, économie d'énergie, espacement des arrêts d'entretien et détection précoce des anomalies.

II-3 DIFFERENTES TECHNIQUES DE CAMMANDE ADAPATATIVE

La structure de base de la commande adaptative est constituée de deux boucles de régulation. On retrouve la boucle classique à contre réaction comportant le procédé et le régulateur à paramètres ajustables. La seconde en boucles permet de réajuster en ligne les paramètres du régulateurs en fonction d'un certain indice de performance, cet indice regroupe les objectives de la commande [Ami 07].

La boucle à contre réaction, prend en charge l'effet des perturbations agissant sur les variables à réguler. La boucle d'adaptation quand à elle, permet de diminuer l'effet des perturbations paramétriques agissant sur le procédé lui même, tout en gardant avec les performances désirées. Le schéma de base de la commande adaptative est représenté par la Fig. II.1.

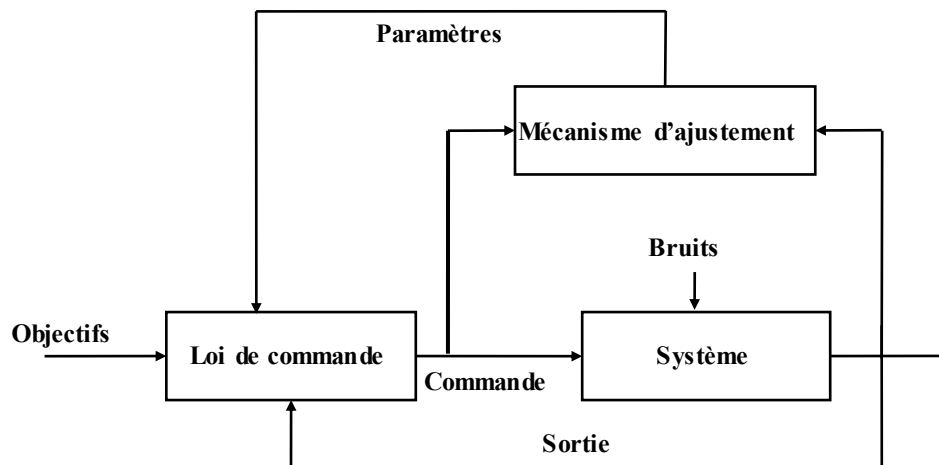


Fig. II.1 structure de base d'une commande adaptative.

Parmi les méthodes de commande adaptative deux principales approches ont attiré le plus d'attention :

- 1- La commande adaptative à modèle de référence (Model reference adaptive control MRAC), elle est développée pour les problèmes de poursuite en temps continu déterministe.
- 2- Les systèmes de control auto ajustable (Self tuning Regulator STR) s'est développé pour les régulations discrète stochastique.

A la fin de 1963 Feldbaum a introduit une nouvelle technique dans les familles de commande adaptative dit 'dual adaptative' dont le principe de cette stratégie est que les paramètres sont traités comme des états additionnels du système. Ce qui transforme même un très simple problème de commande linéaire en un problème de commande non-linéaire stochastique. Le régulateur est composé d'un estimateur non-linéaire suivi par le régulateur proprement dit. La stratégie de commande 'dual' maintient un compromis entre la minimisation du critère d'estimation et du critère de commande. Cette technique est extrêmement compliquée et même les différentes approximations sont compliquées et nécessite des moyens de calcul puissants. Cette approche a néanmoins un intérêt théorique pour comprendre et évaluer les performances maximales qui peuvent être obtenues par des techniques plus simples de commande à savoir la MRAC et Système de Commande Auto-Ajustable.

II-4-1 Commande adaptative à modèle de référence

Pour palier à certains inconvénients de la commande à gains programmés, (la méthode adaptative classique), Whitaker (en 1958) a proposé un système de commande à modèle de référence largement développé par plusieurs spécialistes. De tels systèmes sont composés par deux boucles fermées; une boucle interne principale et l'autre externe (Fig. II.2). La boucle interne comprend le système à commander et le régulateur. Le modèle de référence doit générer la réponse instantanée désirée du système à commander. Les signaux de la sortie de la boucle interne et du modèle de référence sont comparés et leur différence est utilisée pour concevoir la loi d'ajustement des paramètres du régulateur. Cet ajustement est fait dans le sens qui minimise l'écart entre la réponse du système et celle du modèle de référence [Sal09]. L'écart est utilisé par le mécanisme d'adaptation pour l'ajustement des paramètres du régulateur qui représente le système (MRAC) explicitement appelé aussi système de commande adaptative directe (Fig. II.2).

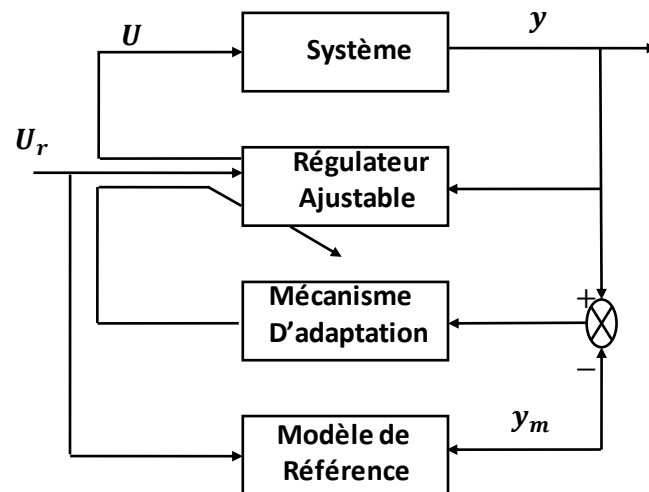


Fig. II.2 Commande adaptative à modèle de référence

Il existe aussi des systèmes (MRAC) implicites (appelés aussi systèmes de commande adaptative indirecte) dans lesquels un prédictif adaptatif dérivé de système adaptative à modèle de référence et utilise les paramètres de ce dernier servant pour le calcul du régulateur (Fig. II-3). L'ensemble prédictif adaptative se conduit à chaque instant comme le système à dynamique désiré. Par ailleurs il est démontré que pour une paramétrisation particulière du procédé, les aspects conduisant aux mêmes équations [Ami07].

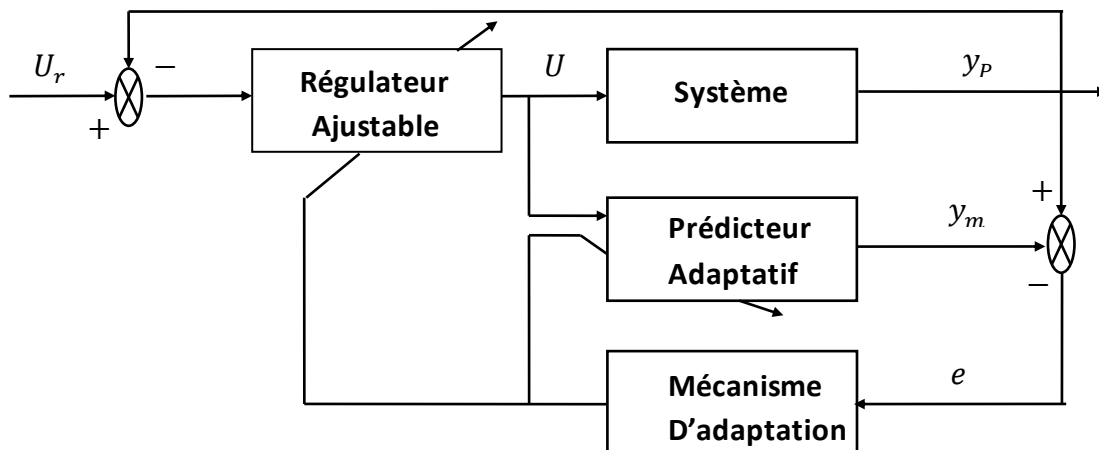


Fig. II.3 Commande adaptative à modèle de référence implicite

Le modèle de référence peut être variable ou stationnaire. Dans le dernier cas, le système est destiné à stabiliser les grandeurs réglées.

L'intérêt suscite par la commande adaptative à modèle de référence par rapport aux systèmes de réglage classique, comprend certains avantages:

- Assure la stabilité et la qualité de commande pour des variations assez grandes des caractéristiques du système à commander.
- Permet de simplifier la boucle interne grâce à les simplifications des dispositifs de correction.
- Simple à réaliser, par conséquent la fiabilité de la commande MRAC est relativement élevée par rapport aux systèmes classiques.

II 4.1.1 Spécifications du système de commande adaptative MRAC

Il existe une différence considérable entre les systèmes ajustés et auto ajustable. En connaissant les caractéristiques essentielles du système à régler et leur dépendance en fonction des conditions extérieures (environnement), il est possible d'introduire dans le système un programme approprié qui effectue l'ajustement désiré du régulateur. Dans ce cas, les paramètres sont programmables et/ou ajustables [Lan93].

Les systèmes de commande adaptative n'exigent pas une information complète sur l'ajustant, ils doivent garantir un critère de performance désiré. Pour détecter les écarts des paramètres du système à commander par rapport aux paramètres optimaux dans le système adaptatif, on utilise différents moyens par exemple, l'organisation des déplacements d'essai automatique est une particularité propre aux systèmes adaptatifs [Lan11].

Les éléments d'auto ajustement sont introduits dans le système si la loi des changements des caractéristiques du système à commander au cours du temps, n'est pas connue et l'ajustement manuel ou programmé ne permet pas d'obtenir la qualité désirée du modèle de référence durant toute la durée de fonctionnement. Parfois, l'ajustement manuel est difficile à utiliser au cours du processus d'exploitation et l'ajustement programmé ne peut être appliqué à cause des changements des paramètres du système à régler de façon aléatoire.

L'emploi des régulateurs dans la commande adaptative à modèle de référence nécessitent l'introduction dans les boucles de réglage des éléments suivants : un calculateur et un dispositif de correction à paramètres variables, etc.

La définition d'un système de commande adaptative MRAC adaptée par de nombreux auteurs est la suivantes : un système de commande adaptative MRAC traite l'écart entre l'indice de performance désiré de modèle de référence et celui qui est mesuré dans le système réel.

Le mécanisme d'adaptation intervient lors de l'ajustement des coefficients du régulateur afin de réaliser un comportement souhaité du système en boucle fermée [Cha10] [Lan99] :

- La présence d'au moins deux boucles : de contre réaction et d'auto ajustement.
- La présence des éléments à paramètres ou à structure variable au cours du fonctionnement selon un algorithme prédéfini.
- La présence des calculateurs.
- Une grande sensibilité par rapport aux paramètres du système et des signaux d'entrée.
- L'utilisation des signaux aléatoires pour effectuer des recherches automatiques.

Les principales fonctions des systèmes de la commande adaptative MRAC sont :

- La détection des variations anormales des caractéristiques du système à commander.
- Le maintien des performances du système de commande quand les caractéristiques du système à commander changent.
- La détermination automatique des paramètres optimaux des régulateurs dans divers points de fonctionnement ou l'ajustement automatique des paramètres au cours du fonctionnement.
- La commande des nouveaux procédés technologiques dont les modèles sont connus avec beaucoup d'imprécision.

II.4.1.2 ADAPTATION DES PARAMÈTRES D'UNE COMMANDE MRAC

Pour concevoir une commande adaptative à modèle de référence, il faut remplir certaines hypothèses en considérant deux cas: idéal et général.

Dans le cas idéal, les hypothèses suivantes sont émises, à savoir : [Lan93] [Cha10].

- Le modèle de référence doit être un modèle de système linéaire invariable dans le temps.
- Le modèle de référence et le système à commander doivent être de même ordre.
- En cas d'adaptation paramétrique, tous les paramètres du système à commander doivent être accessibles pour l'adaptation.
- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation (condition de non stationnarité).
- Aucun signal autre que celui du vecteur d'entrée, n'agit sur le système ;
- Les vecteurs d'état, d'entrée et de sortie sont mesurables.

Cependant, dans les situations réelles, les conditions énumérées ci-dessus, ne sont pas toujours respectées. En effet, dans le cas général on a :

- Le modèle de référence est un système non linéaire variable dans le temps.

- Le modèle de référence et le système ajustable n'ont pas la même dimension.
- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable ne dépendent pas seulement du mécanisme d'adaptation mais ils sont aussi soumis à d'autres perturbations paramétriques.

Nous présentons par la suite une étude sur la théorie de la commande adaptative à modèle de référence, ou on choisit la méthode généralement utilisée, qu'il s'agit des : méthodes basées sur l'identification du modèle, et sur le régulateur RST.

II-4-2 Commande auto ajustable.

Dans le système adaptatif il est supposé que les paramètres du régulateur sont ajustés pendant tout le temps, ceci implique que les paramètres du régulateur changent selon des variations des paramètres du système. Le régulateur est appelé auto ajustable du fait qu'il ajuste le contrôleur à la performance désirée.

Ce type de régulateur a été décrit par Kalman (1958). Un régulateur similaire basé sur la commande à variance minimal, est publié par Wiestander (1971), revue et développé ensuite par Astrom et Wittenmark (1973) [Lan93].

Les régulateurs auto ajustables se basent essentiellement sur l'estimation des paramètres du système et les paramètres du régulateur sont calculés, via le prédicteur (Fig. II.4).

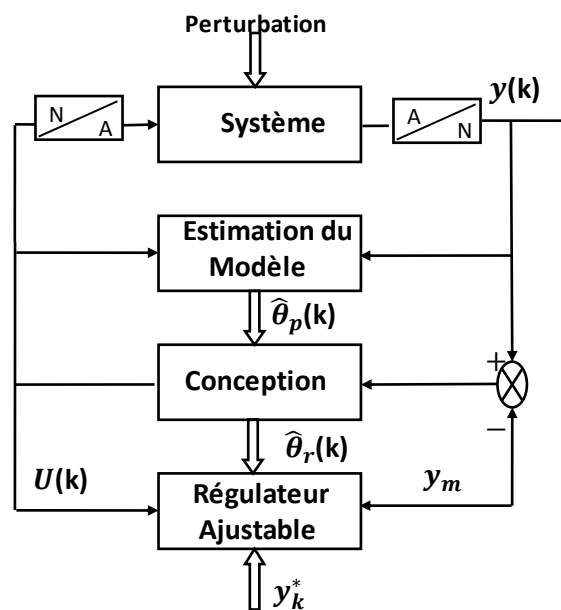


Fig. II.4 schéma de base de Commande auto ajustable.

C'est l'algorithme auto ajustable indirecte (explicit self tuning control). Il est cependant possible de reparamétriser le modèle en termes de paramètres du régulateur de façon à ce qu'ils soient estimés directement (Fig. II.5). Ce qui donne une simplification significative de l'algorithme. C'est le régulateur auto ajustable direct (implicit self tuning control).

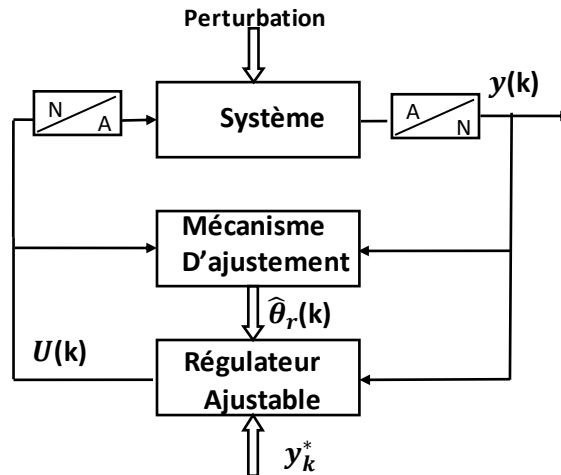


Fig. II.5 Cycle régulateur auto ajustable direct.

II 5. IDENTIFICATION EN BOUCLES FERME ET COMMANDE ADAPTATIVE ROBUSTE.

Comme indiqué dans l'introduction à propos de l'itérative forte entre la commande robuste, l'identification en boucle fermée et la commande adaptative, qui oblige l'automaticien à créer de nouveaux algorithmes développés d'identification [Lan93] [Lan 99].

Des algorithmes ont été développées dans les années quatre-vingt-dix dans le contexte de l'approche itérative pour l'identification en boucle fermée et le calcul du régulateur. On effectue l'identification fait en boucle fermée ne peut pas être dissociée du régulateur et des considérations de robustesse.

Le schéma de base d'une boucle de régulation numérique est représenté dans la Fig. II.6, le modèle de la machine est caractérisé par [Lan11]: (Avec d le retard).

$$G(z^{-1}) = z^{-d} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \tag{II.1}$$

$$B(z^{-1}) = b_1 * z^{-1} + \dots \dots \dots b_{n_B} z^{-n_B}$$

$$= z^{-1} B^*(z^{-1})$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 * z^{-1} + \dots \dots \dots a_{n_A} z^{-n_A}$$

$$= 1 + z^{-1} A^*(z^{-1})$$

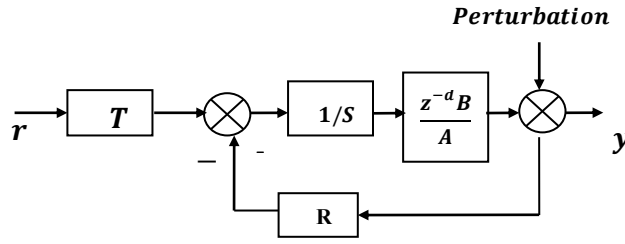


Fig. II.6. Système en boucle fermée avec régulateur R-S-T.

Le système en boucle fermée utilise un régulateur numérique R-S-T. La sortie du système, en boucle fermée, est donnée par :

$$y(k + 1) = -A^*y(k) + B^*u(k - d) + A * w(k + 1) \\ = \theta^T \varphi(k) + Aw(k + 1) \tag{II.2}$$

Avec $u(k)$ est l'entrée du système, $y(k)$ la sortie du système, $w(k)$ la perturbation en sortie (charge) et :

$$\theta^T = [a_1 \dots a_{n_A} \ b_1 \dots b_{n_B}] \tag{II.3}$$

$$\varphi^T = [-y(k) \dots -y(k - n_A + 1) \ u(k - d) \dots u(k - n_B + 1d)] \tag{II.4}$$

$$u(t) = -\frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})}y(t) + r'_u(t) \tag{II.5}$$

Avec r'_u est l'excitation externe équivalente superposée à la sortie du régulateur. En général [Lan93] [Lan11]:

$$r'_u = \frac{T(z^{-1})}{S(z^{-1})}r + r_u \tag{II.6}$$

Où r est le signal de référence et r_u est un signal externe ajouté à la sortie du régulateur.

Dans [Lan11] [Lan93] [Lan97], la robustesse et l'identification en boucle fermée pour la conception de régulateur est obtenue par les fonctions de sensibilité comme suit :

La fonction de sensibilité de perturbation-sortie est donnée par :

$$S_{yp}(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})S(z^{-1})}{P(z^{-1})} \tag{II.7}$$

La fonction de sensibilité de perturbation entrée est donnée par :

$$S_{up}(z^{-1}) = -\frac{A(z^{-1})R(z^{-1})}{P(z^{-1})} \tag{II.8}$$

Est $P(z^{-1})$ est le polynôme caractéristique de la boucle fermée dont les racines sont les pôles de la boucle fermée.

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})R(z^{-1}) \tag{II.9}$$

Des techniques pour combiner l'obtention des performances nominales avec le calibrage des fonctions de sensibilité de performance ont été développées et appliquées en pratique [Lan99]. Cependant il est nécessaire de développer des algorithmes d'identification en boucle fermée qui prennent l'avantage du spectre amélioré du signal d'entrée mais qui ne sont pas affectées par le bruit en boucle fermée. Considérons la configuration présente dans la Fig. II.7 utilisée pour la validation du régulateur, la partie supérieure représente le système réel en boucle fermée et la partie inférieure correspond au système de conception (simulation). L'objectif de la validation du régulateur est mis en évidence l'écart entre les deux systèmes. Une information significative est donnée par l'erreur de sortie en boucle fermée (la différence entre les sorties des deux systèmes). L'objectif fondamental de l'identification a été développé par Landau et karimi [Lan97] [Lan 11].

Les caractéristique du prédicteur ajustable illustré dans la Fig. II.7 est donnée par :

$$\hat{y}(k + 1) = \hat{\theta}^T(k)\varphi(k) \tag{II.10}$$

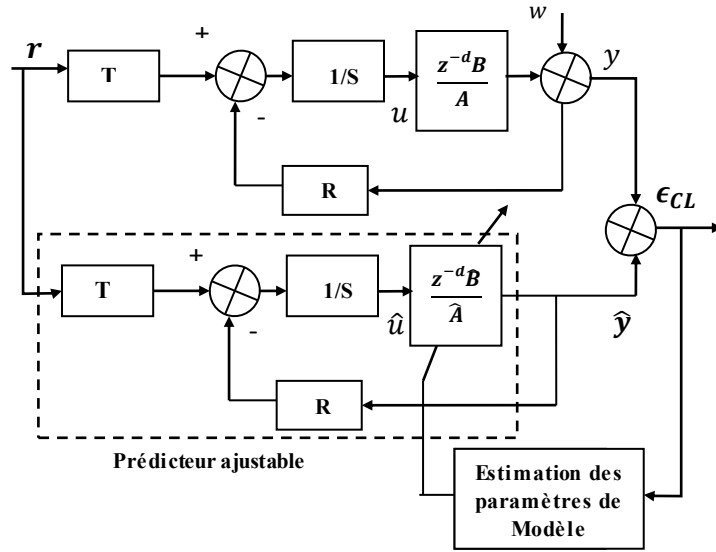


Fig. II.7 Schéma de la commande adaptative à modèle de Référence Indirect.

Avec :

$$\hat{\theta}(k) = [\hat{a}_1(k) \dots \hat{a}_{n_A}(k) \hat{b}_1(k) \dots \hat{b}_{n_B}(k)] \tag{II.11}$$

$$\varphi^T(k) = [-\hat{y}(k) \dots -\hat{y}(k - n_A + 1) \hat{u}(k - d) \dots \hat{u}(k - n_B + 1 - d)] \tag{II.12}$$

$$\hat{u}(t) = -\frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})}\hat{y}(t) + r'_u(t) \tag{II.13}$$

$$r'_u = \frac{T(z^{-1})}{S(z^{-1})}r + r_u \tag{II.14}$$

L'erreur de sortie en boucle fermée est donnée par :

$$\begin{aligned} \epsilon(k+1) &= y(k+1) - \hat{y}(k+1) \\ &= \frac{S}{P} \left(\theta(k) - \hat{\theta}(k+1) \right)^T \varphi(k) + \omega'(k+1) \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$\omega'(k+1) = \frac{AS}{P} \omega(k+1) = S_{yp} \omega(k+1)$$

D'après [Lan93] Tous les algorithmes utilisés sont basés sur la méthode d'adaptation paramétrique suivante :

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + F(k)\varphi(k)\epsilon_{CL}(k+1) \quad (\text{II.16})$$

$$F(k+1)^{-1} = \lambda_1(k)F^{-1} + \lambda_2(k)\varphi(k)\varphi(k)^T \quad (\text{II.17})$$

$$0 < \lambda_1 \leq 1; \quad 0 \leq \lambda_2 < 2; \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{CL}(k+1) &= y(k+1) - \hat{y}(k+1) \\ &= \frac{y(k+1) - \hat{y}(k+1)}{1 + \varphi^T(k)F(k)\varphi(k)} \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

Si les performances obtenues sur le système réel ne sont pas suffisamment proches de celles obtenues sur le système de conception, il résulte qu'il nous faut améliorer le modèle utilisé pour la conception, pour s'approcher de plus en plus aux meilleurs résultats on répète un nombre de fois l'identification en boucle fermée suivie d'un recalcul. Ceci est l'idée de base de l'approche itérative pour l'identification en boucle fermée et le recalcul du régulateur qui a été initiée dans les années quatre vingt dix par [Lan99] et a un impact certain en pratique.

II.6 ADAPTATION DES PARAMETRES DE REGULATEUR ET LOI DE COMMANDE

Objective de MRAC est l'obtention d'un mécanisme d'adaptation qui assure la convergence de l'erreur des modèles du système vers zéro quelle que soit l'erreur initiale finie des paramètres. La commande doit vérifier l'équation du modèle soit [Gon88] :

$$C_1(z^{-1})y(k) = z^{-1}D(z^{-1})r(k) \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{aligned} \text{Où} \quad C_1(z^{-1}) &= 1 + c_1z^{-1} + \dots \dots \dots c_nz^{-nc_1} \\ D(z^{-1}) &= d_0 + d_1z^{-1} + \dots \dots \dots d_{nd}z^{-nd} \end{aligned}$$

En régulation : $r = 0$

La commande doit rejeter une perturbation avec la dynamique définit par :

$$C_2(z^{-1})y(k) = 0$$

$$\text{Où} \quad C_2(z^{-1}) = 1 + c_2z^{-1} + \dots \dots \dots c_{2n}z^{-nc_2}$$

La structure de la correction, basée sur la méthode du placement de pôles, utilise le modèle de référence explicite décrit par :

$$C_1(z^{-1})y_m(k) = z^{-d}D(z^{-1})r(k)$$

Avec y_m et r sont respectivement la sortie et l'entrée du modèle de référence.

L'erreur processus-modèle est définie par l'équation (II.19) en remplaçant \hat{y} par y_m

$$\varepsilon(k) = y(k) - y_m(k)$$

Puisque : $r = 0$, alors $\varepsilon(k) = y(k)$.

Les objectives de la commande peuvent être spécifiées par ; $C_2(z^{-1})\varepsilon(k+d) = 0$

Dans le cas où $d > 1$, afin d'obtenir un correcteur, il faut réécrire cette équation sous la forme plus générale :

$$C_2(z^{-1})\varepsilon(k+d) = f[y(k+d-1) y(k-2).u(k) u(k-1) \dots \dots]$$

$$C_2(z^{-1})\varepsilon(k+d) = B(z^{-1})S(z^{-1})u(k) + R(z^{-1})y(k) - C_2(z^{-1})y_m(k) \tag{II.21}$$

Une telle forme peut s'obtenir en utilisant l'identité polynomiale suivante:

$$C_2(z^{-1}) = A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-d}R(z^{-1}) \tag{II.22}$$

$$S(z^{-1}) = 1 + s_1z^{-1} + \dots \dots \dots s_{n_s}z^{-n_s} \tag{II.23}$$

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1z^{-1} + \dots \dots \dots r_{n_r}z^{-n_r} \tag{II.24}$$

Cette équation a une solution unique quand $n_s = d - 1$ et $n_r = \max(n_A - 1, n_{C_2} - 1)$.

La commande qui permet d'obtenir l'objectif asservissement et régulation est obtenue en mettant à zéro équation (II.21), soit :

$$u(k) = \frac{1}{b_0} [C_2(z^{-1})y(k+d) - R(z^{-1})y(k) - B^*(z^{-1})u(k)]$$

$$u(k) = \frac{1}{B(z^{-1})S(z^{-1})} [C_2(z^{-1})y(k+d) - R(z^{-1})y(k) - B^*(z^{-1})u(k)] \tag{II.25}$$

Avec : $B^*(z^{-1}) = B(z^{-1})S(z^{-1}) - b_0$

II.7 Conception du régulateur et validation en temps réel

Malgré les résultats obtenus en pratique l'ont montre, l'amélioration la plus significative s'obtient en général avec la première identification en boucle fermée [Lan11], mais si les performances obtenues sur le système réel ne sont pas certainement proches de celle obtenues sur le système de conception, il résulte qu'il faut améliorer le modèle utilisé pour la conception et on peut aussi se demander (dans l'optique de la validation du modèle) quelle est

la signification d'un "bon" modèle dans le contexte de l'identification (marge d'erreur) en boucle fermée.

Généralement Un "bon" modèle doit permettre d'obtenir une image précise du comportement de la boucle fermée qui a été fait par [Lan99] à savoir :

- Spécification des performances désirées pour la boucle de commande-régulation ;
- Identification du modèle dynamique du système ;
- Une technique de conception du régulateur compatible avec les performances désirées et le modèle du procédé ;
- Une technique de mise en œuvre du régulateur ;
- Une procédure de validation du régulateur et de réajustement;
- Une procédure de maintenance du régulateur.

II.8 APPLICATION DE LA COMMANDE ADAPTATIVE ROBUSTE PAR MRAC DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

II.8.1 Modèle de la machine en vue de sa commande

L'application de la transformation de Park (annexe-3) au modèle de la machine asynchrone double étoile conduit à des équations exprimées dans un repère lié au champ tournant (d, q) .

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE.

Dans ce référentiel choisi, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{coo} = \omega_s$), ce référentiel est utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

Le choix des sorties est d'une grande importance du fait qu'il est lié aux objectifs de commande on désire commander la vitesse et assurer le contrôle du flux rotorique pour le modèle complet. La vitesse mécanique Ω est une variable d'état pour les six variables électriques.

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante [Dja01] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega \quad (\text{II.26})$$

k_f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant

Ω : Vitesse mécanique du moteur.

C_e : Couple électromécanique.

Afin d'obtenir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique. Sur la base du développement de l'équation de la puissance instantanée, on obtient l'expression du couple électromagnétique.

$$C_e = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{II.27})$$

p : est le nombre de paires de pôles de la machine.

Et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations [Dja01] [Elh13] [Hil20] :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\phi_{ds1} + \omega_s\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \omega_s\phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s2}}\phi_{ds2} + \omega_s\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\phi_{qs1} - \omega_s\phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}}\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\phi_{dr} + \omega_{gl}\phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\phi_{qs2} - \omega_{gl}\phi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Avec : $L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$, $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}$: Constante du temps statorique du stator 1.

$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$: Constante du temps statorique du stator 2.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante du temps rotorique.

En mettant le système d'équations (II.28) sous forme d'équations d'état :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{II.29})$$

Les flux $[\phi_{ds1} \ \phi_{qs1} \ \phi_{ds2} \ \phi_{qs2} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]$: comme vecteur d'état.

Les tensions $[v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}]$: comme variables de commande

On pose :

$$X = [\phi_{ds1} \ \phi_{qs1} \ \phi_{ds2} \ \phi_{qs2} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T, U = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}].$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} & 0 \\ -\omega_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s2}L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} & \omega_{gl} \\ 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1000 \\ 0100 \\ 0010 \\ 0001 \\ 0000 \\ 0000 \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

II-8.2 Commande Vectorielle de la MASDE

Pour des systèmes non linéaires ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique du type PI peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Dans ce cas, on doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités, [Elh13] [Nad14] [Tah14] [Elh08] [Boz14].

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. Les commandes classiques telles que, le contrôle du couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension à la fréquence, ce type de commande ne peut assurer des performances dynamiques notables [Dja01].

De nos jours, le développement de nouvelles stratégies de commandes par l'électronique de puissance ont permis une augmentation des fréquences de commutation et par conséquent une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calculs ont considérablement évalué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage de flux et du couple dans les machines à courant alternatif en régime transitoire et permanent. L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle à flux rotorique orienté (Field Oriented Control), introduite par Kovacs en 1959 et reprise par Blascke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important [Hoc08].

II.8.2.1 Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle dite commande par orientation de flux, consiste à régler le couple par une composante du courant et le flux par l'autre composante, c'est-à-dire qu'on oriente une des composantes de flux statorique, rotorique ou de l'entrefer sur un axe de référentiel tournant à la vitesse du champ tournant. On aura alors des fonctionnements similaires à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage est naturel entre le couple et le flux parfait. La commande vectorielle conduit à de hautes performances industrielles (machine de papeterie, laminoirs, traction électriques etc.) [Dja01].

II.8.2.2 Méthodes de la Commande Vectorielle

Selon la régulation de flux rotorique, on distingue deux méthodes de commande vectorielle.

- Directe : le flux est réglé par contre-réaction. Il nécessite donc une bonne connaissance du module de flux et de sa phase. Pour cela deux procédés sont utilisés :
 - ✓ La mesure du flux à l'aide d'un capteur. Elle est rarement utilisée car ces capteurs, mécaniquement sont fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.
 - ✓ L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette estimation est sensible aux variations des paramètres de la machine.
- Indirecte : La régulation du flux se fait par réaction, le flux n'est ni mesuré ni estimé, cette méthode exige la présence d'un capteur de position du rotor et on peut éliminer l'estimateur ou capteur du flux. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [Elh13] [Hoc08].

Par ailleurs, il a été trouvé que la méthode en directe donne de meilleure performance de la commande, notamment dans le cas de robustesse [Elh13].

II.8.3 Commande Vectorielle Indirecte de La MASDE

Dans notre étude, on oriente le flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple de la MASDE à l'équation (II.27), si on fait coïncider le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel liée au champ tournant par $\phi_{dr} = \phi_r$, $\phi_{qr} = 0$ on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_{dr} = K \phi_r i_{qs} \quad (\text{II.32})$$

Avec : $K = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$, et $i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$.

L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par :

$$C_{em} = K\phi I_a \quad (II.33)$$

Avec :

ϕ : Le flux imposé par le courant d'excitation I_f ;

I_a : Le courant d'induit ;

K : Constantes

Par l'équation (II.32) et l'expression du couple de la MCC (II.33) on peut dire que les courants d'axe d servent à régler le flux rotorique, alors que les courants d'axe q servent à régler le couple de MASDE.

On applique l'orientation du flux rotorique au système d'équations de tension et du flux dans le repère lié au champ tournant obtenu dans la modélisation. L'objectif est de générer des tensions de références pour les convertisseurs statiques de tension alimentant la MASDE. On notera x^* pour les grandeurs de références (couple, flux, tensions et courants). L'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations de modèle du MASDE donne [Elh13] [Hoc08] [Hou11] [Nad14]:

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (II.34)$$

Avec l'équation des flux :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (II.35)$$

L'introduction de (II.34) dans (II.35) donne :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_l L_r i_{ds2} + L_l \phi_r^* \\ \phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_l L_r i_{qs2} \\ \phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_l L_r i_{ds1} + L_l \phi_r^* \\ \phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_l L_r i_{qs1} \end{cases} \quad (II.36)$$

Avec : $L_l = \frac{L_m}{L_m + L_r}$; $\lambda_1 = L_{s1} + L_l L_r$; $\lambda_2 = L_{s2} + L_l L_r$.

Et on a :

$$\phi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{II.37})$$

$$i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{R_r} \quad (\text{II.38})$$

L'évolution du flux rotorique est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \phi_r + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{II.39})$$

En remplaçant (II.37), (II.38) dans le système d'équations des tensions, on obtient :

$$\begin{cases} V_{s1d}^* = R_{s1} I_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{s2d}^* = R_{s2} I_{ds2} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds2} - \omega_s^* (L_{s1} I_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{s1q}^* = R_{s1} I_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} I_{ds1} + \phi_r^*) \\ V_{s2q}^* = R_{s2} I_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} I_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Avec les deux expressions suivantes :

$$\begin{cases} i_{sq1}^* + i_{sq2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{p L_m \phi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \phi_r^*} (I_{sq1}^* + I_{sq2}^*) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Le système (II.40) est constitué de deux termes : le premier terme (II.42) où les tensions de références sont calculées en fonction de plusieurs grandeurs telles que, courants statoriques, la pulsation du stator et de glissement, et le flux rotorique de référence ; le deuxième terme (II.43) montre que les tensions statoriques v_{ds1l} ; v_{qs1l} ; v_{ds2l} ; v_{qs2l} , sont directement liées aux courants statoriques i_{ds1} ; i_{qs1} ; i_{ds2} ; i_{qs2} , respectivement. Pour assurer le découplage entre le flux et le couple, des régulateurs de courants statoriques sont introduits afin de générer les tensions de références [Elh13] [Hoc08] [Tah14] [Boz14] :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1c} = \omega_s^* (L_{s1} I_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{ds2c} = \omega_s^* (L_{s1} I_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2c} = \omega_s^* (L_{s2} I_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

$$\begin{cases} v_{ds1l} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ v_{qs1l} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ v_{ds2l} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ v_{qs2l} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

II.8.3.1 Régulation du Flux

Le flux rotorique dans cette méthode est réglé par une réaction appelée bloc de défluxage, où le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale Φ_{rn} pour les vitesses du rotor inférieures ou égale à la vitesse nominale de la machine pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Le flux de référence est défini comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_{rn} & \text{si } \Omega \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{\Omega} \phi_{rn} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad (II.44)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_e^* & \text{si } C_e^* \leq C_{e-max} \\ C_e^{max} \text{ sign}(C_e^* \text{ cal}) & \text{si } C_e^* > C_{e-max} \end{cases} \quad (II.45)$$

Le schéma de réglage de vitesse d'un MASDE par la méthode indirecte IFOC illustré dans la Fig. II.8.

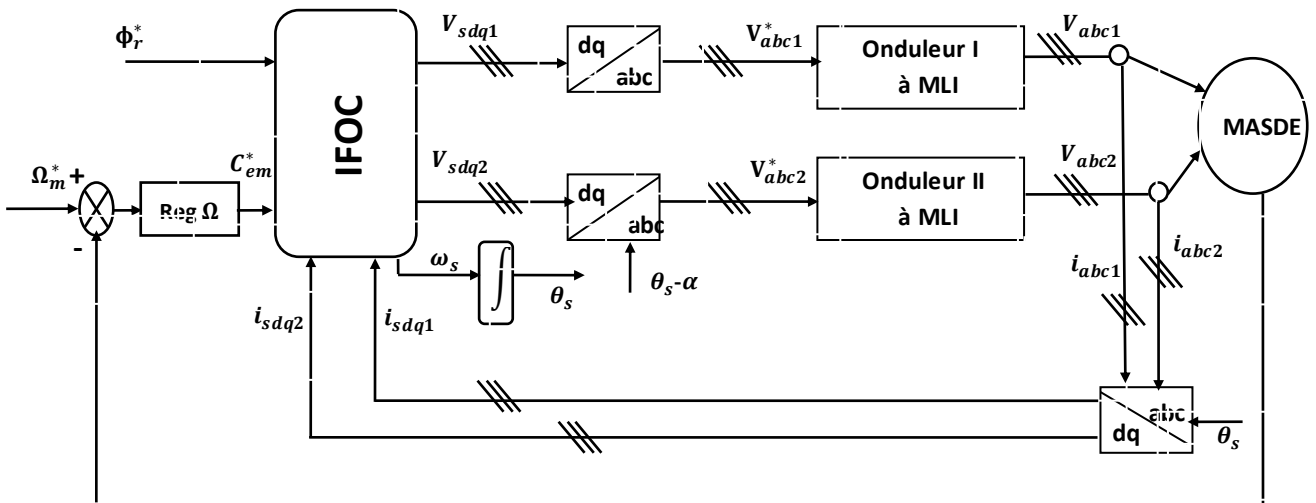


Fig. II.8 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE

II.8.4 Commande Vectorielle Directe

Cette méthode de commande vectorielle nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. A cet effet, un estimateur du flux rotorique ϕ_r est implanté à partir des mesures de courants statoriques et les transformés de $i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$ et de la pulsation du glissement.

II.8.4.1 Estimateur du Flux

Vue les inconvénients liés à l'introduction des capteurs servant à mesurer les flux rotoriques, les méthodes proposées basées sur le modèle dynamique des flux sont calculées à partir des grandeurs facilement mesurables tels que les tensions et les courants. En suite, le flux rotorique estimé se détermine comme suit :

A partir des équations des tensions rotoriques ($V_{dr} = 0$ et $V_{qr} = 0$) [Elh13], on tire :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{drest} = -R_r i_{dr} + \omega_{gl} \Phi_{qrest} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qrest} = -R_r i_{qr} - \omega_{gl} \Phi_{drest} \end{cases} \quad (II.46)$$

Et des équations des flux rotoriques (ϕ_{dr} et ϕ_{qr}), on obtient :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\phi_{drest} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\phi_{qrest} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})] \end{cases} \quad (II.47)$$

En remplaçant (II.47), (II.41) dans (II.46) on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{drest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{gl}^* \Phi_{qrest} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_{drest} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qrest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \omega_{gl}^* \Phi_{drest} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_{qrest} \end{cases} \quad (II.48)$$

Le module du flux rotorique est calculé comme suit [Tah14] [Cha 19]:

$$\phi_{rest} = \sqrt{\phi_{drest}^2 + \phi_{qrest}^2} \quad (II.49)$$

Le Fig. II.9 représente le découplage de la commande vectorielle directe DFOC.

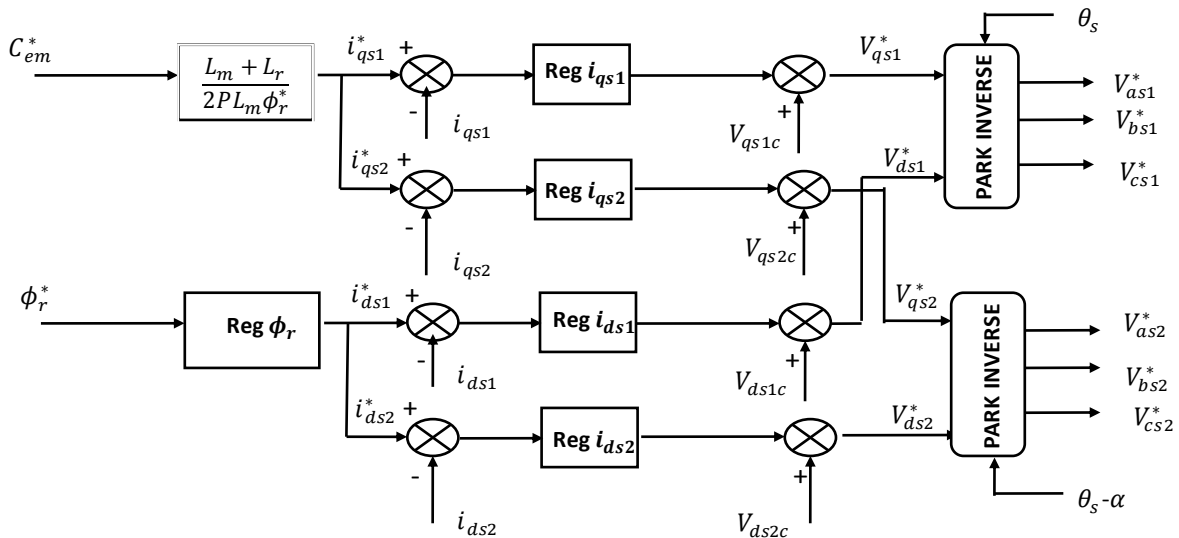


Fig. II.9 Schéma représente le découplage de la commande vectorielle directe DFOC.

On note que les deux commandes vectorielles de la MASDE pour la régulation de vitesse a été faite par un régulateur classique PI dans [Rad12] [Nou17] [Hoc08] [Boz14]. En fait, Les résultats obtenues par ce régulateur classique sont convaincants. Cependant on peut assurer que les performances obtenues par la méthode directe sont meilleures que celles obtenues par la méthode indirecte en termes de temps de réponse, de dépassement et de temps d'inversion du sens de rotation. Tandis que cette méthode est très sensible aux variations paramétriques de la machine (résistance rotorique...) [Hoc08] [Rad12]. Par contre, la méthode indirecte a prouvé des performance de la commande en terme de robustesse [Tah14].

II.5 Résultats de simulation :

Afin de régler la vitesse de MASDE par la commande adaptative à modèle de Référence basée sur la commande vectorielle Indirect (Fig. II.10), en utilisant un moteur asynchrone double stator de 4.5 kW de puissance, dont les caractéristiques sont résumées dans l'annexe-1, alimentée par deux onduleurs identiques. Les performances de régulateur MRAC robuste sont illustrées en forçant la machine à fonctionner dans différentes conditions, sens direct et inverse, moteur chargé et à vide. Les résultats sont évalués par une série de simulation par MATLAB.

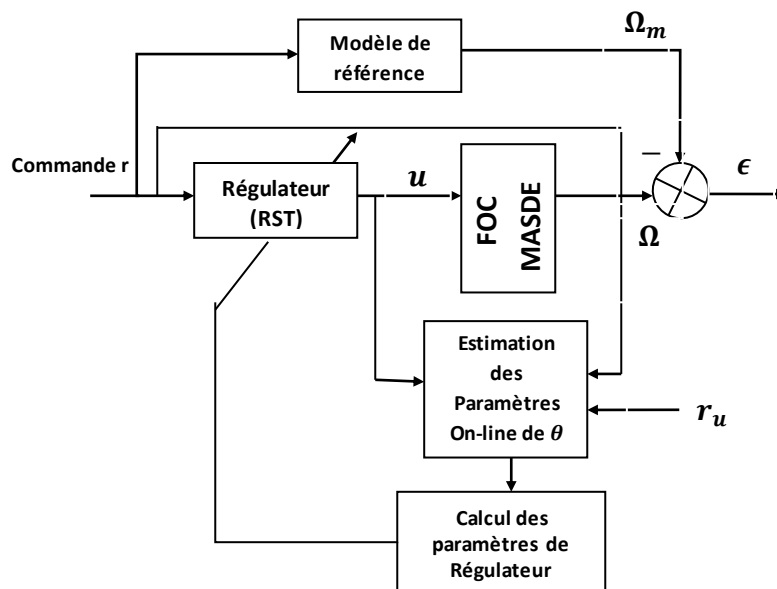


Fig. II.10 Schéma de réglage de la vitesse de MASDE par la commande adaptative à modèle de Référence Indirect.

On donne les valeurs initiales pour la boucle d'identification comme suit :

$$\theta^T(0) = [0 \quad 0.01], \text{ donc : } \omega(t) = z^{-2} \frac{b}{1+az^{-1}} C_e^*(t)$$

D'après les recherches de [Lan93] [Lan99], pour éviter la convergence vers zéro de gain d'adaptation on pose $\lambda_1(k) = 1$ et $0 < \lambda_2(k) < 2$ avec le gain d'adaptation initial : $F(0) = I_2$, $K_p=100$, $k_i=50$.

Pour le fonctionnement à vide suivi de l'application d'un couple résistant nominal de $C_r = 14N.m$ dans l'intervalle de temps $[1.5; 2.5]$ s, on constate ce qui suit :

La Fig. II.11 montre, que le régulateur par MRAC robuste assure une poursuite de référence de vitesse parfaite puisque la vitesse du rotor atteint la vitesse de référence 300 rad/sec au bout de $t = 0.44s$ sans dépassement, la perturbation du couple de charge est rapidement rejetée par le régulateur de vitesse et lente comparativement au régulateur PI.

Le couple électromagnétique a une valeur au démarrage égale à 80N.m, sans pic de couple à l'instant d'insertion et pendant le retrait de la charge, Fig. II.2.

Les courants statoriques i_{as1} atteints au démarrage la valeur crête 25A; en présence de la charge, la valeur crête à vide est de 2.6A, le courant atteint une valeur max =10A. L'allure du courant sinusoïdale présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension.

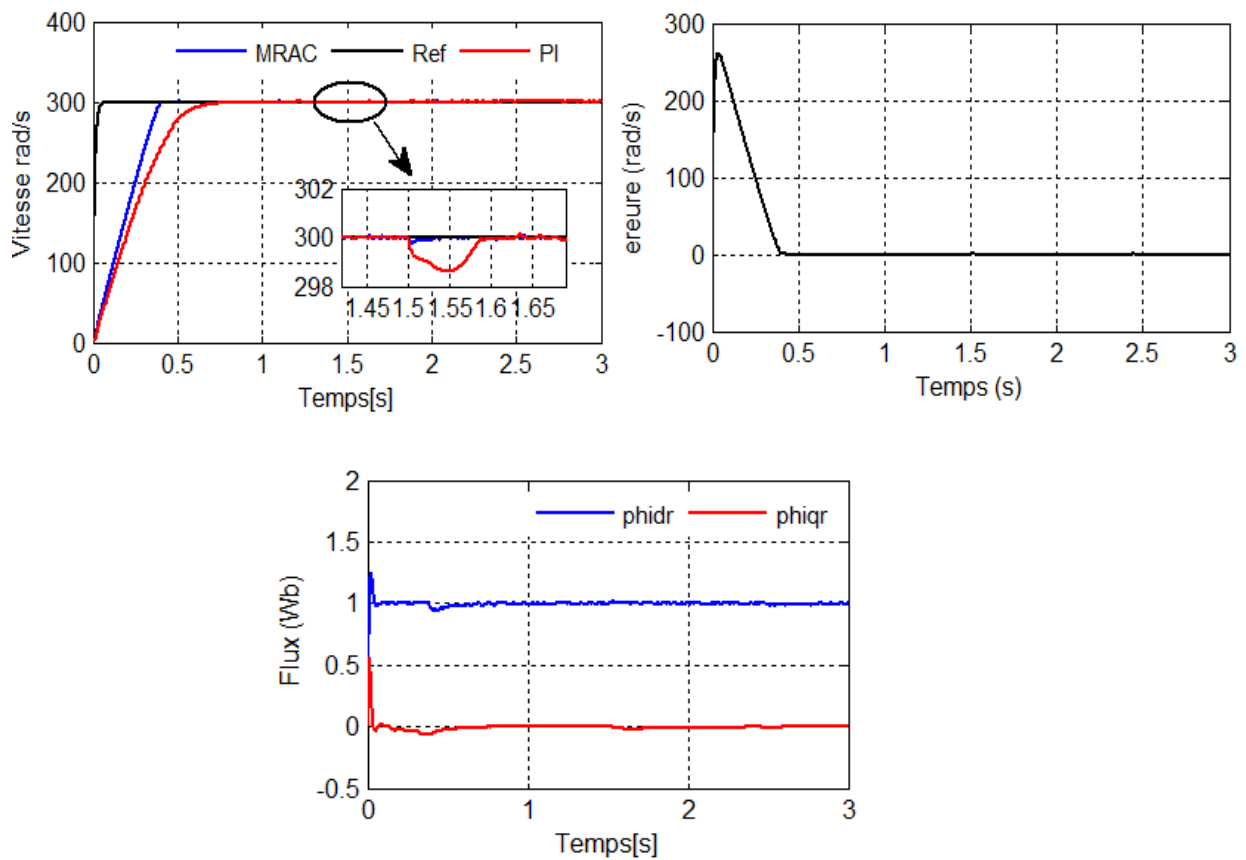


Fig. II.11 Résultats de simulation de la vitesse et les composants en quadrature de flux rotorique (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) .

Le courant i_{qs1} présente un pic au démarrage de 35A. En régime transitoire, il oscille autour de 18A. En charge, il oscille autour de 7A et oscille autour de zéro en cas d'absence de charge. En régime permanent le courant i_{qs1} a une même allure que celui du couple électromagnétique donc la régulation de la vitesse de la MASDE est performante.

Le courant i_{ds1} oscille autour de 2A et possède un pic de 9.5A au démarrage, les flux du rotor suivent les valeurs de référence : $\phi_{dr} = 0$, $\phi_{qr} = 0$, après le régime transitoire. La variation du couple électromagnétique n'influe pas sur les flux rotoriques. Donc on dit que le découplage de FOC est parfait.

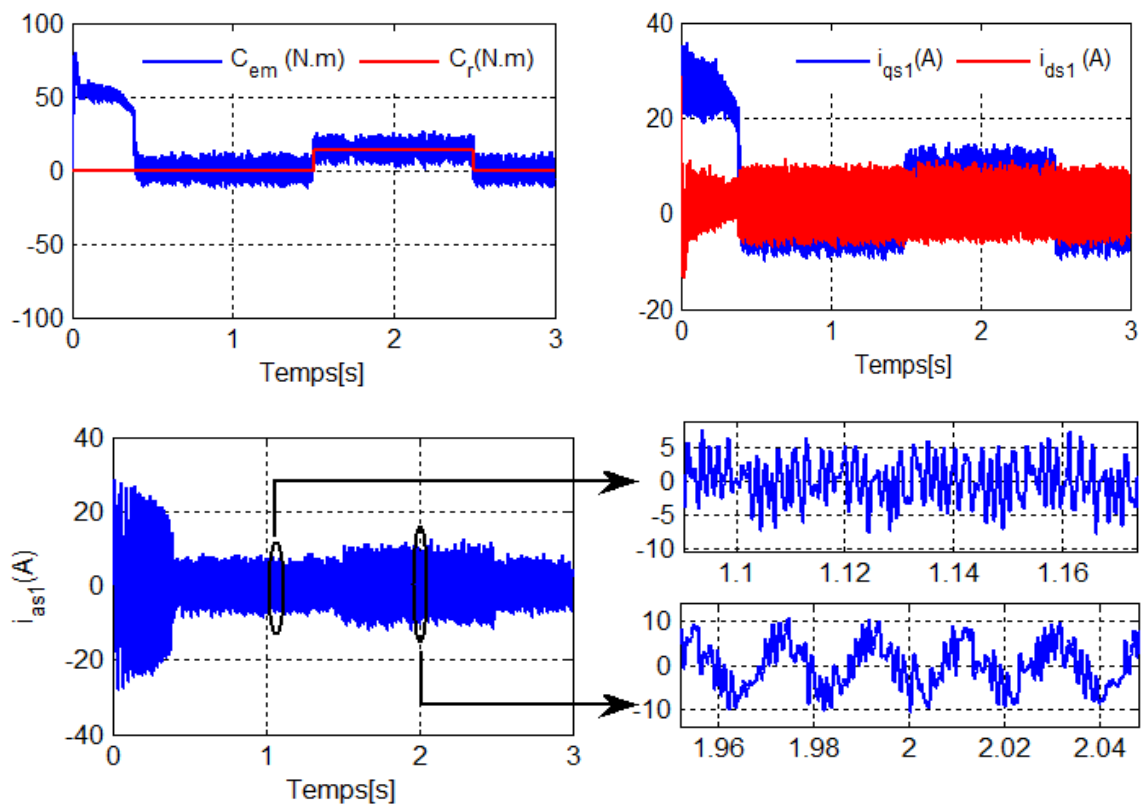


Fig. II.12 Présentation du couple électromagnétique et des courants ($i_{qs1}, i_{ds1}, i_{as1}$).

II.5.1 TEST DE ROBUSTESSE

La robustesse d'une commande MRAC robuste est faite par trois testes :

Le premier teste on varie la vitesse avec l'inversion du sens lors de fonctionnement de la machine en charge et à vide.

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de $t = 0 : 1.2$ s), les allures évoluent d'une façon identique à celle qui est observée précédemment (Fig. II.11).

A partir de $t = 2s$, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de $t = 0.44s$ sans aucun dépassement. Cela induit, une augmentation au niveau du courant i_{as1} qui est égale à la valeur enregistrée durant le démarrage, et qui se stabilise au bout de $0.45s$. Pour redonner lieu à la forme du régime permanent, le couple électromagnétique atteint $(-55N.m)$ au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise à sa valeur de consigne négative. Le courant en quadrature i_{qs1} progresse d'une façon conforme au couple électromagnétique, les courbes des composants de flux rotoriques observent une légère variation pendant l'inversion de la vitesse.

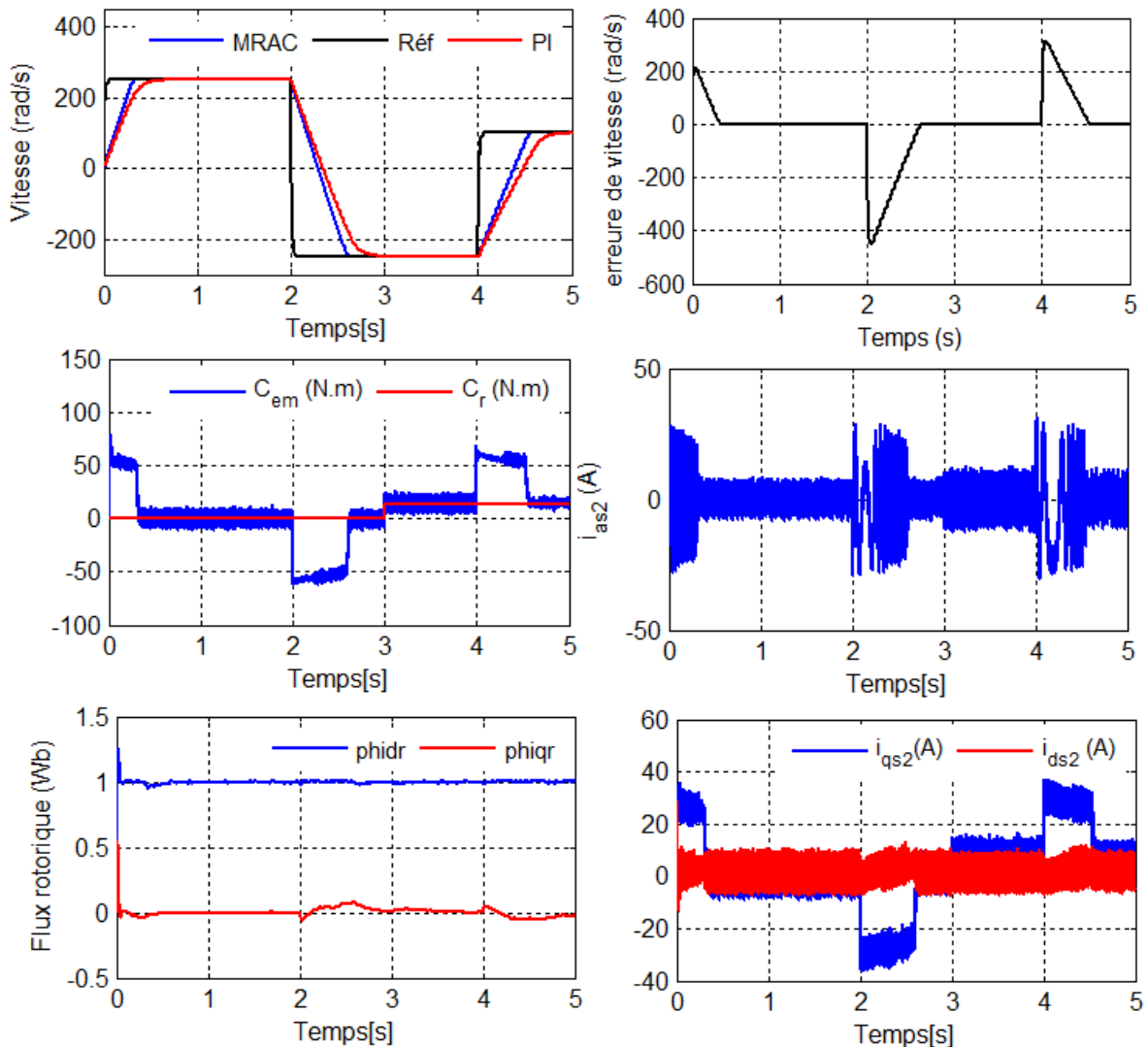


Fig. II.13 Résultats de simulation lors de tests de robustesse avec inversion de la vitesse en charge.

Le deuxième test : le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDE. Puisque le fonctionnement des machines électriques est sensible aux variations de la constante du temps rotorique, on augmentera la résistance rotorique R_r de la MASDE par rapport à sa valeur nominale $R_r = 1.5R_{rn}$ au $t = [1 ; 5]$ s. Un couple résistant variable $[14 ; -14 ; 5]$ N.m est introduit à partir de $t = 2$ s.

Les performances de la commande par MRAC de la MASDE sont présentées dans la Fig. II.13.

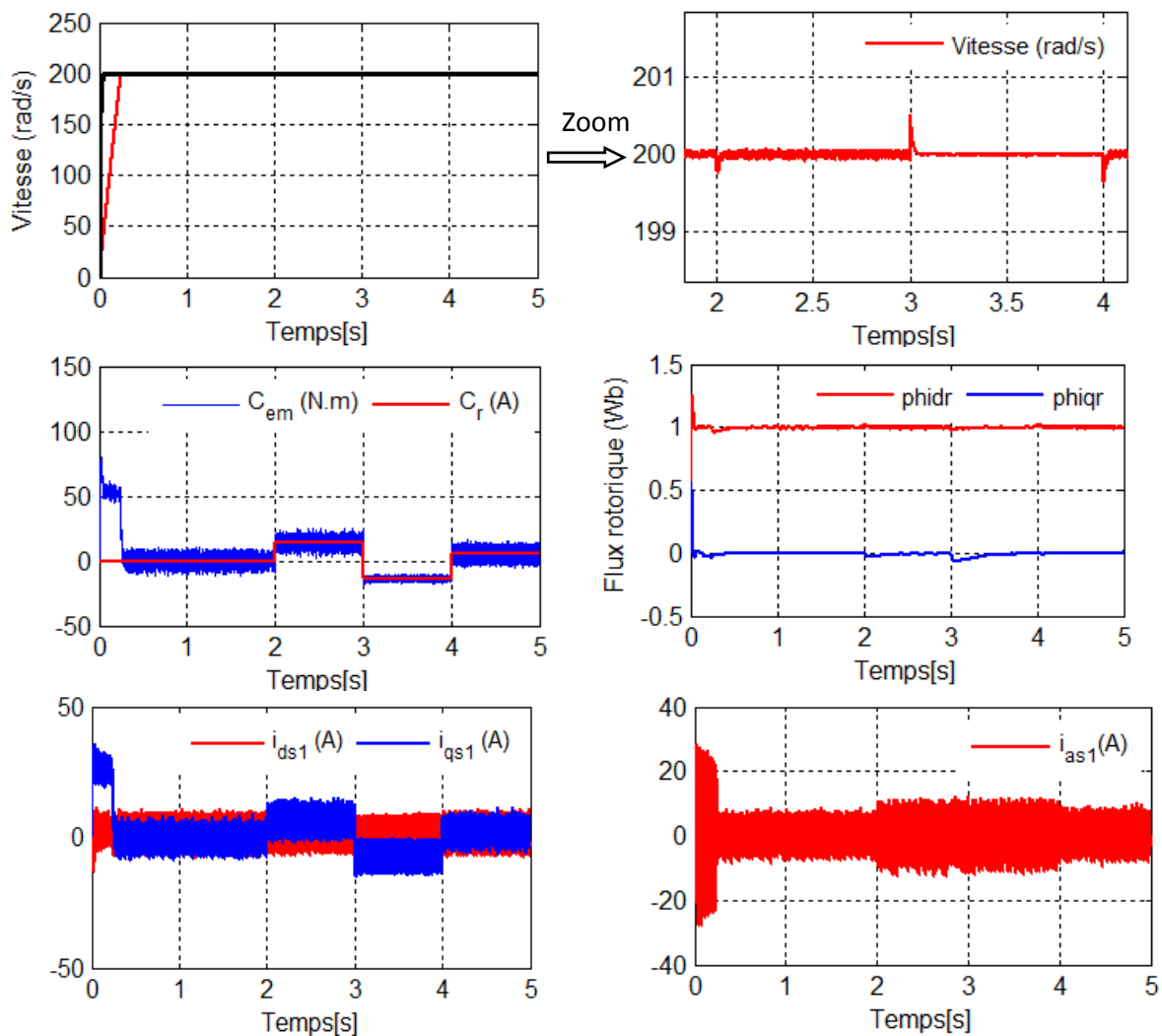


Fig. II.14 Résultats de simulation lors de tests de robustesse en augmentant la $R_r = 1.5R_{rn}$ à $t = [1 ; 5]$ s, avec variation de charge.

On constate de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique en fonctionnement à vide $[1 ; 2]$ s, la vitesse chute à l'instant d'insertion de la charge $t = [2 ; 3]$ et $[3 ; 4]$ s à 198 rad/s elle se stabilise rapidement à la valeur de vitesse de référence 200 rad/s. Le couple électromagnétique compense le couple de charge, chaque fois

appliqué. Le test de robustesse montre bien l'insensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur MRAC lors de l'augmentation de la résistance rotorique et statorique.

La Figure. II.14-15 représente l'influence de la commande par MRAC de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance statorique, où la résistance statorique est augmentée de 50% de sa valeur nominale à partir de $t = 2s$. Un couple résistant 14 N.m est introduit à partir de $t = 1s$.

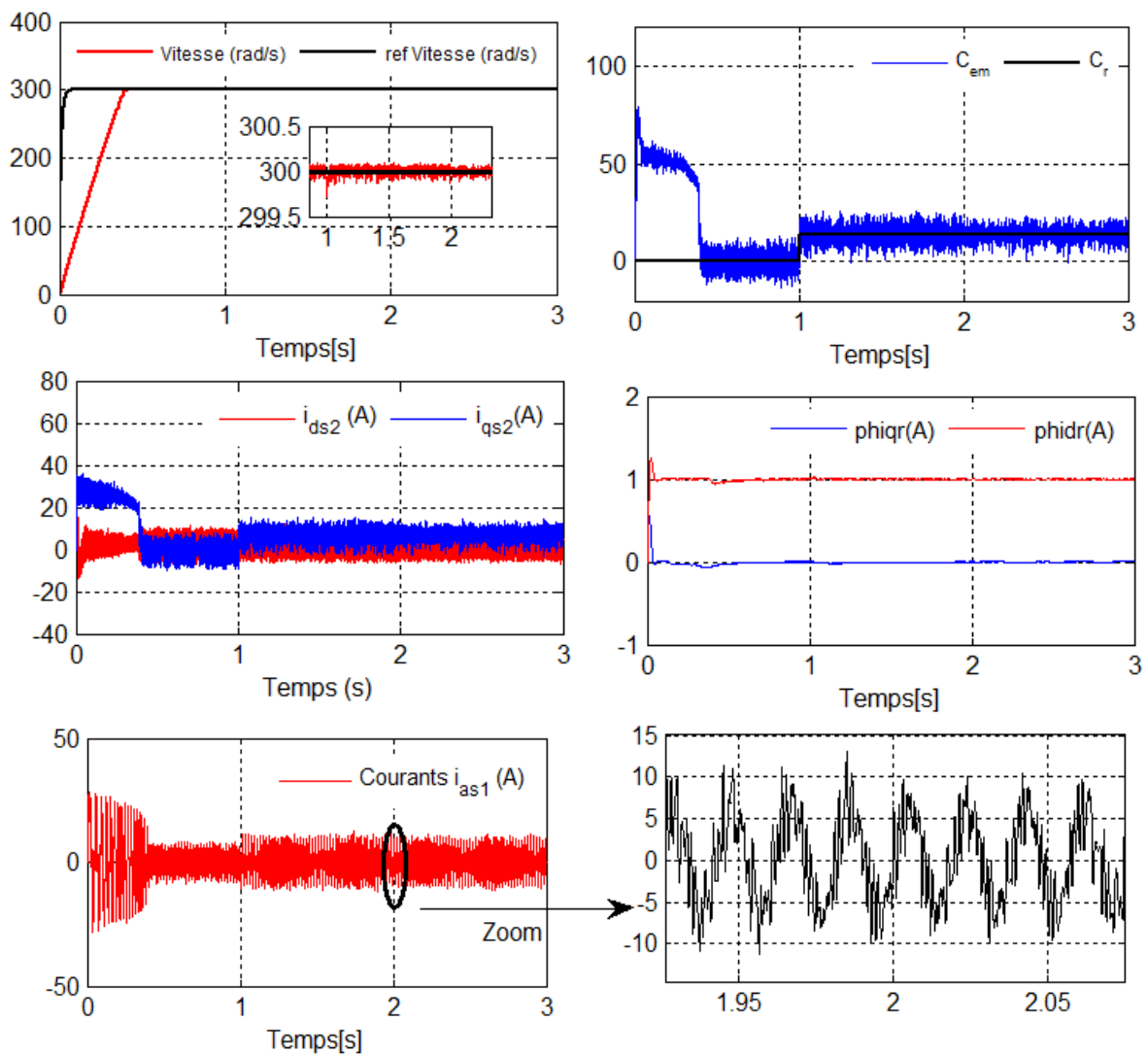


Fig. II.15 Résultats de simulation lors de tests de robustesse en augmentant la $R_s = 1.5R_{sn}$ à $t = [2 ; 3]s$, en charge. $C_r=14N.m$ à partir de $t=1s$.

II.6 CONCLUSION

Dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, la technique de la commande adaptative à modèle de référence basé sur la stabilité Landau a été appliquée. L'adaptation des paramètres de régulateur en cours du temps par l'algorithme d'erreurs de sortie en boucles fermées rend la commande de la MASDE robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Les résultats de simulation montrent de façon claire que la régulation de vitesse de la MASDE par MRAC robuste est satisfaisante en termes de rapidité et de suivi de la vitesse de référence (le temps de réponse et le temps pour l'inversion de vitesse). On remarque l'absence de pics au niveau de couple électromagnétique, le temps de rejet perturbation (charge) est faible lorsqu'on applique une charge externe. Les tests de robustesse (variation de la résistance rotorique, résistance statorique) montrent que la régulation adaptative robuste donne de bonnes réponses de vitesse, du couple électromagnétique. On peut conclure que la commande à base de MRAC repose sur la stabilité de Landau de la MASDE est robuste et efficace lors d'un fonctionnement normal et lors des conditions sévères de fonctionnement.

Chapitre III

Commande Robuste par Mode Glissant d'une Machine Asynchrone Double Etoile

III.1 INTRODUCTION

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent, de plus en plus, vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande par la logique floue, la commande adaptative et la commande à structure variable (CSV) qui, dans la bibliographie du génie électrique, porte le nom de commande par mode de glissement. Les commandes à structures variables sont réputées pour être des commandes robustes vis-à-vis des variations paramétriques et peu gourmandes en temps de calcul. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû, essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevés et des microprocesseurs de plus en plus performants [Utk 93] [Vin10] [Daf05] [Man12].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en ex-Union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov, puis par d'autres collaborateurs comme Utkin [Utk93], à partir des résultats des études du mathématicien Filipov sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant aux Etats Unies par Slotine qu'au Japon. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de Chattering qui nécessite une forte oscillation de l'organe de commande et la nécessité d'utiliser la grandeur à régler (parfois non accessible) et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système [Utk93].

À partir des années 80, la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle a été considérée comme l'une des approches de

commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis effectivement les deux principaux avantages à une telle approche. Tout d'abord, le comportement dynamique résultant peut être déterminé par le choix d'une surface adéquate. Ensuite, la réponse du système en boucle fermée est totalement insensible à une classe particulière d'incertitudes, ce qui fait de cette méthode une candidate sérieuse dans la perspective de l'élaboration de commandes robustes [Man12].

Maintenant la commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers plusieurs études théoriques, ses principaux domaines d'application sont la robotique [Ali14], et la commande des moteurs électriques [Hoc08] [Shi99] [Hoc12]. L'avantage que procure une telle commande, qui la rend aussi importante, est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle malgré leur inconvénient d'effet Chattering.

Dans la majorité des lois de commandes des machines asynchrones double stator (DSIM) telles que les commandes vectorielles et non linéaires nécessitent la mesure non seulement des courants statorique (éventuellement des tensions statoriques) mais aussi de la vitesse mécanique. Par ailleurs le prix du capteur rend le plus souvent cette mesure irréaliste. En effet ces derniers contribuent à augmenter la complexité et le coût de l'installation (câblage supplémentaire, maintenance), donc l'industrie se montre généralement intéressée par la réduction du nombre des capteurs. Donc la commande sans capteur mécanique (vitesse, flux... etc.) par mode glissant est devenue un sujet de préoccupation majeur.

Dans ce chapitre, on présente le concept général de la commande par mode de glissement classique, et afin d'éliminer l'effet de Chattering on propose la commande par mode glissant d'ordre supérieur et ensuite l'application de cette technique de commande sur la machine asynchrone double étoile. La synthèse des lois de commande est basée sur le modèle obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle afin de pouvoir statuer sur la validité ainsi que sur les performances de ce type de réglage.

III.2 RAPPEL GENERAL SUR LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

III.2-1 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement (Fig. III.1) :

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).

➤ Le mode glissant (sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [Utk99].

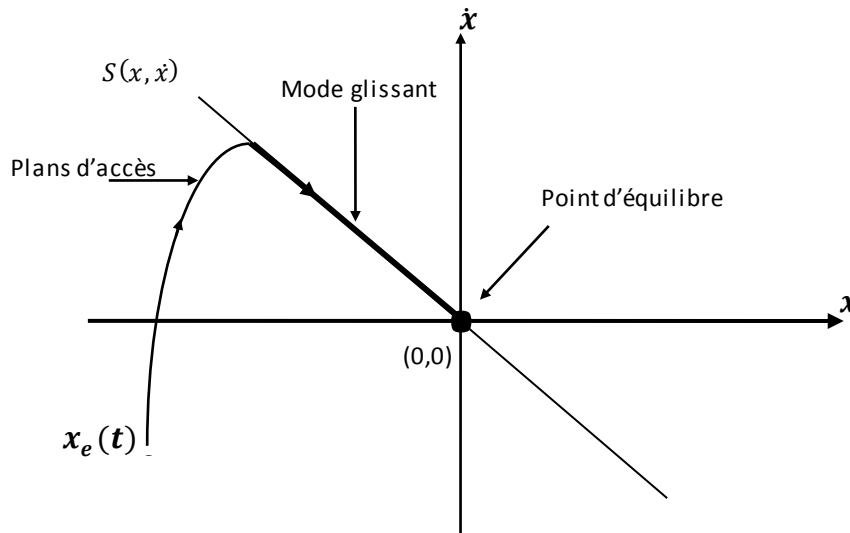


Fig. III.1 Mode de fonctionnement dans le plan de phase.

III.2.2 Domaine d'application du réglage par mode de glissement

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables : complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques dizaines de Hertz.

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots, nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas, le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant. Il faut mentionner que dans certains domaines tels que les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages cités précédemment.

III.2-3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [Utk99] [Had13] [Hos08*]:

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

III.2-3-1 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{III.1})$$

Où $[X] \in \mathcal{R}^n$ est le vecteur d'état, $[U] \in \mathcal{R}^m$ le vecteur de commande, avec $n > m$.

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur d'erreur du vecteur d'état, mais ce choix est limité si la grandeur de commande n'apparaît pas directement dans l'équation différentielle de la variable à régler [Utk99] [Had13].

Pour le nombre, il faut choisir «m» surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension «m». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans le premier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état». Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation [Had13].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface S(X) représente le comportement dynamique désiré du système où plusieurs travaux [Utk93] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec : λ gain positive.

X : variable d'état ; X^* : la valeur de référence.

$e(x) = X - X^*$: écart de la variable à régler.

r : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de garder la surface égale à zéro ($S(x) = 0$). Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$, pour un choix convenable du paramètre λ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence.

III.2-3-2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et rester indépendamment de la perturbation, on présente deux approches à savoir [Utk99]:

➤ Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Utkin. Elle est donnée sous la forme [Utk99]:

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

➤ Approche de Lyapunov

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

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

Par dérivé on obtient : $S(x)\dot{S}(x) < 0$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [Had12] [Had13] [Hos08**].

III.2.3.3 Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement [Utk93].

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux cotés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte U_{eq} et l'autre la stabilité U_n [Hoc12] [Tah14] [Hoc08] [Cha19] :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.5})$$

Avec :

U_{eq} : La commande qui maintient la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$, elle est proposée par Filpov et déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

U_n : La commande discrète est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on utilise le système d'état (III.1) et on cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U.

La dérivée de la surface $S(x)$ est : $\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial X}{\partial t}$

En remplaçant (III.5) et (III.1), dans la dérivé de surface, on trouve [Cri14] [Hoc12] :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (\text{III.6})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivé et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = -\left\{\frac{\partial S}{\partial X}[B]\right\}^{-1}\left\{\frac{\partial S}{\partial X}[A][X]\right\} \quad (\text{III.7})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial X}[B] \neq 0 \quad (\text{III.8})$$

Et la condition d'attractivité $S(x)\dot{S}(x) < 0$ devient :

$$S(x)\frac{\partial S}{\partial X}[B]U_n < 0 \quad (\text{III.9})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x)\frac{\partial S}{\partial X}[B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign* Fig. III.2

$$U_n = K_x \text{sign}S(x) \quad (\text{III.10})$$

Le signe de gain K_x doit être différent de celui de : $\frac{\partial S}{\partial X}[B]$.

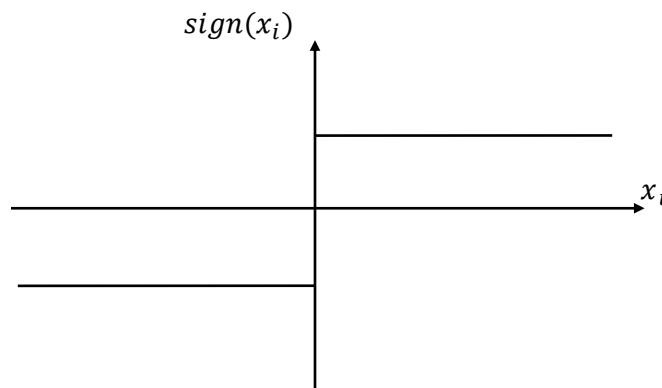


Fig. III.2 : Définition de la fonction « sign ».

Avec l'utilisation de la fonction *sign*, des oscillations indésirables risquent d'apparaître au niveau de la commande (phénomène de Chattering). Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées, ou même détériorer l'organe de commande. Ce phénomène de Chattering peut apparaître sur l'état ou sur la sortie du système.

III.3 Élimination du phénomène de Chattering

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas étant donné que cela imposerait que la commande puisse commuter avec une fréquence théoriquement infinie.

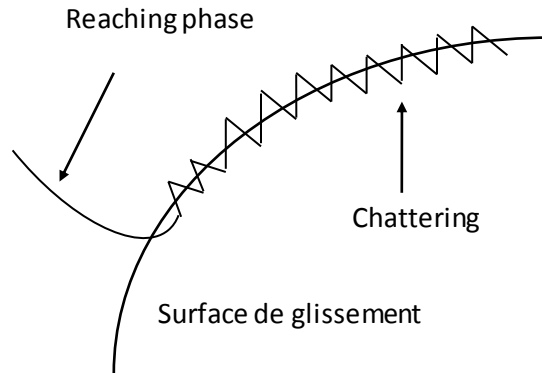


Fig. III.3 phénomène de Chattering.

Ceci est impossible à réaliser : d'une part, du fait de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande ou la présence de petites constantes de temps au niveau des actionneurs et, d'autre part, du fait des limites technologiques et physiques (limite de la fréquence de commutation des interrupteurs). Par conséquent, des oscillations à hautes fréquences se produisent. Dans ce mode, la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci. En effet, c'est le caractère discontinu de la commande qui engendre ce comportement dynamique particulier au voisinage de la surface qui est communément appelé Broutement ou Chattering en Anglais [Utk99].

Ce phénomène est néfaste pour le bon fonctionnement du système, car il ajoute au spectre de la commande des composantes hautes fréquences. Ces composantes peuvent détériorer le système en excitant les dynamiques négligées lors de la modélisation, ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations très fréquentes.

Le phénomène de broutement est le principal inconvénient des commandes par modes glissants. Plusieurs solutions ont été proposées afin de réduire ou éliminer ce problème [Cha14*] [Utk99] [Ism13] [Lev99]. On peut citer la commande avec correction intégrale en régime permanent, ou l'utilisation d'un observateur pour estimer la commande équivalente [Had13].

Dans le même but de nombreuses études ont été effectuées. L'une d'entre elles consiste à remplacer la fonction sign par une approximation continue dans un voisinage de la surface. Il s'agit, donc, d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. Le choix des seuils est

directement lié à la précision en boucle fermée.

Parmi les méthodes qui réduisent l'effet de la fonction sign dans une bande autour de la surface, nous trouvons une solution est connue par le nom "boundary layer solution" [Utk99], qui se base sur la fonction de saturation (sat) adéquate pour filtrer les hautes fréquences. Cette fonction est caractérisée par un ou deux seuils. Pour diminuer progressivement la valeur de U_n en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, la commande varie entre les deux valeurs limites $\mp K$ suivant une pente entre les deux seuils ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan (S, U) (Fig. III.4).

$$\begin{cases} sat(S(x)) = 1 & si & S(x) > \delta \\ sat(S(x)) = -1 & si & S(x) < -\delta \\ sat(S(x)) = 1 & si & S(x) \leq \delta \end{cases} \quad (III.11)$$

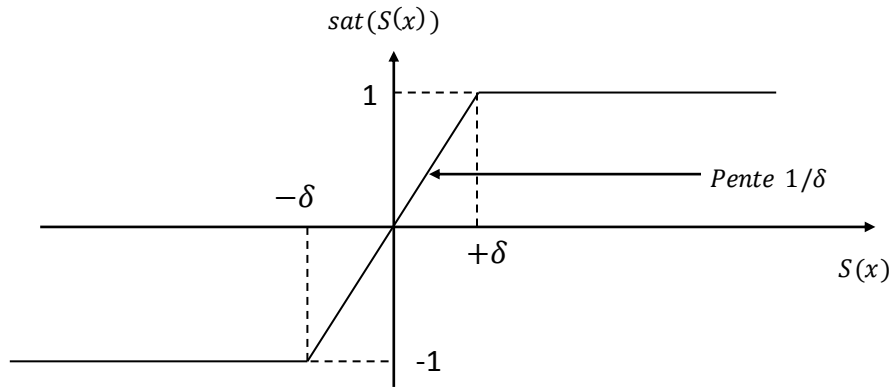


Fig. III.4 fonction de saturation ($\delta > 0$ et petit).

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x signS(x) & si & |S(x)| > \delta \\ K_x signS(x) & si & |S(x)| \leq \delta \end{cases} \quad (III.12)$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Fig. III.5).

$$smooth(S(x)) = tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \delta} \quad (III.13)$$

D'ou, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \delta} \quad (III.14)$$

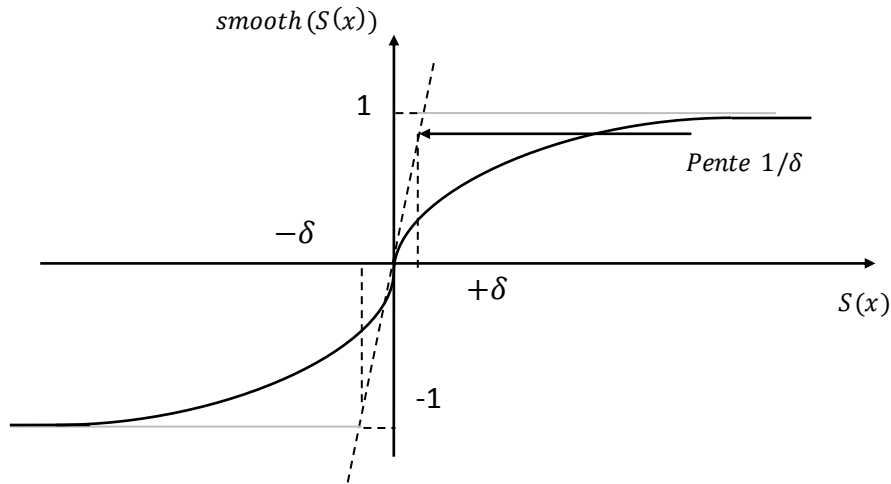


Fig. III.5 fonction de Smooth.

Bien que ces solutions permettent d'atténuer le phénomène de Chattering, la robustesse de la commande s'en trouve dégradée avec une dépréciation du temps de réponse et pour passer outre ces inconvénients, une autre solution basée sur la commande par modes glissants d'ordre supérieur est proposée et présenté par la suite.

III.4 MODE GLISSANT D'ORDRE SUPERIEUR

III.4-1 principe du mode glissant d'ordre supérieur

Le principe de la commande par mode glissant d'ordre supérieur (r), consiste à contraindre le système à évoluer sur une variété S déterminée par l'annulation de $(r-1)$ premières dérivées successive par rapport au temps de la surface de glissement soit S^{r-1} . On aura ainsi une précision d'ordre r sur la convergence du système. On peut classifier les régimes glissants d'ordre supérieur par le numéro de r dérivées successives de la surface de glissement. Ce numéro est appelé l'ordre de glissement. Le r^{iem} ordre du système est donné par:

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0 \tag{III.15}$$

Où r désigne le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement.

Pour un degré relatif $r = 1$, nous aurons :

$$\frac{\partial S}{\partial u} = 0, \quad \frac{\partial \dot{S}}{\partial u} \neq 0, \text{ et pour un degré relatif } r > 1 :$$

$$\frac{\partial S_i}{\partial u} = 0, \quad i = (1, 2 \dots \dots \dots (r - 1)), \quad \frac{\partial S^{(r)}}{\partial u} \neq 0$$

Le principal inconvénient pour l'implantation des algorithmes de commande par mode glissant d'ordre supérieur est le nombre d'informations nécessaires croissant régulièrement avec l'ordre du régime glissant. Autrement dit, si on utilise un algorithme de glissement d'ordre r par rapport à S on aura besoin des informations en temps réel sur les dérivées $\dot{S}, S^{(2)}, S^{(3)}, \dots \dots S^{(r)}$

Dans la littérature spécialisée, le mode glissant d'ordre supérieur regroupe deux notions distinctes, le mode glissant d'ordre r idéal et réel [Lev99] [Had13] :

- Le mode glissant idéal d'ordre r est lié à la convergence en temps fini de la variable de glissement et de ses $(r-1)$ dérivées vers zéro; sans retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion exprime une solution théorique mais irréalisable pratiquement à cause des limitations physiques des organes de commutations.
- Le mode glissant réel d'ordre r correspond à la précision asymptotique obtenue quand on considère l'effet de retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à mode glissant par rapport aux imperfections physiques du système réel. Cet aspect est très important lorsqu'il s'agit de passer à une application réelle.

III.4-2 Avantages du mode glissant d'ordre supérieur

Le choix d'une telle technique de commande est utilisée par ses multiples avantages dont les principaux sont résumés dans ce qui suit :

- La connaissance à priori du temps de convergence et le réglage de la commande est indépendante de ce temps [Had13].
- La génération de la trajectoire permettant la convergence en temps fini dès l'instant initial, ce qui donne à la loi de commande un comportement robuste durant toute la réponse du système [Had13].
- L'amélioration de la précision asymptotique et élimination ou réduction du phénomène de broutement.
- L'applicabilité de la commande quelque soit l'ordre des modes glissants, supérieur ou égal au degré relatif du système.
- La simplicité du réglage des paramètres de la commande.

Dans ce qui suit, on va décrire les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre deux et ses variantes comme le Twisting et le Super Twisting.

III.4-3 Commande par mode glissant d'ordre deux

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface définie S et la convergence de $S = \frac{dS}{dt} = 0$, en un temps fini [Cha14*] [Utk99].

La figure III.6 représente la trajectoire de convergence du système vers la surface S .

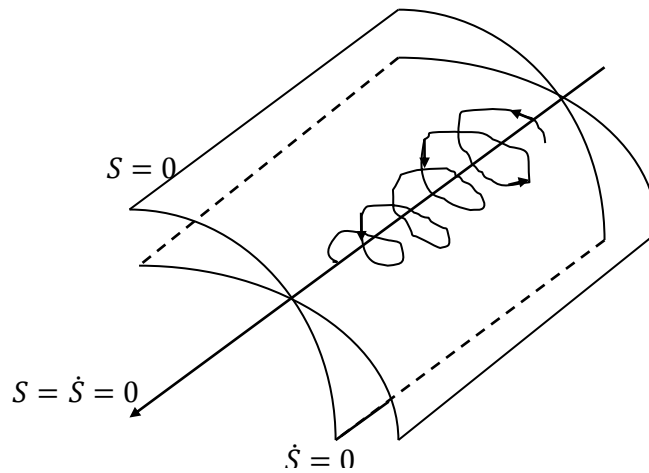


Fig. III.6 trajectoire du glissement d'ordre deux.

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre deux, on considère le système décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\dot{x} = f(x, t, u) \tag{III.16}$$

Afin de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface choisie S , il faut maintenir S ainsi que sa dérivée à zéro dans un temps fini ($S = \frac{dS}{dt} = 0$) La dérivée de S est donnée par:

$$\frac{d}{dt}S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t}S(t, x) + \frac{\partial}{\partial t}S(t, x) \dot{x}$$

$$\dot{S} = \frac{\partial}{\partial t}S(t, x) + \frac{\partial}{\partial t}S(t, x) f(t, x, u)$$

Ensuite la dérivée seconde de S est donnée sous forme compacte comme suit:

$$\ddot{S} = \rho(t, x) + \chi(t, x)v \tag{III.17}$$

Avec :

$$\begin{cases} \rho(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x, u) + \frac{\partial S}{\partial x} S(t, x, u) f(t, x, u) \\ \chi(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} S(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Le problème posé revient à la stabilisation en temps fini du système auxiliaire du second ordre modélisé par (III.17) où v ; représente l'entrée du système, (r) s'est le degré relatif égale à deux (ou sa dérivée par rapport au temps si le degré relatif égale à un).

Par exemple si le degré relatif est égal à 1, le système est décrit par l'expression :

$$\dot{S} = \rho(t, x) + \chi(t, x) \dot{u} \quad (\text{III.19})$$

Dans ce cas les algorithmes discontinus sont appliqués à la dérivée par rapport au temps \dot{u} , qui devient la nouvelle commande du système considéré et u comme une variable d'état. De cette manière l'entrée u du système devient continue. Il existe plusieurs techniques spécialisées d'algorithmes engendrant la convergence de S vers zéro. Les plus utilisés dans la littérature sont le Twisting et le Super Twisting [Ism13] [Had13] [Cha14**].

III.4-3-1 Algorithme de Twisting

La commutation en temps fini vers l'origine du plan de phase est obtenue grâce à la commutation de l'amplitude entre deux valeurs. La convergence de cet algorithme est assurée par une progression géométrique sous forme d'un mouvement en spirale autour de l'origine, représentée par la Fig.III.7. L'amplitude de ces mouvements est décroissante et la commutation a lieu chaque fois qu'on change le quadrant.

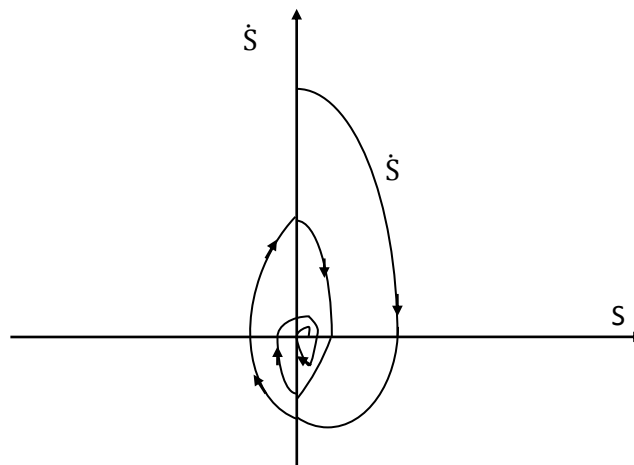


Fig. III.7 Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.

La loi de commande est donnée par le théorème suivant [Lev99]:

Considérant le système (III.16) et la surface de glissement S , la loi de commande suivante :

$$u = \begin{cases} -\lambda_m \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0 \\ -\lambda_M \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Est un algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux par rapport à S où λ_m et λ_M et C_0 des gains positifs vérifiés [Kha03] [Had13] :

$$\lambda_m > 4 \frac{K_M}{S_0}, \quad \lambda_M > \frac{C_0}{K_m}, \quad K_m \lambda_M - C_0 > K_M \lambda_m + C_0 \quad \text{avec : } \forall t: |S| < S_0 \quad (\text{III.21})$$

La borne supérieure du temps de convergence peut être précisée quelque soit le quadrant du plan de phase (S, \dot{S}) . Elle est définie comme suit [Kha03] [lev99] [Had13]:

$$T_{tw\infty} \leq T_{M1} \theta_{tw} \frac{1}{1-\theta_{tw}} \sqrt{|y_{1M1}|} \quad (\text{III.22})$$

y_{1M1} représente la valeur de S au premier croisement d'abscisse dans le plan (S, \dot{S}) , t_{m1} est le temps correspondant ; θ_{tw} et ϑ_{tw} sont donnés par les relations suivantes:

$$\theta_{tw} = \sqrt{2} \frac{K_m \lambda_M + K_M \lambda_m}{(K_m \lambda_M + C_0) \sqrt{K_M \lambda_m - C_0}}, \quad \vartheta_{tw} = \frac{K_M \lambda_m - C_0}{K_m \lambda_M + C_0} \quad (\text{III.23})$$

III.4-3-2 Algorithme de Super Twisting

Cet algorithme a été proposé par Levant [Lev99] dans le cas d'un système de degré relatif égal à un. Ensuite, il a été modifié et organisé dans les années 2003 à [Kha03] avec l'étude de stabilité pour les systèmes de degré relatif égale à deux. L'algorithme de Super Twisting est conçu afin de réaliser une commande continue par mode glissant d'ordre deux en utilisant uniquement les informations sur S et l'évaluation du signe n'étant pas nécessaire. La convergence de cet algorithme est décrite aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase (S, \dot{S}) . La loi de commande Super twisting $u(t)$ est formée de deux parties, la première est définie par sa dérivée par rapport au temps (\dot{u}_1), tandis que la deuxième est donnée par la fonction de la variable de glissement (u_2) [Had13].

La loi de commande est pour un système de degré relatif égale à $u = u_1 + u_2$ tel que :

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -w \text{sign}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda|s_0|^\delta \text{sign}(S) & \text{si } |S| > s_0 \\ -\lambda|S|^\delta \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq s_0 \end{cases} \quad 0 < \delta < 0.5 \quad (\text{III.25})$$

La condition suffisante pour engendrer la convergence en temps fini est:

$$w > \frac{c_0}{K_m} \quad , \quad \lambda^2 \geq \frac{4c_0 K_M (w + c_0)}{K_m^2 K_m (w - c_0)} \quad (\text{III.26})$$

III.5 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT A LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

III.5.1 Détermination des différentes surfaces de régulation et application

En mettant le système d'équations (II.40) et les équations (II.39) et (II.26) sous forme d'état, de commande vectorielle on aura le système d'équations d'états suivant :

$$\begin{cases} \dot{I}_{ds1} = \frac{1}{L_{s1}} [v_{ds1} - R_{s1} I_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)] \\ \dot{I}_{qs1} = \frac{1}{L_{s1}} [v_{qs1} - R_{s1} I_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} I_{ds1} + \phi_r^*)] \\ \dot{I}_{ds2} = \frac{1}{L_{s2}} [v_{ds2} - R_{s2} I_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} I_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)] \\ \dot{I}_{qs2} = \frac{1}{L_{s2}} [v_{qs2} - R_{s2} I_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} I_{ds2} + \phi_r^*)] \\ \dot{\phi}_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r + \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} P \left[\frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \Phi_r^* - C_r - K_f \Omega \right] \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

III.5.1.1 Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ est de la forme suivante:

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (\text{III.28})$$

$$\text{Et : } \Omega = \omega_r / P,$$

donc :

$$\dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \Phi_r^* - \frac{K_f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (\text{III.29})$$

En dérivant la surface $S(\omega_r)$, on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (\text{III.30})$$

En posant $i_{qs1} + i_{qs2} = i_{qs}$ et en introduisant l'équation (III.29) dans (III.30), on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} I_{qs} \Phi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (\text{III.31})$$

A présent, en remplaçant le courant i_q par le courant de commande $i_{qs}^* = i_{qeq} + i_{qn}$ dans l'équation (III.31), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} I_{qeq} \phi_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} I_{qn} \phi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (III.32)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\omega_r) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(\omega_r) = 0$ et $i_{qn} = 0$, et on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (III.32) :

$$I_{qeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \phi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (III.33)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0$ doit être vérifiée, en remplaçant (III.33) dans (III.32), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \frac{P^2}{J} \frac{L_m \phi_r^*}{L_r + L_m} I_{qn} \quad (III.34)$$

Afin de réduire l'effet de broutement, on prend la commande douce suivante :

$$I_{qn} = K_\omega \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi \omega_r} \quad (III.35)$$

III.5.1.2 Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r \quad (III.36)$$

Ou :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \quad (III.37)$$

En posant $i_{ds} = i_{ds1} + i_{ds2}$ et en substituant l'équation de $\dot{\Phi}_r$ (système d'équations (III.27)) dans (III.37), on trouve :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \phi_r - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} I_{ds} \quad (III.38)$$

En introduisant le courant de commande $i_{ds}^* = i_{deq} + i_{dn}$ dans l'équation (III.38), on aura :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} I_{deq} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} I_{dn} \quad (III.39)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\phi_r) = 0$, et par la suite $\dot{S}(\phi_r) = 0$, et, $i_{dn} = 0$, donc on tire i_{deq} de la relation (III.39) :

$$I_{deq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left[\dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r \right] \quad (III.40)$$

Durant le mode de convergence, la condition : $S(\omega_r)\dot{S}(\omega_r) < 0$ doit être vérifiée. En substituant (III.40) dans (III.39), on obtient :

$$\dot{S}(\phi_r) = -\frac{R_r L_m}{L_r + L_m} I_{dn} \quad (\text{III.41})$$

De la même manière pour la vitesse, afin de réduire l'effet de Chattering on choisit la commande non linéaire suivante :

$$I_{dn} = K_\phi \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + \xi_{\phi_r}} \quad (\text{III.42})$$

III.5.1.3 Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{cases} S(I_{ds1}) = I_{ds1}^* - I_{ds1} \\ S(I_{ds2}) = I_{ds2}^* - I_{ds2} \\ S(I_{qs1}) = I_{qs1}^* - I_{qs1} \\ S(I_{qs2}) = I_{qs2}^* - I_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

Les dérivés de ces dernières sont respectivement :

$$\begin{cases} \dot{S}(I_{ds1}) = I_{ds1}^* - I_{ds1} \\ \dot{S}(I_{ds2}) = I_{ds2}^* - I_{ds2} \\ \dot{S}(I_{qs1}) = I_{qs1}^* - I_{qs1} \\ \dot{S}(I_{qs2}) = I_{qs2}^* - I_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

En substituant les expressions des dérivés des courants statoriques ($I_{ds1}, I_{ds2}, I_{qs1}, I_{qs2}$) donnés par le système d'équations (III.27) dans les équations précédentes, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(I_{ds1}) = I_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [-R_{s1} I_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{ds1}] \\ \dot{S}(I_{qs1}) = I_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [-R_{s1} I_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} I_{ds1} + \Phi_r^*) + v_{qs1}] \\ \dot{S}(I_{ds2}) = I_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} [-R_{s2} I_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} I_{qs2} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{ds2}] \\ \dot{S}(I_{qs2}) = I_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} [-R_{s2} I_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} I_{ds2} + \Phi_r^*) + v_{qs2}] \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

En remplaçant les tensions ; $v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}$ par les tensions de commande :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{ds1n} + v_{ds1eq} \\ v_{qs1}^* = v_{qs1n} + v_{qs1eq} \\ v_{ds2}^* = v_{ds2n} + v_{qs2eq} \\ v_{qs2}^* = v_{qs2n} + v_{qs2eq} \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

Respectivement, on aura :

$$\begin{cases} \dot{S}(I_{ds1}) = I_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [-R_{s1}I_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}I_{qs1} + T_r\Phi_r^*\omega_{gl}^*) + v_{ds1n} + v_{ds1eq}] \\ \dot{S}(I_{qs1}^*) = I_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [-R_{s1}I_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}I_{ds1} + \Phi_r^*) + v_{qs1n} + v_{qs1eq}] \\ \dot{S}(I_{ds2}^*) = I_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} [-R_{s2}I_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}I_{qs2} + T_r\Phi_r^*\omega_{gl}^*) + v_{ds2n} + v_{qs2eq}] \\ \dot{S}(I_{qs2}^*) = I_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} [-R_{s2}I_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + \Phi_r^*) + v_{qs2n} + v_{qs2eq}] \end{cases} \quad (III.47)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(i_{ds1}) = 0, S(i_{qs1}) = 0,$
 $S(i_{ds2}) = 0, S(i_{qs2})=0,$ et par la suite : $\dot{S}(I_{ds1}) = 0$ et $v_{ds1n} = 0$; $\dot{S}(I_{qs1}) = 0$ et $v_{qs1n} =$
 0 ; $\dot{S}(I_{ds2}) = 0$ et $v_{ds2n} = 0$; $\dot{S}(I_{qs2}) = 0$ et $v_{qs2n} = 0$, donc on peut tirer à partir des
équations (III.47) les expressions de commandes équivalentes $v_{ds1eq}, v_{qs1eq}, v_{ds2eq}, v_{qs2eq}$
respectivement:

$$\begin{cases} v_{ds1eq} = L_{s1}I_{ds1}^* + R_{s1}I_{ds1} - \omega_s^*(L_{s1}I_{s1q} + T_r\phi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs1eq} = L_{s1}I_{qs1}^* + R_{s1}I_{qs1} + \omega_s^*(L_{s1}I_{ds1} + \Phi_r^*) \\ v_{ds2eq} = L_{s2}I_{ds2}^* + R_{s2}I_{ds2} - \omega_s^*(L_{s2}I_{qs2} + T_r\phi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs2eq} = L_{s2}I_{qs2}^* + R_{s2}I_{qs2} + \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (III.48)$$

Durant le mode de convergence, les conditions :

$$\begin{cases} S(I_{ds1})\dot{S}(I_{ds1}) < 0 \\ S(I_{ds2})\dot{S}(I_{ds2}) < 0 \\ S(I_{qs1})\dot{S}(I_{qs1}) < 0 \\ S(I_{qs2})\dot{S}(I_{qs2}) < 0 \end{cases}$$

Doivent être vérifiées. En substituant les équations (III.47) dans (III.48) respectivement, on
obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(I_{ds1}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{ds1n} \\ \dot{S}(I_{qs1}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{qs1n} \\ \dot{S}(I_{ds2}) = -\frac{1}{L_{s2}} v_{ds2n} \\ \dot{S}(I_{qs2}) = -\frac{1}{L_{s2}} v_{qs2n} \end{cases} \quad (III.49)$$

On prend respectivement :

$$\begin{cases} V_{ds1n} = K_{d1} \frac{S(i_{ds1})}{|S(i_{ds1})|^{+\epsilon_{d1}}} \\ V_{qs1n} = K_{q1} \frac{S(i_{qs1})}{|S(i_{qs1})|^{+\epsilon_{q1}}} \\ V_{ds2n} = K_{d2} \frac{S(i_{ds2})}{|S(i_{ds2})|^{+\epsilon_{d2}}} \\ V_{qs2n} = K_{q2} \frac{S(i_{qs2})}{|S(i_{qs2})|^{+\epsilon_{q2}}} \end{cases} \quad (III.50)$$

La somme des équations de (III.48) et (III.50) constitue le système d'équation de tension de référence décrites dans (III.46).

III.6 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX 'SUPER TWISTING 'A LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Comme on la mentionné précédemment, la loi de commande du Super Twisting est formée de deux parties. La première est définie par sa dérivée par rapport au temps, tandis que la deuxième est continue et en fonction de la variable du mode glissant. Pour un mode glissant réel, la loi de commande sera donnée par [Cri14] [Mil17]:

$U = u_{equ} + u_{st}$, la commande équivalente est la même commande qui a été calculée dans celle du mode glissant classique donc :

$$u_{st} = u_1 + u_2, \text{ avec : } \begin{cases} \dot{u}_1 = -\sigma \text{sign}(s) \\ u_2 = -\beta |S|^\alpha \text{sign}(s) \end{cases} \quad (III.51)$$

Avec β , σ , L_{min} , L_{max} , δ , $0 < \alpha \leq 0.5$, des constantes positives seront choisi avec la condition :

$$\begin{cases} \sigma > \frac{\delta}{L_{min}} \\ \beta^2 > \frac{4\delta}{L_{min}^2} \frac{L_{max}}{L_{min}} \frac{(\delta + \sigma)}{(\sigma - \delta)} \end{cases} \quad (III.52)$$

Pour atteindre une robustesse plus élevée et convergence rapide on remplace la fonction $\text{sign}(s)$ par hyperbolique tangent ($\text{tang}(s)$) [Moh16].

A partir des équations de mode glissant on peut écrire :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = I_{dst} + I_{sdeq} \\ I_{qs}^* = I_{qst} + I_{sreq} \end{cases} \quad (III.53)$$

Qui donne :

$$\begin{cases} I_{sd}^* = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left(\dot{\phi}_r^* + \frac{R_r \phi_r}{L_m + L_r} \right) - \beta |S(\phi)|^\alpha \text{tang}(S(\phi)) - \int \sigma \text{tang}(S(\phi)) \\ I_{sq}^* = \frac{L_m + L_r}{P^2 L_m \phi_r^*} \left(\dot{\omega}^* - \frac{k_f}{J} \omega + \frac{P}{J} C_r \right) - \beta |S(\omega)|^\alpha \text{tang}(S(\omega)) - \int \sigma \text{tang}(S(\omega)) \end{cases} \quad (III.54)$$

De la même manière on peut utiliser l'équation de commande équivalente de mode glissant et ajouter la valeur discontinue, on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = L_{s1} \dot{I}_{ds1}^* + R_{s1} I_{ds1}^* - \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^*) - \beta |S(\phi)|^\alpha \text{tang}(S(I_{ds1})) - \int \sigma \text{tang}(S(I_{ds1})) \\ V_{qs1}^* = L_{s1} \dot{I}_{qs1}^* + R_{s1} I_{qs1}^* + \omega_s^* (L_{s1} I_{ds1} + \Phi_r^*) - \beta |S(\omega)|^\alpha \text{tang}(S(I_{qs1})) - \int \sigma \text{tang}(S(I_{qs1})) \\ V_{ds2}^* = L_{s2} \dot{I}_{ds2}^* + R_{s2} I_{ds2}^* - \omega_s^* (L_{s2} I_{qs2} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^*) - \beta |S(\phi)|^\alpha \text{tang}(S(I_{ds2})) - \int \sigma \text{tang}(S(I_{ds2})) \\ V_{qs2}^* = L_{s2} \dot{I}_{qs2}^* + R_{s2} I_{qs2}^* + \omega_s^* (L_{s2} I_{ds2} + \Phi_r^*) - \beta |S(\omega)|^\alpha \text{tang}(S(I_{qs2})) - \int \sigma \text{tang}(S(I_{qs2})) \end{cases} \quad (III.55)$$

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par STSMC (Super Twisting Sliding Mode Control) sur la MASDE avec la méthode indirecte est illustrée par la Fig. III.8.

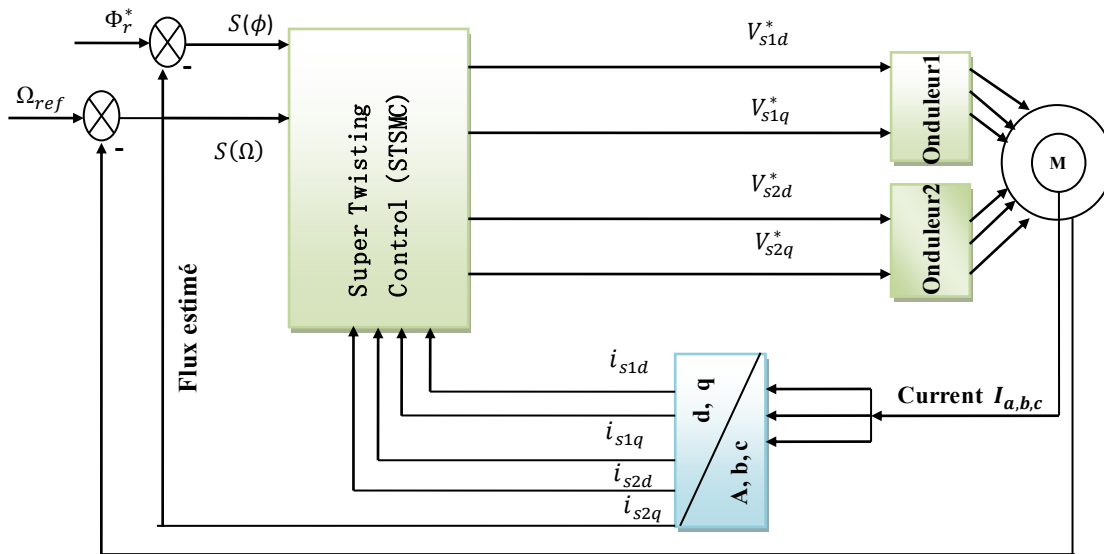


Fig. 8. Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par (STSMC).

III.6.1. SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

Le premier objectif de control de la vitesse de rotation, consiste à amener sa valeur à 250 rad/sec rapidement, ensuite. Par ailleurs, le flux désiré est fixé à 1Wb, un couple résistant positif de 15 N.m est appliqué entre 1 sec et 2 sec. La simulation est réalisée avec les paramètres de synthèses suivantes :

Les paramètres de régulateur glissant donnés par :

Surface	$S(\omega_r)$	$S(\phi_r)$	$S(I_{sd1})$	$S(I_{sq1})$	$S(I_{sd2})$	$S(I_{sq2})$
K	150	120	120	150	150	150
E	0.95	0.95	0.95	0.95	0.95	0.95

Les paramètres de régulateur (STSMC) donnés par :

Surface	$S(\omega_r)$	$S(\phi_r)$	$S(I_{sd1})$	$S(I_{sq1})$	$S(I_{sd2})$	$S(I_{sq2})$
Σ	0.1	0.1	0.1	35	0.1	0.01
B	55	50	555	50	555	55

La Fig.III.9. Représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par les deux contrôles mode glissant, et (STSMC), celle ci montre que :

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale, ensuite il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi avec une oscillation au (STSMC) dans le régime transitoire, à l'intervalle [1, 2] s, la machine est chargée par un couple résistant (14 N.m), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (250 rad/s) dans les deux régulateurs.

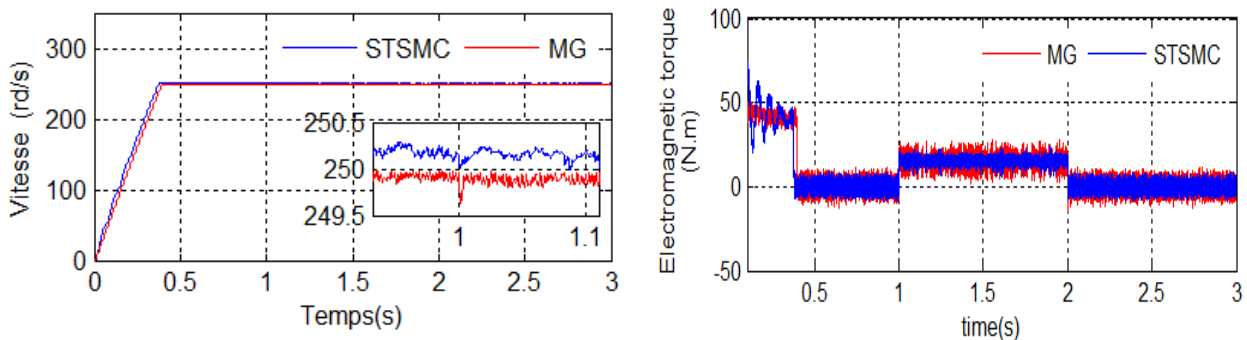


Fig.III.9 : Simulation de la commande de vitesse de la MASDE avec l'application du couple résistant à $t = [1, 2]$ s.

Le courant statorique répond bien aux variations imposées par la charge (augmentation du courant lors de l'application de la charge), et sa forme est très proche de la sinusoïdale, les composants de flux rotorique selon (d, q) présentent au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes, ensuite ils se stabilisent à $t = 0.31$ s et poursuivent leurs parcours selon leurs références. (Fig. III.10).

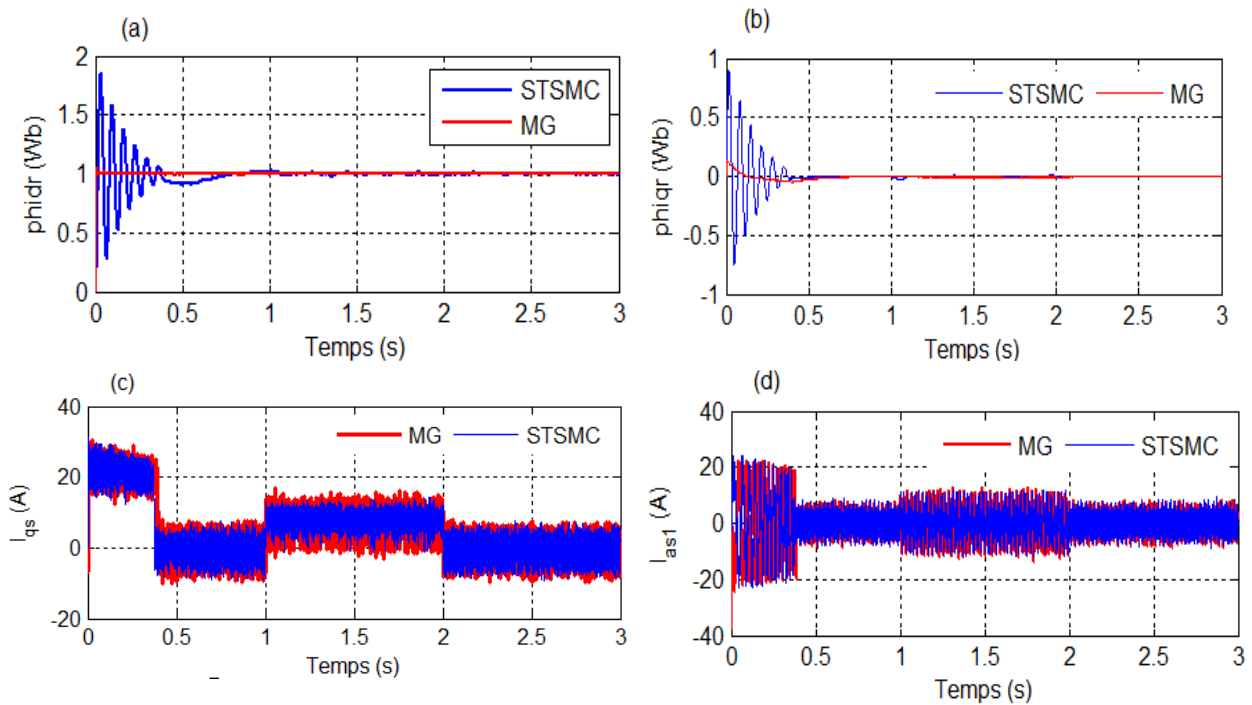


Fig.III.10 : Simulation de la commande de vitesse de la MASDE avec l'application du couple résistant à $t = [1, 2]$ s.

Toutefois, les mêmes résultats sont obtenus avec la commande par les deux modes de glissant, (SMC), (STSMC) concernant les deux modes de fonctionnement de la machine à vide et en charge. Néanmoins, avec une meilleure régulation fait apparaître clairement l'effet de Chattering (couple, courant I_{qs}), puisque le control (STSMC) elle réduit la bande de cet effet surtout en charge qui a amélioré le fonctionnement de la machine. (Fig. III 9-10).

Pour montrer plus cet effet on applique une charge variable $C_r=0 ; 21 ; 15 ; -15 ; 0$ N.m, les résultats obtenus sont présentés dans la Figure. III.11.

Dans ce test, on appliquera une charge supérieure à la charge nominale de 50% ($C_r = 21$ N.m) à l'instant $t = 1$ s, pour les deux contrôles la vitesse du rotor poursuit la valeur de référence sans perturbation après l'application du couple résistant, Le couple électromagnétique compense la perturbation externe et oscille autour de 21N.m, l'orientation du flux rotorique n'est pas perdue. On constate que la diminution de l'effet Chattering par (STSMC) est claire pendant le fonctionnement à vide et en charge.

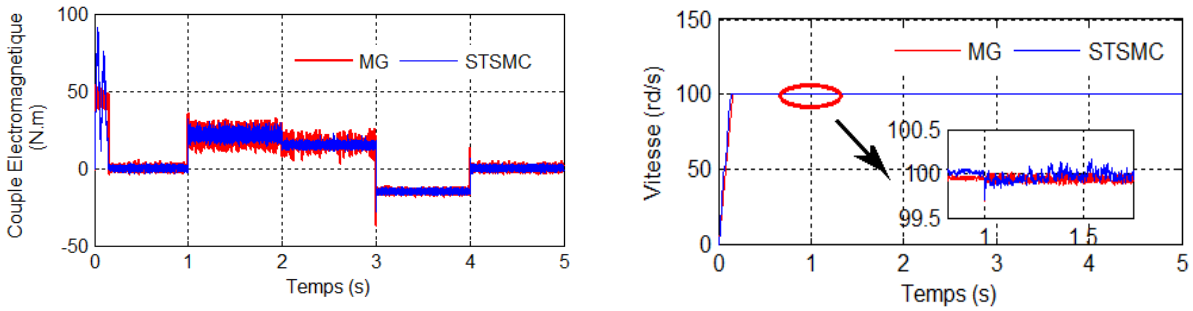


Fig.III.11 Influence de l'application d'un couple résistant variable de (21 ; -15 ; +15 ; 0 N.m) à t = 1s.

III.6.2. TEST DE ROBUSTESSE.

La Figure. III.12-13 présente les résultats de simulation d'une poursuite lors de l'inversion du sens de rotation à t = 1s en fonctionnement à vide.

La vitesse suit sa référence et s'inverse (atteint la valeur -250 rad/s) au bout de t = 1.75s sans dépassement, Fig. III.12. L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ -50N.m, le courants i_{qs2} ont la même allure que celle du couple électromagnétique ; ils ont une valeur négative d'environ 18A lors du changement de sens de rotation, le courant d'axe i_{ds2} oscillent autour de 1.5A. Les composants du flux rotorique suivent les valeurs imposées en régime établi ; ϕ_{dr} suit la valeur 1Wb, ϕ_{qr} suit la valeur 0Wb.

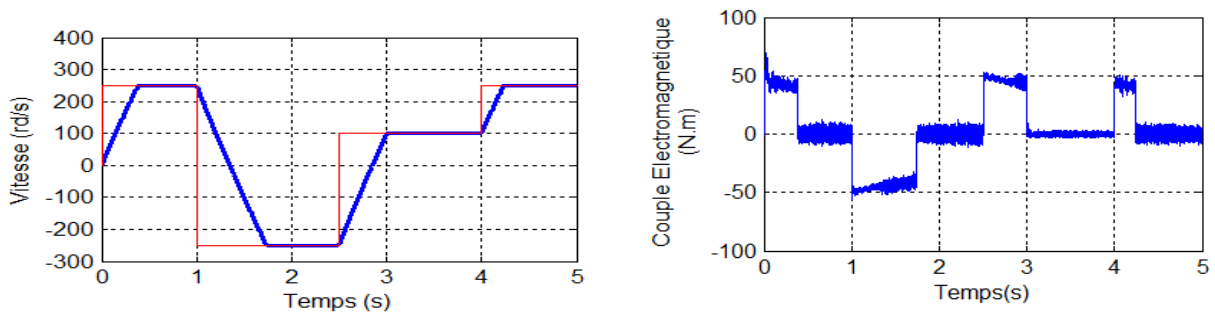


Fig. III.12 Vitesse et couple électromécanique lors de test de poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.

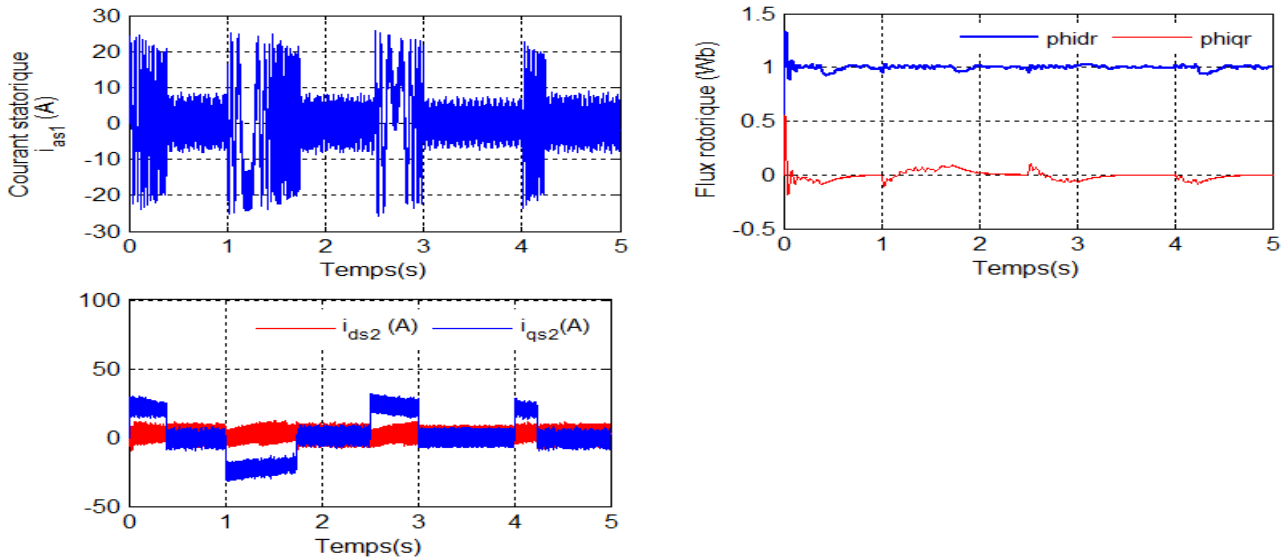


Fig.III 13 Composantes de flux et courants lors de test de poursuite d'inversion du sens de rotation en fonctionnement à vide.

On testera les performances de la machine asynchrone double étoile vis-à-vis la variation de la résistance rotorique par rapport à sa valeur nominale, (Fig.III.14).

La Figure.III.14 représente la vitesse, le couple et les composantes de flux rotorique, obtenus vis-à-vis la variation de la résistance rotorique. D'après ces résultats (Fig. III.14), on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît lors de la variation de la résistance rotorique en fonctionnement à vide $[0; 1]$ s ou en fonctionnement en charge $t > 1$ s et la vitesse suit la valeur de sa référence 2000tr/min, Le couple électromagnétique compense le couple de la charge appliquée sans dépassement, un appel de courant important apparaît lors de l'application de la charge où la résistance rotorique est égale à $1.5 R_{rn}$, Les composantes du flux rotorique suivent leurs valeurs imposées.

Les résultats de simulation montrent de façon claire que la régulation de vitesse de la MASDE sous les deux contrôles est satisfaisante en termes de rapidité et de suivi de la vitesse de référence ; on remarque l'absence de pics au niveau de couple électromagnétique sous STSMC control. Les tests de robustesse (augmentation de la résistance rotorique, pendant la machine en charge, et lors de l'application d'une charge variable..., Variation de vitesse ...etc) montrent que la régulation donne de bonnes réponses de vitesse, et du couple électromagnétique, et l'effet de Chattering est réduit par contrôle (STSMC). On peut conclure que la commande à base de

(STSMC) de la MASDE est robuste et efficace lors d'un fonctionnement normal ou lors des conditions de fonctionnement sévères.

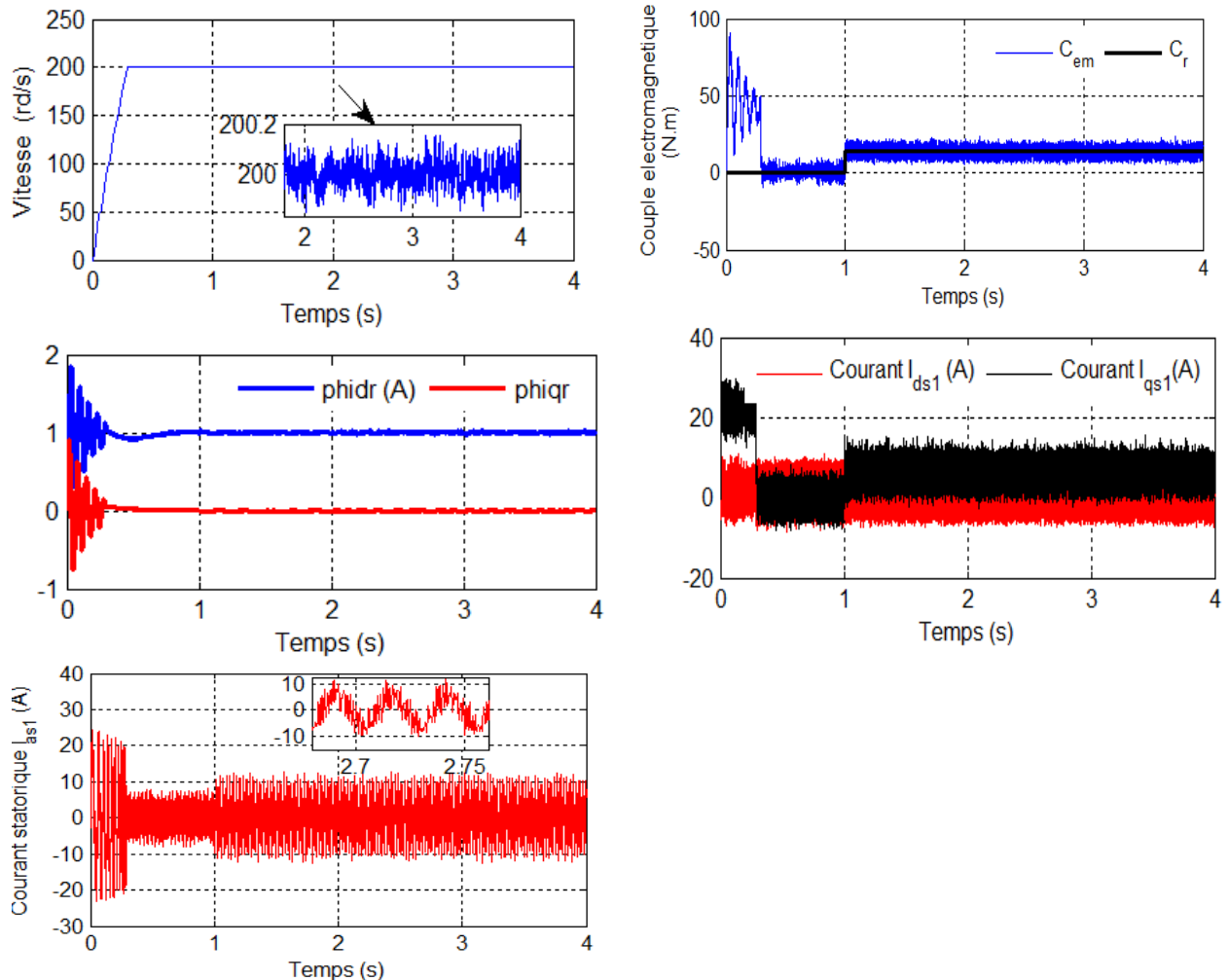


Fig. III.14 Influence de la variation de la résistance rotorique ($R = 1.5 \cdot R_{rn}$ à partir de $t = 2s$), démarrage à vide suivi par l'application d'une charge ($C_r = 14N.m$) à $t = 1s$.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la régulation de la vitesse de MASDE par un régulateur par mode glissant sous la commande vectorielle indirecte. Après un rappel de base sur la régulation par le mode glissant, on a appliquée mode glissant pour contrôler la vitesse de cette machine. Les performances des régulations de vitesse de la MASDE ont été visualisées en fonctionnement normal (pas de changement paramétriques), et par la suite et afin de réduire les effets de Chattering (amélioration), on a proposé le régulateur STSMC, la commande par STSMC de la machine lors des changements paramétriques de la machine.

Les résultats de simulation montrent de façon claire que la régulation de vitesse de la MASDE par le mode glissant est satisfaisante en termes de rapidité et de suivi de la vitesse de référence (le temps de réponse et le temps pour l'inversion du sens de rotation) ; on remarque l'absence de pics au niveau de couple électromagnétique ; le rejet de perturbation lorsqu'on applique une perturbation externe. Les tests de robustesse (variation de la résistance rotorique et l'application d'un couple supérieur au couple nominal) montrent que la régulation donne de bonnes réponses de vitesse, et du couple électromagnétique, où l'amélioration a été faite par STSMC. On remarque aussi qu'elle a donné de bons résultats en terme de l'élimination de l'effet Chattering. Généralement on peut conclure que la commande à base de mode glissant de la MASDE est robuste et efficace lors d'un fonctionnement normal ou lors des conditions de fonctionnement sévères.

Chapitre IV

Commande par l'Approche Backstepping d'une Machine Asynchrone Double Etoile

IV.1 INTRODUCTION

Pratiquement tous les problèmes de commande sont de nature non linéaire. Néanmoins, dans certains cas, l'emploi de méthodes linéaires mènera à des performances satisfaisantes du contrôleur. Dans de nombreux autres cas, seule l'application des méthodes d'analyse et de synthèse non linéaires garantira la réalisation des objectifs souhaités. Au cours de la dernière décennie, il ya eu des progrès considérables dans le domaine de la commande non linéaire qui ont conduit à l'élaboration d'un certain nombre de méthodes de conception de contrôleurs non linéaires. Parmi ces techniques, on peut citer la commande backstepping qui présente des performances notables en termes de poursuite et de régulation [Mok15] [Moh15] [Gue10].

L'idée de base de Backstepping est de stabiliser au départ le premier sous système par une fonction stabilisante connue via une fonction de Lyapunov choisie, ensuite d'ajouter à son entrée un intégrateur. On procède de même pour le prochain sous système augmenté et ainsi de suite pour les sous-systèmes successifs pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale donnant la loi de commande globale qui stabilise le système.

Les effets de la variation des états spécifiques du système dans un intervalle de temps c'est un sujet attractif dans ces dernières années, il y a eu des progrès importants concernant le développement de la technique de commande adaptative des systèmes non linéaires. Intrinsèquement, la plupart des systèmes physiques ont un comportement non linéaire ; nous pouvons alors citer comme exemples les systèmes mécaniques, électromécaniques et chimiques (avions, véhicules, régulateurs thermiques, réacteurs chimiques, ... etc) [Cha20] [Zho08].

La commande adaptative backstepping est l'une des approches principales de ces recherches attentives. Cette technique a été développée initialement par Kanellakopoulos et Etoffée, d'une part, par Feurier et Morse, et d'autre part, par Tsiniak Kokotović et Sussmann [Mok15]. Elle offre une méthode systématique pour effectuer la conception d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée de cette stratégie clarifie qu'un système, modélisé par une structure

triangulaire dans l'espace d'état, peut être stabilisé étape par étape en commençant par le premier état. Parallèlement, les lois d'adaptation pour les paramètres inconnus du système et les lois de commande peuvent être déduites d'une manière adéquate. Cette technique repose essentiellement sur l'utilisation du formalisme de Lyapunov. Ce dernier est très simple, très commode et garantit le principal de la stabilité et convergence du système [She17] [Mok15].

Il est à noter que ce domaine est très nombreux et variée du fait que le sujet a été largement abordé depuis longtemps. Malgré tout, plusieurs problématiques persistent jusqu'à nos jours, et les solutions associées n'ont pas encore atteint l'idéal.

IV.2 COMMANDE BACKSTEPPING DES SYSTEMES NON LINEAIRES

IV.2.1 Principe de l'approche du Backstepping

Backstepping est une approche récursive basée sur la stabilité de Lyapunov, elle a été proposée dans le début des années 90. La technique a été largement développée par Krstic, Kanellakopoulos et Kokotovic. L'idée de base du Backstepping est de stabiliser au départ le premier sous système par une fonction stabilisante connue via une fonction de Lyapunov choisie, ensuite d'ajouter à son entrée un intégrateur. On procède de même pour le prochain sous système augmenté et ainsi de suite pour les sous-systèmes successifs pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale donnant la loi de commande globale qui stabilise le système [Mok15].

La stratégie de commande envisagée suppose les points suivants :

- Les non linéarités inconnues dépendantes des états non mesurables. Cet état de fait fera appel à des observateurs pour l'estimation de ces états.
- Certains paramètres du système peuvent être inconnus.
- Les fonctions non linéaires du modèle sont mal connues.
- Le procédé est sujet à des incertitudes et des perturbations externes.

Deux variantes de cette commande peuvent être élaborées : commande backstepping non adaptative et adaptative. Selon la connaissance des paramètres du modèle.

Dans le cas où le modèle est parfaitement connu, le schéma de principe de la commande backstepping non adaptative est illustré sur la figure ci-dessous.

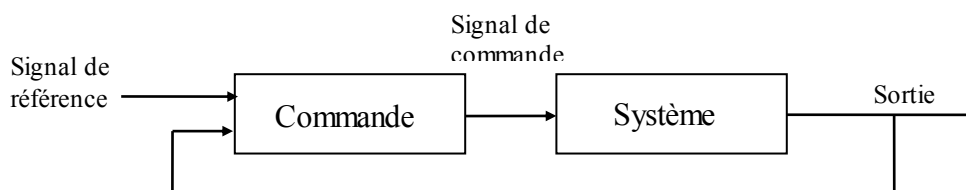


Fig. IV.1 : Schéma de principe de la commande Backstepping.

Pratiquement, les modèles réels des systèmes physiques sont caractérisés par des paramètres (masses, inductances,.....) qui sont peu connus ou variables. Si ces paramètres varient dans un intervalle important ou inconnu, il serait mieux d'employer une loi d'adaptation pour les estimer convenablement. Le backstepping adaptatif est apparu comme une autre alternative pour surmonter le problème des incertitudes paramétriques [Ebr07]. D'après l'idée générale du backstepping, à chaque étape est associée une loi d'adaptation pour le vecteur des paramètres qui sont [Yac14]:

- la loi de commande permet de répondre aux spécifications désirées, vis-à-vis du comportement du système à commander.
- la loi d'adaptation détermine la dynamique d'estimation des paramètres inconnus. Elle doit garantir leur convergence vers leurs valeurs respectives réels, sans affecter de bon fonctionnement de système surtout la stabilité de l'ensemble.
- la fonction de Lyapunov qui sont choisie permet de répondre aux exigences des deux notions précédentes et garantit également la convergence et la stabilité de la structure adaptative en tout temps.

Les trois opérations sont effectuées simultanément. Le schéma de principe de la commande adaptative est représenté par la figure suivante :

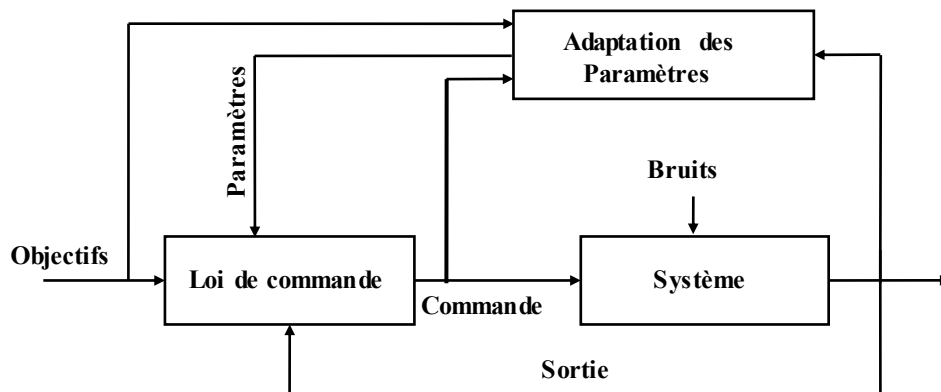


Fig. IV.2 : Schéma de principe de la commande adaptative.

IV.2.2 Application du Backstepping classique pour les systèmes du second ordre

Considérons le système suivant [Mok15]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi(x_1)^T \theta_1 \\ \dot{x}_2 = u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où :

u : L'entrée de commande

θ_1 : Vecteur paramétrique connu

$\varphi_1(x_1)$: Vecteur de fonction non linéaire ; $\varphi_1(0) = 0$.

Le schéma bloc du système est donné par la figure (IV.3).

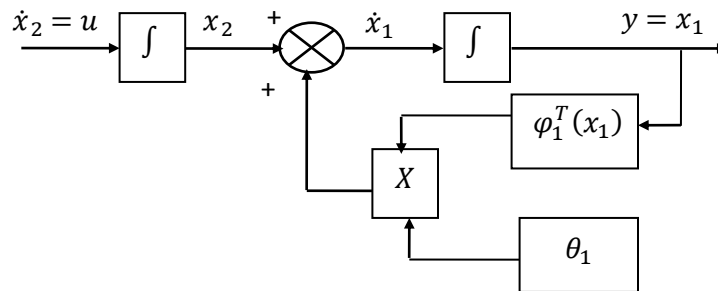


Fig. IV.3 Schéma bloc de système de deuxième ordre.

L'objectif de la commande est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro réalisant ainsi la stabilité et l'équilibre du système ce qui permet à sa sortie y de suivre une référence : $y_r = y_r(t)$

Le système étant du 2^e ordre, la conception par le Backstepping est exécuté en deux étapes.

Etape 1

Pour le premier sous-système (IV.1), on choisit l'état x_2 comme étant l'entrée virtuelle de l'état x_1 ,

On définit l'erreur de poursuite e_1 tel que:

$$e_1 = x_1 - y_r \quad (\text{IV.2})$$

Et la fonction stabilisante suivante choisit de manière à éliminer la non linéarité du sous système:

$$\begin{aligned} a_1(x_1) &= -k_1 e_1 - \varphi_1(x_1)^T \theta_1 \\ &= -k_1 e_1 - \varphi_1(x_1)^T \theta_1 \end{aligned} \quad (\text{IV.3})$$

Ou : k_1 gain >0 .

Cette solution est conçue pour stabiliser le premier sous-système et puisque ce n'est pas le cas,

On définit la deuxième erreur par:

$$e_2 = x_2 - a_1(x_1) - \dot{y}_r \quad (\text{IV.4})$$

e_2 est la variable qui exprime la réalité que x_2 n'est pas la commande exacte.

On choisit la première fonction de Lyapunov :

$$v_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (\text{IV.5})$$

Sa dérive est :

$$\dot{v}_1 = e_1 \dot{e}_1 \quad (\text{IV.6})$$

Par arrangement des équations (IV.2), (IV.3), (IV.4), on obtient l'équation:

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \quad (\text{IV.7})$$

Et l'équation (I.6) devient:

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 \quad (\text{IV.8})$$

Le terme $e_1 e_2$ sera éliminé dans l'étape suivante ou on abordera le deuxième sous système.

Étape 2

La dérivée de e_2 est exprimée par:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{a}_1 - \ddot{y}_r \\ &= \dot{x}_2 - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \\ &= u - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} [x_2 + \varphi_1(x_1)^T \theta_1] - \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \end{aligned} \quad (\text{IV.9})$$

Prenons la fonction de Lyapunov suivante :

$$v_2 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (\text{IV.10})$$

La dérivée de v_2 est :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 \left[u + e_1 - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi(x_1)^T) \theta_1 - \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

La commande u est choisie tel que $\dot{v}_2 < 0$ (condition de stabilité de Lyapunov).

Nous obtenons :

$$u = -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \ddot{y}_r \quad (\text{IV.12})$$

Avec $k_2 > 0$, dans ces conditions :

$$\dot{v}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0$$

Ce qui réalise l'équilibre et le système est stable.

L'équation (IV.9) prend la forme :

$$\dot{e}_2 = -e_1 - k_2 e_2 \quad (\text{IV.13})$$

Le système (IV.1) en boucle fermée peut être formulé en utilisant les nouvelles coordonnées en e :

$$\dot{E}_1 = AE$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -1 & -k_2 \end{bmatrix} \quad E = [e_1 \quad e_2]^T$$

La solution est donnée par: $E = E(0)\exp(At)$ (IV.14)

Avec un bon choix des gains k_1 et k_2 (méthode de placement de pôles), la solution donnée par (I.16) donne bien une convergence des erreurs vers zéro, donc la sortie du système $y = x_1$ suit la Référence y_r .

IV.2.3 Application du Backstepping Adaptative pour les systèmes du troisième ordre

Considérant un système non linéaire modélisé par la représentation d'état suivante [Mok15] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi_1(x_1)^T \theta \\ \dot{x}_2 = x_3 + \varphi_2(x_1, x_2)^T \theta \\ \dot{x}_3 = \beta(x_1, x_2, x_3)u + \varphi_3(x_1, x_2, x_3)^T \theta \\ y = x_1 \end{cases} \quad (IV.15)$$

Tel que : θ est un vecteur paramétrique, $x_i (i = 1, 2, \dots, 3)$ et y sont respectivement les variables d'état et la sortie du système, u est la commande du système, chaque $\varphi_i (i = 1, 2, \dots, 3)$ est un vecteur de fonctions non linéaires lisses, tel que $\varphi_i(0) = 0$ et $\forall x \in R, \beta(x) \neq 0$.

Le diagramme structurel de ce système est explicité sur la figure IV.4 avec $\beta(x) = 1$, et les fonctions non linéaires dépendent seulement des variables d'état.

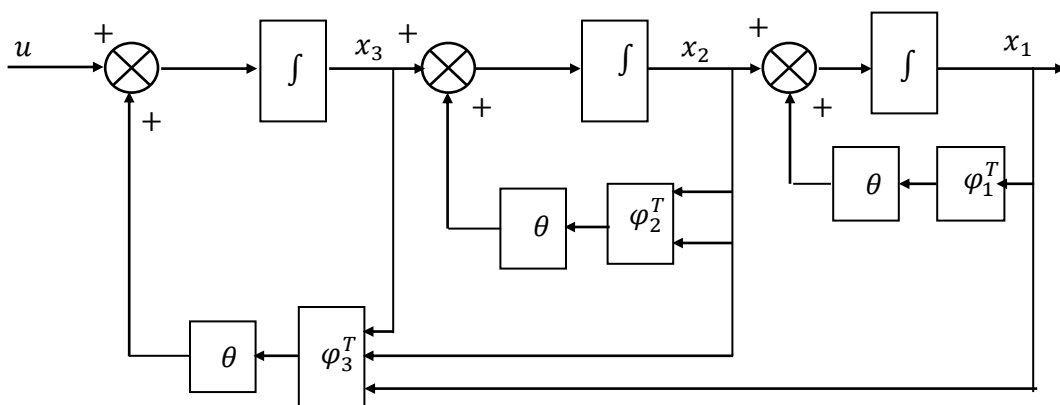


Fig. IV.4 Diagramme structurelle de système de troisième ordre.

Pour le système considéré, on va expliciter les deux types de commandes : backstepping non adaptative et backstepping adaptative. Les différents calculs seront détaillés pour chaque cas.

IV.2.3.1 Commande backstepping non adaptative

Afin d'assurer la convergence des erreurs et de réaliser conjointement la stabilité et l'équilibre $x_1 = y_r$ du système, on adopte le changement de variables suivant [Mok15]:

$$\begin{cases} z_1 = x_1 - y_r \\ z_2 = x_2 - \dot{y}_r - a_1 \\ z_3 = x_3 - y_r^{(2)} - a_2 \end{cases} \quad (IV.16)$$

tel que : les fonctions stabilisantes sont choisies de sorte que :

$$\begin{cases} a_1(x_1, \theta, y_r) = -c_1 z_1 - \varphi_1^T \theta \\ a_2(x, \theta, y_r^{(\cdot)}) = -z_1 - c_2 z_2 - \left(\varphi_2^T - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1^T \right) \theta + \frac{\partial a_1}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r \end{cases} \quad (IV.17)$$

En tenant compte des équations (IV.15), (IV.16) et (IV.17), on trouve les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{y}_r \\ &= z_2 - c_1 z_1 \end{aligned} \quad (IV.18)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \dot{x}_2 - y_r^{(2)} - \dot{a}_1(x_1, \theta, y_r) \\ &= -z_1 - c_2 z_2 + z_3 \end{aligned} \quad (IV.19)$$

Le développement de la deuxième fonction de Lyapunov est sa dérivée est donné par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} V_2 &= \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \\ \dot{V}_2 &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\ &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 z_3 \end{aligned} \quad (IV.20)$$

et la dynamique de l'erreur z_3 aura l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 &= \dot{x}_3 - y_r^{(3)} - \dot{a}_2(x_1, x_2, \theta, y_r, \dot{y}_r) \\ &= \beta(x)u + \varphi_3^T \theta - y_r^{(3)} - \frac{\partial a_2}{\partial x_1} [x_2 + \varphi_1^T \theta] - \frac{\partial a_2}{\partial x_2} [x_3 + \varphi_2^T \theta] - \frac{\partial a_2}{\partial y_r} \dot{y}_r - \frac{\partial a_2}{\partial y_r} y_r^{(2)} \end{aligned} \quad (IV.21)$$

La dernière étape consiste à utiliser la fonction de Lyapunov suivante :

$$\begin{aligned} V_3 &= V_2 + \frac{1}{2} z_3^2 \\ \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + z_3 \dot{z}_3 \\ &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_3 \left[z_2 + \beta(x)u + \varphi_3^T \theta - y_r^{(3)} - \frac{\partial a_2}{\partial x_1} (x_3 + \varphi_2^T \theta) - \frac{\partial a_2}{\partial y_r} \dot{y}_r - \frac{\partial a_2}{\partial y_r} y_r^{(2)} \right] \end{aligned} \quad (IV.22)$$

Pour que le système soit équilibré, il faut que :

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 \leq 0 \quad (IV.23)$$

Alors, l'équation (IV.24) devient :

$$u = \frac{1}{\beta(x)} \left[a_3(x, \theta, y_r^{(\cdot)}) + y_r^{(3)} \right] \quad (IV.24)$$

IV.2.3.2 Commande backstepping adaptative

Pour concevoir une commande adaptative dans cette partie, on remplace le vecteur de paramètres réels θ par son estimation $\hat{\theta}$ dans la fonction stabilisante a_1 ; et la fonction a_2 va être renforcée par le terme $v_2(x_1, x_2, \hat{\theta})$ qui va compenser les transitions des paramètres estimés (équation IV.17), ce qui donne :

$$a_1(x_1, \hat{\theta}, y_r) = -c_1 z_1 - \varphi_1^T \hat{\theta} \quad (IV.25)$$

$$a_2(x, \hat{\theta}, \dot{y}_r) = -z_1 - c_2 z_2 - \left(\varphi_2^T - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1^T \right) \hat{\theta} + \frac{\partial a_1}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + v_2 \quad (IV.26)$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} v_2 &= \frac{\partial a_1}{\partial \theta} \Gamma \cdot \tau_2 \\ &= \frac{\partial a_1}{\partial \theta} \Gamma [\tau_1 + w_2 \cdot z_2] = \frac{\partial a_1}{\partial \theta} \Gamma [w_1 z_1 + w_2 z_2] \end{aligned} \quad (IV.27)$$

$$w_1 = \varphi_1 ; w_2 = \varphi_2 - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1$$

En tenant compte des équations (IV.15), (IV.16) et (IV.27), on trouve les expressions suivantes :

$$\dot{z}_1 = z_2 - c_1 z_1 + \varphi_1^T \tilde{\theta} \quad (IV.28)$$

$$\dot{z}_2 = -z_1 - c_2 z_2 + z_3 + \frac{\partial a_1}{\partial \theta} \Gamma \cdot \tau_2 + \left[\varphi_2^T - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1^T \right] \hat{\theta} - \frac{\partial a_1}{\partial \theta} \hat{\theta} \quad (IV.29)$$

qu'on peut écrire sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -c_1 & +1 \\ -1 & -c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_1^T \\ \varphi_2^T - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1^T \end{bmatrix} \tilde{\theta} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\partial a_1}{\partial \theta} (\Gamma \tau_2 - \hat{\theta}) + z_3 \end{bmatrix}$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est telle que :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 - \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \\ &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 z_3 + z_2 \frac{\partial a_1}{\partial \theta} [\Gamma \cdot \tau_2 - \hat{\theta}] + \tilde{\theta}^T \left[z_1 \varphi_1 + z_2 \left(\varphi_2 - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1 \right) - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \right] \end{aligned} \quad (IV.30)$$

$$\text{Avec : } w_1 = \varphi_1 ; w_2 = \varphi_2 - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1 ; \tau_2 = w_1 z_1 + w_2 z_2$$

Ce qui donne :

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 z_3 + z_2 \frac{\partial a_1}{\partial \theta} [\Gamma \cdot \tau_2 - \hat{\theta}] + \tilde{\theta}^T [\tau_2 - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}] \quad (IV.31)$$

Et la dynamique de l'erreur z_3 aura l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 &= \beta(x)u + \varphi_3^T \hat{\theta} - y_r^{(3)} - \frac{\partial a_2}{\partial x_1} [x_2 + \varphi_1^T \hat{\theta}] - \frac{\partial a_2}{\partial x_2} [x_3 + \varphi_2^T \hat{\theta}] \\ &+ \left[\varphi_3^T - \frac{\partial a_2}{\partial x_1} \varphi_1^T - \frac{\partial a_2}{\partial x_2} \varphi_2^T \right] \tilde{\theta} - \frac{\partial a_2}{\partial \theta} \dot{\tilde{\theta}} - \frac{\partial a_2}{\partial y_r} \dot{y}_r - \frac{\partial a_2}{\partial y_r} y_r^{(2)} \end{aligned} \quad (IV.32)$$

Le développement de la troisième fonction de Lyapunov et sa dérivée est donné par :

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} z_3^2$$

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + z_3 \dot{z}_3$$

$$\begin{aligned} &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 \frac{\partial a_1}{\partial \hat{\theta}} [\Gamma \cdot \tau_2 - \dot{\hat{\theta}}] + z_3 [z_2 + \beta(x)u + \varphi_3^T \hat{\theta} - y_r^{(3)} - \frac{\partial a_2}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1^T \hat{\theta}) \\ &- \frac{\partial a_2}{\partial x_2} (x_3 + \varphi_2^T \hat{\theta}) - \frac{\partial a_2}{\partial y_r} \dot{y}_r - \frac{\partial a_2}{\partial y_r} y_r^{(2)}] + \hat{\theta}^T [\tau_2 - \Gamma^{-1} \hat{\theta} + z_3 w_3] \end{aligned} \quad (IV.33)$$

$$\text{Avec : } w_3 = \varphi_3 - \frac{\partial a_2}{\partial x_1} \varphi_1 - \frac{\partial a_2}{\partial x_2} \varphi_2$$

La loi de mise à jour est déduite et est telle que :

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma(\tau_2 + z_3 w_3)$$

$$= \Gamma \cdot \tau_3 \quad (IV.34)$$

$$\text{Avec : } \tau_3 = \tau_2 + z_3 w_3 \text{ d'où : } \tau_3 - \tau_2 = z_3 w_3$$

L'équation (IV.34) devient dans ce cas :

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \left[\varphi_1 \quad \varphi_2 - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1 \quad \varphi_3 - \frac{\partial a_2}{\partial x_1} \varphi_1 - \frac{\partial a_2}{\partial x_2} \varphi_2 \right] \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \Gamma \cdot W \cdot Z \quad (IV.35)$$

$$\text{Où : } W = [w_1 \quad w_2 \quad w_3], \quad Z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}$$

Pour que le système soit équilibré il faut que :

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 \leq 0 \quad (IV.36)$$

avec c_1, c_2, c_3 des constantes positives. Donc, la loi de commande s'écrit :

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{\beta(x)} \left[-z_2 - c_3 z_3 - \left(\varphi_3^T - \frac{\partial a_2}{\partial x_1} \varphi_1^T - \frac{\partial a_2}{\partial x_2} \varphi_2^T \right) \hat{\theta} + \frac{\partial a_2}{\partial x_1} x_2 \right] \\ &+ \frac{\partial a_2}{\partial x_2} x_3 + \frac{\partial a_2}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial a_2}{\partial y_r} y_r^{(2)} + v_3 + y_r^{(3)} \end{aligned} \quad (IV.37)$$

L'équation (IV.37) devient :

$$u = \frac{1}{\beta(x)} [a_3(x, \hat{\theta}, y_r^{(j)}) + y_r^{(3)}] \quad (IV.38)$$

Alors, l'expression (I.33) s'écrit :

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_2 \frac{\partial a_1}{\partial \hat{\theta}} \hat{\theta} + z_3 v_3 \quad (IV.39)$$

Si l'on tient compte du fait que :

$$\dot{\hat{\theta}} - \Gamma \cdot \tau_2 = \dot{\hat{\theta}} - \Gamma \cdot \tau_3 + \Gamma w_3 z_3 = \Gamma w_3 z_3$$

Tel que : $\tau_3 - \tau_2 = w_3 z_3$ et $\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \tau_3$, alors, l'équation (IV.39) s'écrit :

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_3 \left[-z_2 \frac{\partial a_1}{\partial \theta} \Gamma \cdot w_3 - \frac{\partial a_2}{\partial \theta} \Gamma \cdot \tau_3 + v_3 \right] \quad (\text{IV.40})$$

Pour que \dot{V}_3 soit strictement négative il faut que :

$$v_3 = z_2 \frac{\partial a_1}{\partial \theta} \Gamma w_3 + \frac{\partial a_2}{\partial \theta} \Gamma \tau_3 \quad \text{et} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} z(t) = 0 \quad (\text{IV.41})$$

La dynamique des erreurs est représentée par les équations :

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 + w_1^T \tilde{\theta} \quad (\text{IV.42})$$

$$\dot{z}_2 = -z_1 - c_2 z_2 + z_3 + \frac{\partial a_1}{\partial \theta} \Gamma (\tau_2 - \tau_3) + \left(\varphi_2^T - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1^T \right) \tilde{\theta}$$

$$\text{Avec } \tau_2 - \tau_3 = -w_3 z_3 = -z_1 - c_2 z_2 + \left[1 - w_3 \frac{\partial a_1}{\partial \theta} \Gamma \right] z_3 + \left(\varphi_2^T - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1^T \right) \tilde{\theta}$$

$$w_2^T = \varphi_2^T - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1^T.$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\dot{z}_2 = -z_1 - c_2 z_2 + (1 + \gamma) z_3 + w_2^T \tilde{\theta}$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 = & \beta(x)u + \varphi_3^T \hat{\theta} - y_r^{(3)} - \frac{\partial a_2}{\partial x_1} [x_2 + \varphi_1^T \hat{\theta}] - \frac{\partial a_2}{\partial x_2} [x_3 + \varphi_2^T \hat{\theta}] + w_3^T \tilde{\theta} - \frac{\partial a_2}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} - \frac{\partial a_2}{\partial y_r} \dot{y}_r \\ & - \frac{\partial a_2}{\partial y_r} y_r^{(2)} \quad \text{avec, } \gamma = \frac{\partial a_1}{\partial \theta} w_3 \Gamma. \end{aligned}$$

En remplaçant u par son expression donnée par (IV.37) dans (IV.42), on obtient alors :

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 = & -z_2 - c_3 z_3 + v_3 + w_3^T \tilde{\theta} - \frac{\partial a_2}{\partial \theta} \Gamma \tau_3 \\ = & (1 - \gamma) z_2 - c_3 z_3 + w_3^T \tilde{\theta} \end{aligned} \quad (\text{IV.43})$$

Finalement, on trouve :

$$\dot{Z} = A_z Z + W \cdot \tilde{\theta} \quad (\text{IV.44})$$

$$A_z = \begin{bmatrix} -c_1 & 1 & 0 \\ -1 & -c_2 & 1 + \gamma \\ 0 & -1 - \gamma & -c_3 \end{bmatrix}, \quad W = [w_1 \quad w_2 \quad w_3].$$

Alors, \dot{V}_3 est négative et la stabilité globale de $(Z = 0)$ est réalisée.

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2$$

Enfin, il en résulte que l'équilibre $x_1 = y_r$ est globalement stable et, $\lim_{t \rightarrow \infty} x_1(t) = y_r$.

La propriété de cette loi de commande est définie par le terme τ_3 , proportionnel à $\hat{\theta}$ et compensé par l'effet transitoire du paramètre estimé. C'est ce départ, certainement essentiel, qui rend la stabilité adaptative du système possible (figure IV.5).

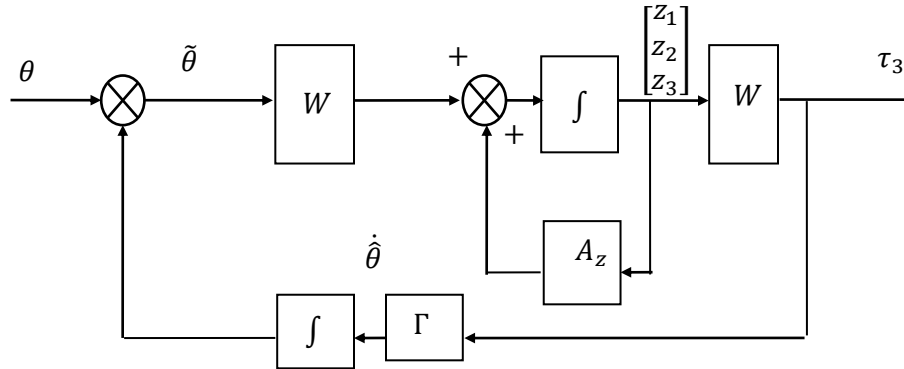


Fig. IV.5 : Commande adaptative du système bouclé

IV.3 COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Dans cette partie, le contrôle de la vitesse d'un moteur MASDE est proposé en utilisant une conception de commande backstepping basée sur l'orientation du flux. Cette technique est développée pour atteindre une vitesse désirée et de suivre le flux imposé sous présence d'incertitudes des paramètres et perturbation du couple de charge. L'efficacité du système de commande proposée est vérifiée par des simulations numériques.

Dans cette partie, on suppose que les paramètres de la machine sont connus et les erreurs choisies sont notées par : e_1 et e_2 pour définir les fonctions stabilisantes et $e_3, e_4, e_5,$ et e_6 pour trouver les lois de commande.

Etape 1 : Dans cette étape, L'objectif est de forcer la vitesse de rotation Ω , de suivre au mieux une référence donnée Ω^* , on définit la première variable d'erreur e_1 comme étant l'erreur entre la vitesse de rotation et la vitesse désirée par :

$$e_1 = \Omega^* - \Omega \tag{IV.45}$$

Par dérivation, on obtient : $\dot{e}_1 = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega}$

Pour assurer le fonctionnement de la machine dans le régime linéaire (hors de la saturation), on effectue aussi un contrôle de flux de telle sorte que, Φ_r , suit une trajectoire imposée Φ_r^* . Pour réaliser cet objectif on pose :

$$e_2 = \Phi_r^* - \Phi_r \tag{IV.46}$$

Par dérivation, on obtient : $\dot{e}_2 = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r$

On définit la première fonction de Lyapunov candidate par :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{IV.47})$$

Par dérivation, on obtient : $\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2$

$$\dot{V}_1 = e_1 \left(\dot{\Omega}^* - \frac{1}{J} (P\mu_1(I_{qs1} + I_{qs2})\phi_r^* + f_r\Omega + C_r) \right) + e_2 (\dot{\phi}_r^* + \mu_2\dot{\phi}_r - R_r\mu_1(I_{ds1} + I_{ds2})) \quad (\text{IV.48})$$

Selon la stabilité au sens de Lyapunov, l'origine $e_1 = 0$ et $e_2 = 0$ du système (IV.34) est asymptotiquement stable lorsque \dot{V}_1 est définie négative.

On définit alors $(I_{qs1} + I_{qs2})$ et $(I_{ds1} + I_{ds2})$ comme étant la commande virtuelle. En effet, pour un expert en matière de machines électriques, ce choix de commande virtuelle est normal, C'est-à-dire, on cherche la valeur que doit prendre la commande virtuelle pour que l'origine soit stable. Donc La fonction virtuelle stabilisante est déterminée de telle sorte que $\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 < 0$, avec $K_1 > 0, K_2 > 0$. on trouve :

$$\begin{cases} I_{qs1}^* + I_{qs2}^* = \frac{J}{P\mu_1\phi_{ref}} \left(\dot{\Omega}^* + \frac{f_r}{J}\Omega + \frac{C_r}{J} + K_1 e_1 \right) \\ I_{ds1}^* + I_{ds2}^* = \frac{1}{\mu_2 L_m} (\mu_2 \Phi_r + \dot{\phi}_r^* + K_2 e_2) \end{cases} \quad (\text{IV.49})$$

Avec : $I_{qs1}^* = I_{qs2}^*$, et $I_{ds1}^* = I_{ds2}^*$, représente les références des composantes du courant.

$$\text{Avec : } \mu_1 = \frac{L_m}{L_m + L_r}, \mu_2 = \frac{R_r}{L_m + L_r}.$$

Etape 2 : Pour cette étape, notre objectif est l'élimination des régulateurs de courants par le calcul des tensions de commande. On définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références.

$$\begin{cases} e_3 = I_{qs1}^* - I_{qs1} \\ e_4 = I_{ds1}^* - I_{ds1} \\ e_5 = I_{qs2}^* - I_{qs2} \\ e_6 = I_{ds2}^* - I_{ds2} \end{cases} \quad (\text{IV.50})$$

La dynamique des erreurs est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \dot{I}_{qs1}^* - \dot{I}_{qs1} \\ &= \dot{I}_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} (V_{qs1} + \delta_1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_4 &= \dot{I}_{ds1}^* - \dot{I}_{ds1} \\ &= \dot{I}_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} (V_{ds1} + \delta_2) \end{aligned}$$

$$\dot{e}_5 = \dot{I}_{qs2}^* - \dot{I}_{qs2}$$

$$= I_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s1}} (V_{qs2} + \delta_3)$$

$$\dot{e}_6 = I_{ds2}^* - \dot{I}_{ds2}$$

$$= I_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} (V_{ds2} + \delta_4)$$

Avec les tensions δ sont données par :

$$\begin{cases} \delta_1 = -R_{s1} I_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} I_{ds1} + \phi_r^*) \\ \delta_2 = -R_{s1} I_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{sr}^*) \\ \delta_3 = -R_{s2} I_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} I_{qs2} + \phi_r^*) \\ \delta_4 = -R_{s2} I_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} I_{ds2} + T_r \phi_r^* \omega_{sr}^*) \end{cases} \quad (IV.51)$$

La nouvelle fonction de Lyapunov est donnée par:

$$V_2 = \frac{1}{2} (V_1 + e_3^2 + e_4^2 + e_5^2 + e_6^2)$$

Et sa dynamique donnée par :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + e_5 \dot{e}_5 + e_6 \dot{e}_6$$

On cherche la valeur que doit prendre la commande de référence $(V_{ds1}^*, V_{ds2}^*, V_{qs1}^*, V_{qs2}^*)$ pour que l'origine soit stable. Donc La fonction virtuelle stabilisante est déterminée de telle sorte que :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + (-K_3 e_3^2 - K_4 e_4^2 - K_5 e_5^2 - K_6 e_6^2) < 0$$

Avec les K_3, K_4, K_5, K_6 des gains positifs. Pour ce, on pose :

$$\begin{cases} V_{qs1}^* = L_{s1} (K_3 e_3 - \delta_1 + \dot{I}_{qs1}^*) \\ V_{ds1}^* = L_{s1} (K_4 e_4 - \delta_2 + \dot{I}_{ds1}^*) \\ V_{qs2}^* = L_{s2} (K_5 e_5 - \delta_3 + \dot{I}_{qs2}^*) \\ V_{ds2}^* = L_{s2} (K_6 e_6 - \delta_4 + \dot{I}_{ds2}^*) \end{cases} \quad (IV.52)$$

IV.3.1 Résultats de simulation

La vérification et le test de la commande backstepping, synthétisée pour la même machine asynchrone double stator MASDE en utilisant des séries de simulation. Fig.IV.6.

L'objectif de commande de la vitesse de rotation consiste à amener sa valeur à 250 rad/sec en 1 sec, et ensuite garder cette valeur pendant la deuxième seconde. Par ailleurs, le flux désiré est fixé à 1Wb. Un couple résistant positif de 14 N.m est appliqué entre 1 sec et 2 sec. Les résultats présentés ont été réalisés avec les paramètres de synthèses suivants : $K_1 = 500; K_2 = 500; K_3 = 100; K_4 = 300; K_5 = 200; K_6 = 200$;

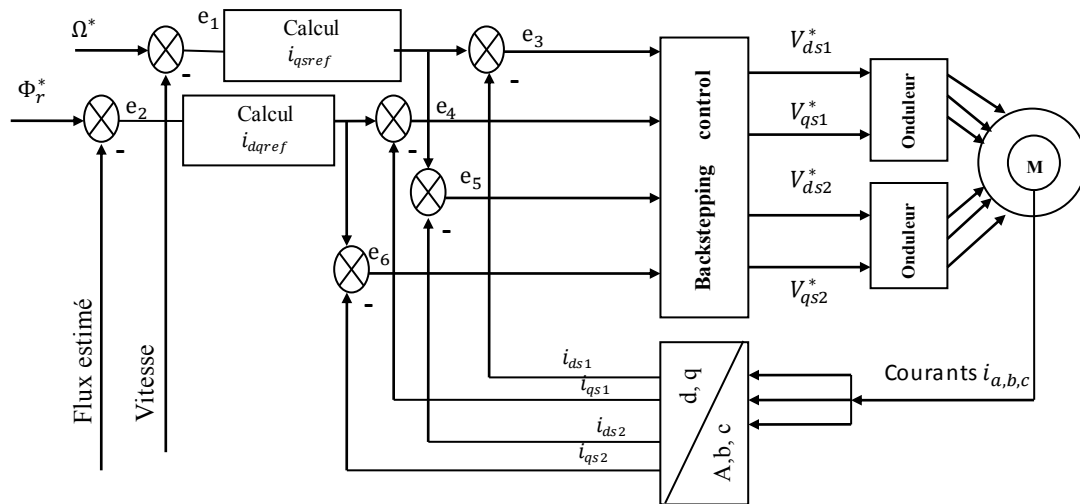


Fig.IV.6 Structure générale de la commande par backstepping de la MASDE.

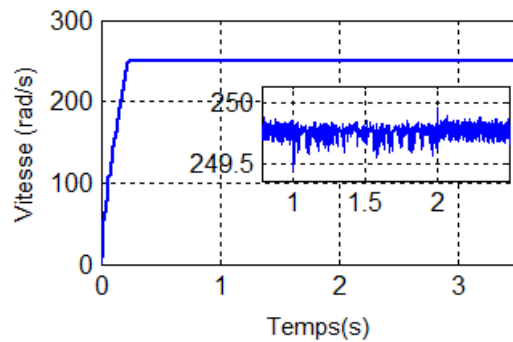


Fig. IV.7 Résultats de simulation de la vitesse.

Comme montré par les résultats de simulation, la poursuite en vitesse est satisfaisante avec un temps de réponse 0.22s et aucun dépassement trouvé (zoom Fig. IV.7), et le contrôleur arrive à compenser rapidement l'erreur due à l'application de charge. La régulation du flux est correcte, le dépassement maximal est négligeable Fig. (IV.8-a). On remarque aussi qu'en régime permanent le courant i_{qs1} a une même allure que celui du couple électromagnétique donc la régulation de la vitesse de la MASDE est similaire à celle de la MCC à excitation séparée ($C_{em} = K * I$), Fig. (IV.8-b). La courbe du courant statorique i_{as1} , il a été constaté que sa valeur au démarrage touche une valeur crête, et dans la présence de la charge (zoom Fig. (IV.8-c), le courant atteint une valeur $\max = 10A$. L'allure de courant est sinusoïdale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension. Fig.(IV.8-a).

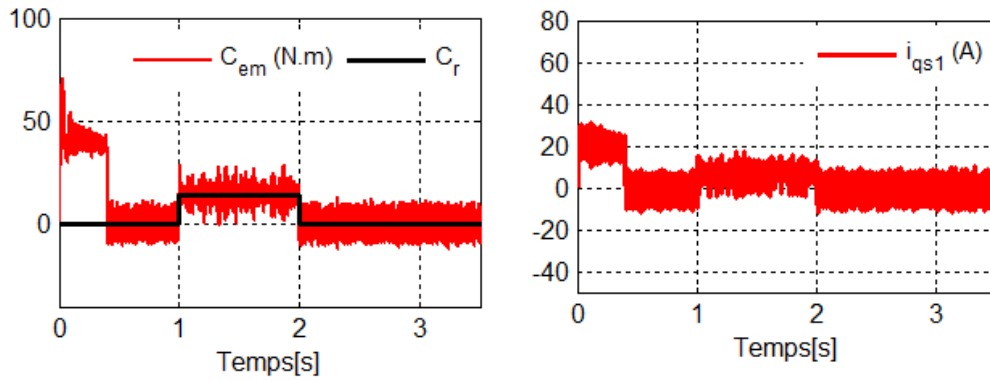


Fig. IV.8-a Couple électromécanique et courant i_{qs1} .

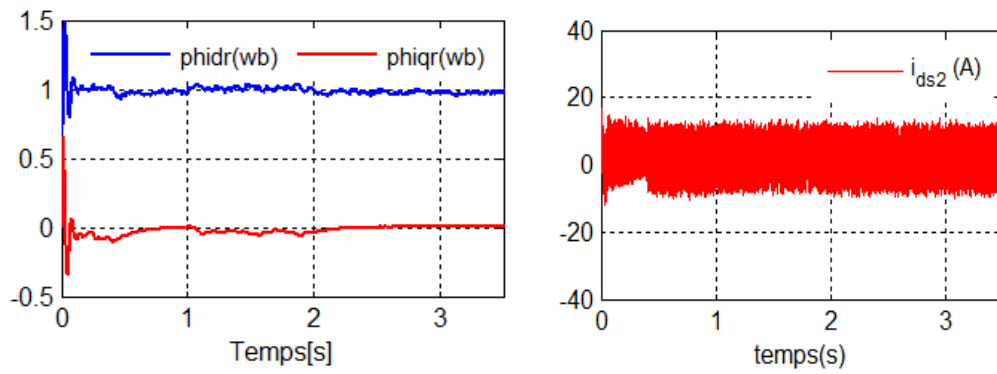


Fig. IV.8-b Les composant de flux rotorique et courants i_{ds2} .

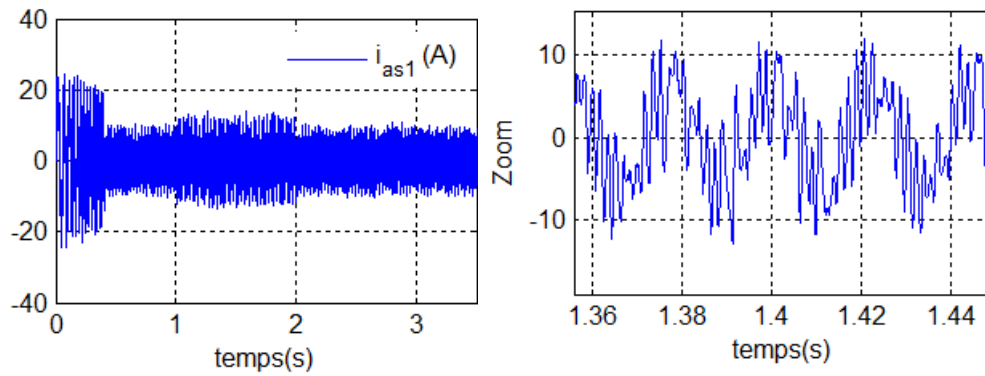


Fig. IV.8-c Courants statorique i_{as1} (A).

Fig. IV.8 Performances de la MASDE commandée par un régulateur de Backstepping, d'une poursuite de vitesse en fonctionnement à vide et en charge.

IV.3.2 Teste de robustesses

IV.3.2.1 Inversion du sens de rotation :

Afin de tester la robustesse de commande Backstepping de la machine MASDE, vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse 200 rad/s, à -200 rad/s. On constate d'après la Fig. IV.9, que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent. Le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone double stator face à de larges variations de la vitesse.

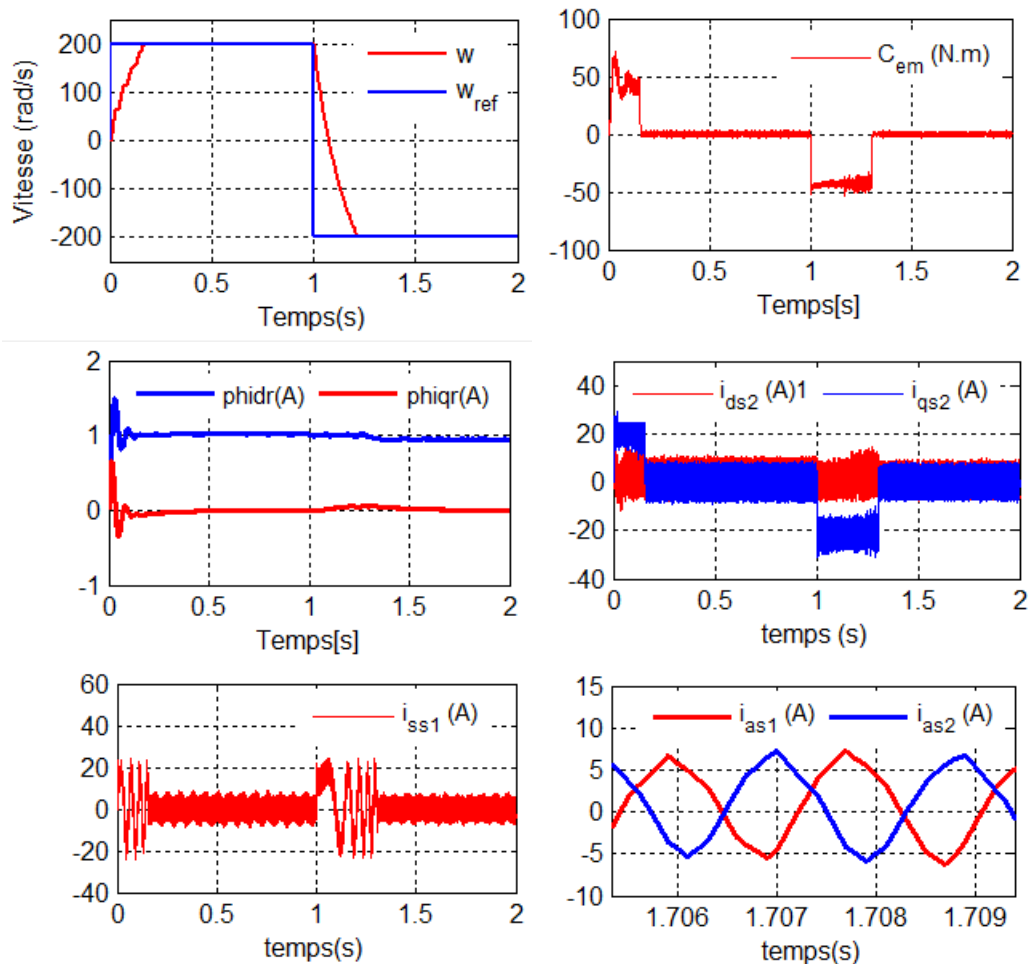


Fig. IV.9 Performances de la MASDE commandée par un régulateur de Backstepping, d'une poursuite d'inversion du sens de rotation en fonctionnement à vide.

IV.3.2.2. Influence de variation de résistance rotorique

La Fig. IV.10, représente la vitesse, le couple et les composantes de flux rotorique, obtenus vis-à-vis la variation de la résistance rotorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît lors de la variation de la résistance rotorique en fonctionnement à vide et la vitesse suit la valeur de sa référence 200 rad/s. Les composantes du flux rotorique suivent leurs valeurs imposées 0Wb, et 1Wb.

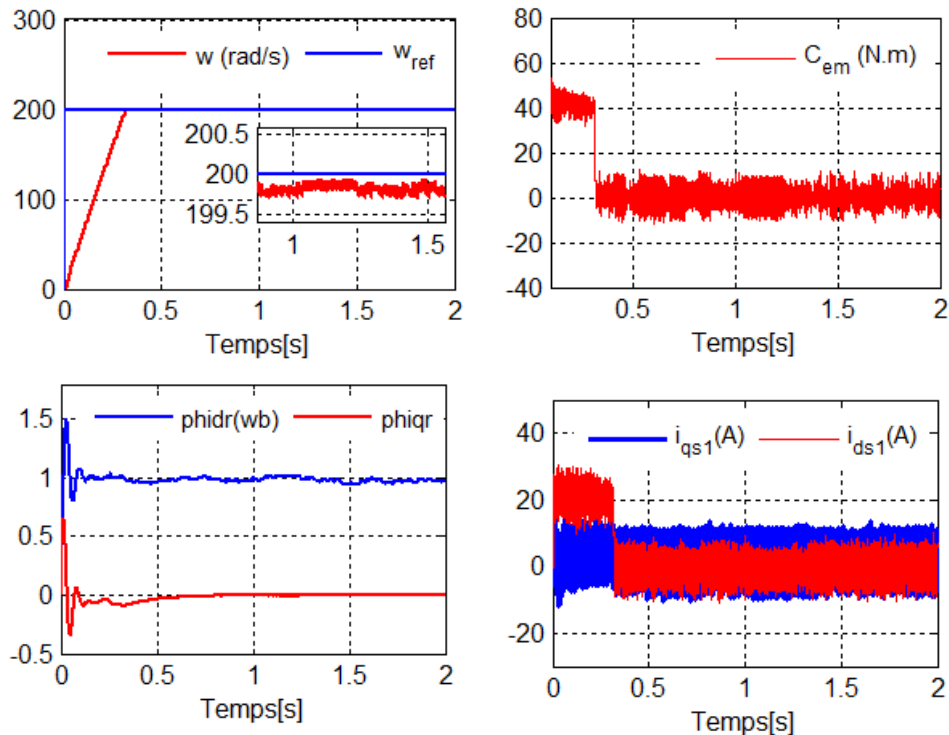


Fig. IV10. Influence de la variation de la résistance rotorique ($R_r = 1.5 * R_{rn}$) à partir de $t = 1$ s), à vide.

IV.3.2.3. Influence de la variation du moment d'inertie :

On teste la performance de la machine MASDE par le régulateur Backstepping lors de la variation de moment d'inertie ($J = 1.5J_n$ à partir de $t = 2.5$ s), avec une inversion de sens de rotation à $t = 2$ s en fonctionnement à vide.

La Fig. IV.11 présente les performances de la régulation de la MASDE vis-à-vis l'augmentation du moment d'inertie de 50% de sa valeur nominale après l'inversion de vitesse de référence.

A partir des résultats de simulation, on constate que la variation de l'inertie influe sur la réponse de la vitesse et entraîne une augmentation du temps d'inversion comparativement à la vitesse obtenue sans variation d'inertie, On note que l'augmentation de l'inertie n'influe pas sur la valeurs

du couple électromagnétique, Fig. IV.11-(a) et du courant statorique et des composantes du flux rotorique, Fig. IV.11(b) et Fig. IV.11(c).

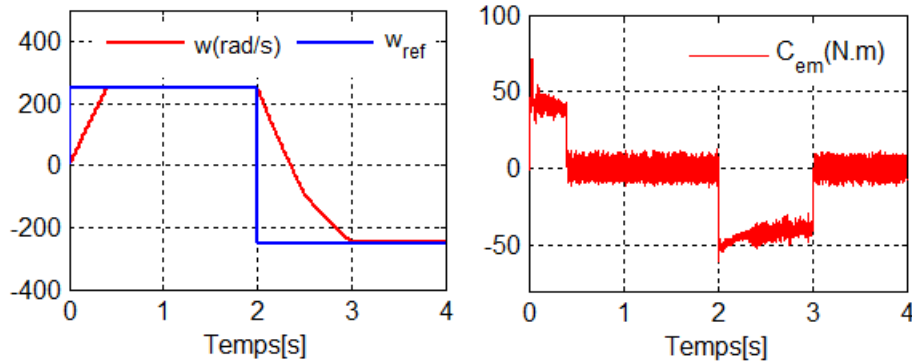


Fig. IV11-a La vitesse et couple électromagnétique.

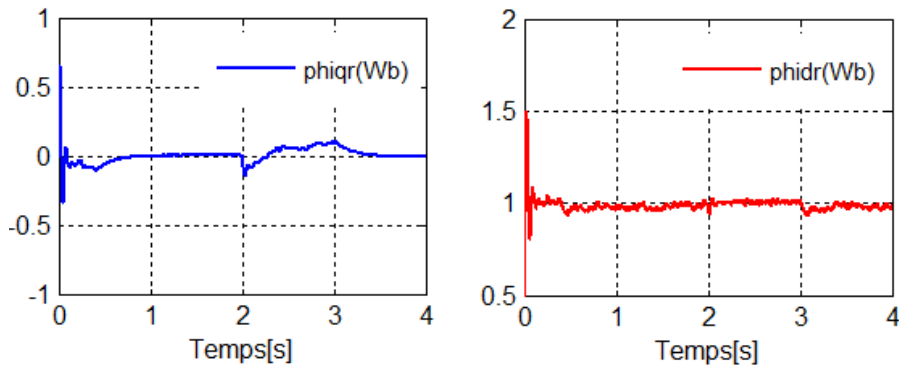


Fig. IV.11-b Les composantes de flux rotorique (ϕ_{dr} et ϕ_{qr})

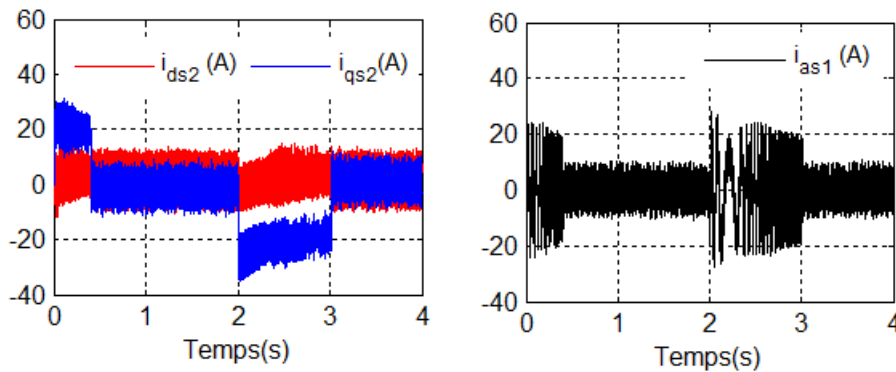


Fig. IV.11-c Les courants (i_{ds2} , i_{qs2} , i_{as1}).

Fig. IV.11 influence de la variation du moment d'inertie ($J = 1.5J_n$ à partir de $t = 2.5$ s),

Lors d'une inversion de sens de rotation à $t = 2$ s en fonctionnement à vide.

Dans le dernier test, on appliquera une charge supérieure à la charge nominale de 50% ($C_r = 14N.m$) à l'instant $t = 1$ s, Fig. IV.12. La vitesse du rotor reste à la valeur de référence sans perturbation après l'application du couple résistant. Le couple électromagnétique compense la

perturbation externe et oscille autour de 21N.m. Un appel de courant est apparait dont la valeur crête atteint 10A. L'orientation de flux rotorique n'est pas perdue.

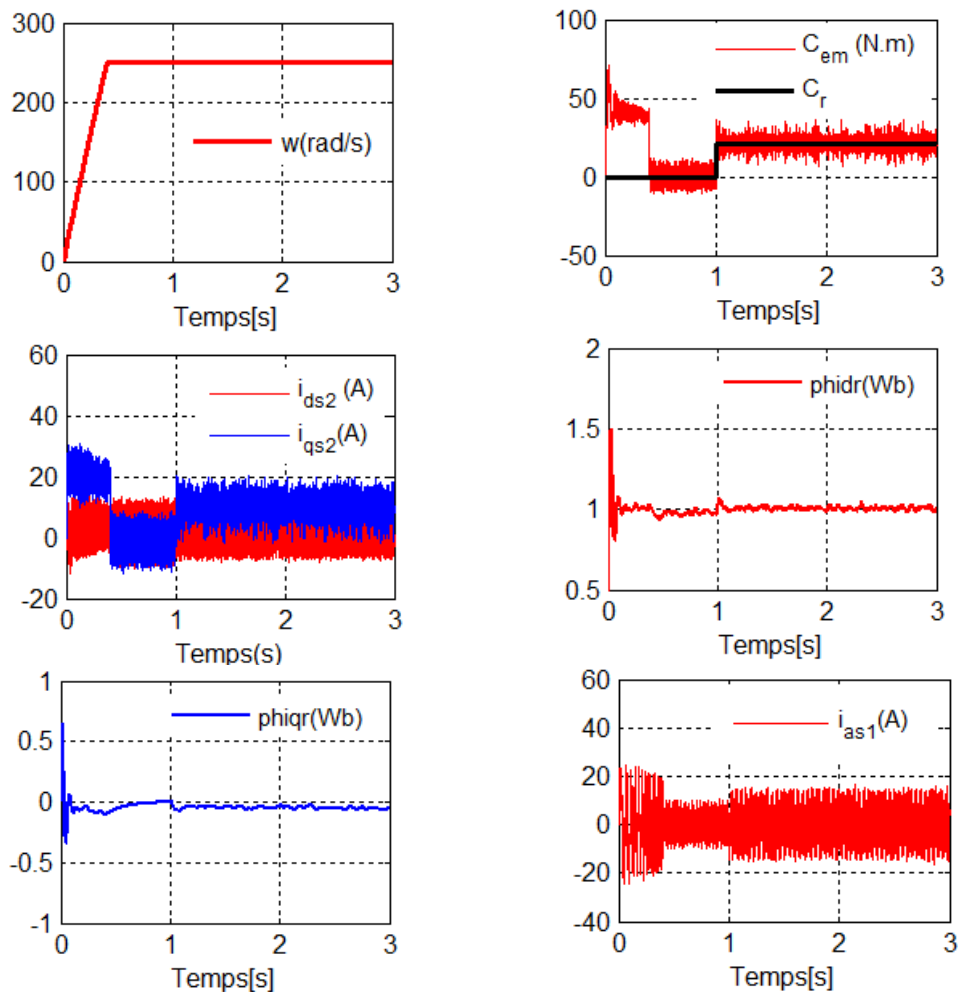


Fig. IV 12. Influence de l'application d'un couple résistant de (21N.m) à $t = 1s$.

IV.4 COMMANDE PAR BACKSTEPPING ADAPTATIVE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Dans cette partie, on utilise l'algorithme de commande : Adaptive Backstepping control, pour synthétiser une loi de commande stabilisante basée sur la stabilité de Lyapunov en vue de commander la vitesse de rotation et le flux d'une machine asynchrone double stator MASDE. Après petite l'exposition des équations de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique indirect IDFOC qui sera appliqué. Lorsqu'on pratique la dynamique des paramètres inconnus de MASDE et ou qui changent au cours du temps, une estimation adaptative des paramètres basée sur la stabilité de Lyapunov est utilisée pour produire des évaluations en

temps réel des paramètres de la machine, afin de relier directement à la loi de commande pour rejeter les effets de variations des paramètres.

Les équations de la MASDE données par :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \frac{1}{L_s} \left(V_{ds1}^* - R_s I_{ds1} + \omega_s^* (L_s I_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{sl}^*) \right) \\ I_{qs1} = \frac{1}{L_s} \left(V_{qs1}^* - R_s I_{qs1} - \omega_s^* (L_s I_{ds1} + \phi_r^*) \right) \\ I_{ds2} = \frac{1}{L_s} \left(V_{ds2}^* - R_s I_{ds2} + \omega_s^* (L_s I_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{sl}^*) \right) \\ I_{qs2} = \frac{1}{L_s} \left(V_{qs2}^* - R_s I_{qs2} - \omega_s^* (L_s I_{ds2} + \phi_r^*) \right) \\ \phi_r = -\frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ \dot{\omega} = \frac{1}{J} \left\{ P \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \Phi_r^* - C_r - K_f \omega \right\} \end{cases} \quad (IV.53)$$

En raison de l'effet de perturbations de charge et variation des paramètres dans les environnements de MASDE, On peut redéfinir l'équation d'état (IV.53) sous la forme suivante (l'évaluation en temps réel en ligne de l'incertitude du système est prise en compte) :

$$\frac{dx}{dt} = f_N(x) + \Delta f(x) + g(x)u \quad (IV.54)$$

Avec:

$$x = [I_{ds1} \quad I_{qs1} \quad I_{ds2} \quad I_{qs2} \quad \omega \quad \Phi_r]; \quad u = [V_{ds1} \quad V_{qs1} \quad V_{ds2} \quad V_{qs2}]^T; \quad d = \frac{C_r}{J}; \quad g(x) = a_{1N}.$$

$$f_N(x) = \begin{cases} -a_{2N} I_{ds1} + \omega_s^* I_{qs1} + \omega_s^* \phi_r^* \omega_{sl}^* \frac{T_r}{L_s} \\ -a_{2N} I_{qs1} - \omega_s^* I_{ds1} - \omega_s^* \phi_r^* \\ -a_{2N} I_{ds2} + \omega_s^* I_{qs2} + \omega_s^* \phi_r^* \omega_{sl}^* \frac{T_r}{L_s} \\ -a_{2N} I_{qs2} - \omega_s^* I_{ds2} - \omega_s^* \phi_r^* \\ a_{3N} (I_{qs1} + I_{qs2}) - a_{4N} \omega \\ -a_{5N} \phi_r + a_{6N} (I_{ds1} + I_{ds2}) \end{cases} \quad (IV.55)$$

$$\Delta f(x) = \begin{cases} \Delta a_{1N} V_{ds1} - \Delta a_{2N} I_{ds1} \\ \Delta a_{1N} V_{qs1} - \Delta a_{2N} I_{qs1} \\ \Delta a_{1N} V_{ds2} - \Delta a_{2N} I_{ds2} \\ \Delta a_{1N} V_{qs2} - \Delta a_{2N} I_{qs2} \\ \Delta a_{3N} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Delta a_{4N} \omega - d \\ -\Delta a_{5N} \phi_r + \Delta a_{6N} (I_{ds1} + I_{ds2}) \end{cases} \quad (IV.56)$$

$$a_1 = \frac{1}{L_s}; a_2 = \frac{R_s}{L_s}; a_3 = P \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{\phi_r^*}{J}; a_4 = \frac{B \omega}{J}; a_5 = \frac{R_r}{L_m + L_r}; a_6 = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r};$$

et: $a_i = a_{iN} + \Delta a_{iN}$

Dans ce qui suit, l'indice « N » représente la valeur nominale des paramètres et le symbole « Δ » représente le facteur de perturbation dans les paramètres ».

Le vecteur θ est donné par :

$$\theta = [\Delta a_{1N} \quad \Delta a_{2N} \quad \dots \quad \Delta a_{6N}] \quad (IV.57)$$

Par substitution de l'équation de $f_N(x)$, et $\Delta f(x)$ dans (IV.53), on peut récrire le modèle de MASDE par :

$$\begin{cases} \dot{I}_{ds1} = f_{N1} + a_{1N}V_{ds1} + \beta_1\theta^T \\ \dot{I}_{qs1} = f_{N2} + a_{1N}V_{qs1} + \beta_2\theta^T \\ \dot{I}_{ds2} = f_{N3} + a_{1N}V_{ds2} + \beta_3\theta^T \\ \dot{I}_{qs2} = f_{N4} + a_{1N}V_{qs2} + \beta_4\theta^T \\ \dot{\omega} = f_{N5} + \beta_5\theta^T + d \\ \dot{\phi}_r = f_{N6} + \beta_6\theta^T \end{cases} \quad (IV.58)$$

avec:

$$\beta = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \\ \beta_4 \\ \beta_5 \\ \beta_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{d1} & -I_{d1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ V_{q1} & -I_{q1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ V_{d2} & -I_{d2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ V_{q2} & -I_{q2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{q1} + I_{q2} & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\phi_r & I_{d1} + I_{d2} \end{bmatrix} \quad (IV.59)$$

Le réglage par nouveau contrôle a été fait par les étapes suivantes :

Etape 1: régulateur de vitesse

Dans cette étape, l'objectif est de forcer la vitesse de rotation ω , de suivre au mieux une référence donnée ω^* , on définit la première variable d'erreur e_ω comme étant l'erreur entre la vitesse de rotation et la vitesse désirée par :

$$\begin{cases} e_\omega = \omega - \omega^* \\ \frac{de_\omega}{dt} = f_{N1} + \theta^T \beta_5 - d - \frac{d\omega^*}{dt} \end{cases} \quad (IV.60)$$

On définit la première fonction de Lyapunov candidate par: $V_1 = \frac{1}{2}e_\omega^2$

Par dérivé on obtient: $\mathcal{H}_1 = \frac{dV_1}{dt}$.

Par substitution: $\mathcal{H}_1 = e_\omega \left(f_{N1} + \theta^T \beta_5 - d - \frac{d\omega^*}{dt} \right)$

Selon la stabilité de Lyapunov on peut écrire:

$$H_1 = -K_\omega e_\omega^2 + e_\omega [a_{3N}(I_{qs1} + I_{qs2}) - a_{4N}\omega + \theta^T \beta_5 - \dot{\omega}^* - d + K_\omega e_\omega] \quad (IV.61)$$

On cherche la valeur que doit prendre la commande de référence I_{qsref} pour que l'origine soit stable. Donc La fonction virtuelle stabilisante est déterminée de telle sorte que ($\mathcal{H}_1 < 0$): avec K_ω , constante positive.

$$I_{qsref} = \frac{1}{2a_{3N}} [a_{4N}\omega - \hat{\theta}^T \beta_5 + \dot{\omega}^* + d - K_\omega e_\omega] \quad (IV.62)$$

Etape 2: régulateurs de flux

Pour assurer le fonctionnement de la machine dans le régime linéaire (hors de la saturation), on effectue aussi un contrôle de flux de telle sorte que, Φ_r , suit une trajectoire imposée Φ_r^* . Pour réaliser cet objectif on pose :

$$\begin{cases} e_\phi = \phi_r - \phi_r^* \\ \frac{de_\phi}{dt} = f_{N6} + \theta^T \beta_6 - \dot{\phi}_r^* \end{cases} \quad (IV.63)$$

On définit la nouvelle fonction de Lyapunov par: $V_2 = \frac{1}{2} e_\phi^2$,

Par dérivé on obtient: $\mathcal{H}_2 = \frac{dV_2}{dt}$.

$$H_2 = -K_\phi e_\phi^2 + e_\phi [-a_{5N}\dot{\phi}_r + a_{6N}(I_{ds1} + I_{ds2}) - \theta^T \beta_6 + K_\phi e_\phi] \quad (IV.64)$$

La condition nécessaire pour que la stabilité de Lyapunov est vérifiée et donnée par :

$$I_{dsref} = \frac{1}{2a_{6N}} (a_{5N}\dot{\phi}_r - \hat{\theta}^T \beta_6 + \dot{\phi}_r^* - K_\phi e_\phi) \quad (IV.65)$$

Avec le vecteur $\hat{\theta}$ représente les valeurs estimées des paramètres, et l'erreur d'estimation donné par : $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$, les équations (IV.61),(IV.64) sont réécrites par :

$$\begin{cases} \mathcal{H}_1 = -K_\omega e_\omega^2 + e_\omega \tilde{\theta}^T \beta_5 \\ \mathcal{H}_2 = -K_\phi e_\phi^2 + e_\phi \tilde{\theta}^T \beta_6 \end{cases} \quad (IV.66)$$

Etape 3: régulateur de courant

Pour cette étape, notre objectif est l'élimination des régulateurs de courants par le calcul des tensions de commande. On définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références.

$$\begin{cases} e_{d1} = I_{dsref} - I_{ds1} \\ e_{q1} = I_{qsref} - I_{qs1} \\ e_{d2} = I_{dsref} - I_{ds2} \\ e_{q2} = I_{qsref} - I_{qs2} \end{cases} \quad (IV.67)$$

La nouvelle fonction de Lyapunov est donnée par:

$$V = V_1 + V_2 + \frac{1}{2}S_{d1}^2 + \frac{1}{2}S_{q1}^2 + \frac{1}{2}S_{d2}^2 + \frac{1}{2}S_{q2}^2 + \frac{1}{2}\tilde{\theta}^T \mathcal{P} \tilde{\theta} \quad (\text{IV.68})$$

Avec \mathcal{P} matrice symétrique positive, les surfaces S_{d1} , S_{d2} , S_{q1} et S_{q2} données par [She17]:

$$\begin{cases} S_{d1} = e_{d1} + \lambda_d \int_0^t e_{d1} dt \\ S_{q1} = e_{q1} + \lambda_q \int_0^t e_{q1} dt \\ S_{d2} = e_{d2} + \lambda_d \int_0^t e_{d2} dt \\ S_{q2} = e_{q2} + \lambda_q \int_0^t e_{q2} dt \end{cases} \quad (\text{IV.69})$$

Avec: λ_d , λ_q des gains positifs.

Par dérivé on définit la fonction $\mathcal{H} = \frac{dV_2}{dt}$ par:

$$\begin{aligned} \mathcal{H} &= \mathcal{H}_1 + \mathcal{H}_2 + S_{d1} \frac{dS_{d1}}{dt} + S_{q1} \frac{dS_{q1}}{dt} + S_{d2} \frac{dS_{d2}}{dt} + S_{q2} \frac{dS_{q2}}{dt} + \tilde{\theta}^T \mathcal{P} \frac{d\tilde{\theta}}{dt} \\ &= -K_\omega e_\omega^2 - e_\omega \tilde{\theta}^T \beta_5 - K_\phi e_\phi^2 + e_\phi \tilde{\theta}^T \beta_6 + S_{d1}(\dot{e}_{d1} + \lambda_d e_{d1}) + S_{q1}(\dot{e}_{q1} + \lambda_q e_{q1}) \\ &\quad + S_{d2}(\dot{e}_{d2} + \lambda_d e_{d2}) + S_{q2}(\dot{e}_{q2} + \lambda_q e_{q2}) + \tilde{\theta}^T \mathcal{P} \frac{d\tilde{\theta}}{dt} \\ &= -K_\omega e_\omega^2 - K_\phi e_\phi^2 - K_d S_{d1}^2 - K_q S_{q1}^2 - K_d S_{d2}^2 - K_q S_{q2}^2 - e_\omega \tilde{\theta}^T \beta_5 + e_\phi \tilde{\theta}^T \beta_6 + S_{d1}(I_{d1} - \\ &\quad I_{dref} + \lambda_d e_{d1} + K_d S_{d1}) + S_{q1}(I_{q1} - I_{qsref} + \lambda_q e_{q1} + K_q S_{q1}) + S_{d2}(I_{d2} - I_{dsref} + \lambda_d e_{d2} + \\ &\quad K_d S_{d2}) + S_{q2}(I_{q2} - I_{qsref} + \lambda_q e_{q2} + K_q S_{q2}) + \tilde{\theta}^T \mathcal{P} \frac{d\tilde{\theta}}{dt} \end{aligned}$$

On remplace les dérivés des courants de Eq (27) eu Eq (29), on peut trouver:

$$\begin{aligned} \mathcal{H} &= -K_\omega e_\omega^2 - K_\phi e_\phi^2 - K_d S_{d1}^2 - K_q S_{q1}^2 - K_d S_{d2}^2 - K_q S_{q2}^2 - K_\theta \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \tilde{\theta}^T (-e_\omega \beta_5 + e_\phi \beta_6 \\ &\quad + \beta_1 S_{d1} + \beta_2 S_{q1} + \beta_3 S_{d2} + \beta_4 S_{q2} + \mathcal{P} \frac{d\tilde{\theta}}{dt} + K_\theta \tilde{\theta}) \\ &\quad + S_{d1}(f_{N1} + a_{1N} V_{d1} + \beta_1 \hat{\theta}^T - I_{dsref} + \lambda_d e_{d1} + K_d S_{d1}) \\ &\quad + S_{q1}(f_{N2} + a_{1N} V_{q1} + \beta_2 \hat{\theta}^T - I_{qsref} + \lambda_q e_{q1} + K_q S_{q1}) \\ &\quad + S_{d2}(f_{N3} + a_{1N} V_{d2} + \beta_3 \hat{\theta}^T - I_{dsref} + \lambda_d e_{d2} + K_d S_{d2}) \\ &\quad + S_{q2}(f_{N4} + a_{1N} V_{q2} + \beta_4 \hat{\theta}^T - I_{qsref} + \lambda_q e_{q2} + K_q S_{q2}) \end{aligned} \quad (\text{IV.70})$$

Avec K_d , K_q , et K_θ des constantes positives.

On cherche la valeur que doit prendre la commande de référence (V_{ds1}^* , V_{ds2}^* , V_{qs1}^* , V_{qs2}^*) pour que l'origine soit stable. Donc :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \frac{1}{a_{1N}}(-f_{N1} - \beta_1 \hat{\theta}^T + I_{dsref} - \lambda_d e_{d1} - K_d S_{d1}) \\ V_{qs1} = \frac{1}{a_{1N}}(-f_{N2} - \beta_2 \hat{\theta}^T + I_{qsref} - \lambda_q e_{q1} - K_q S_{q1}) \\ V_{ds2} = \frac{1}{a_{1N}}(-f_{N3} - \beta_3 \hat{\theta}^T + I_{dsref} - \lambda_d e_{d2} - K_d S_{d2}) \\ V_{qs2} = \frac{1}{a_{1N}}(-f_{N4} - \beta_4 \hat{\theta}^T + I_{qsref} - \lambda_q e_{q2} - K_q S_{q2}) \end{cases} \quad (IV.71)$$

La loi de mise à jour des paramètres estimés est donné par:

$$\frac{d\hat{\theta}}{dt} = \mathcal{P}^{-1}(e_\omega \beta_5 - e_\phi \beta_6 + \beta_1 S_{d1} + \beta_2 S_{q1} + \beta_3 S_{d2} + \beta_4 S_{q2} - K_\theta \tilde{\theta}) \quad (IV.72)$$

Par substitution les équations (31) et, (32) en (30), les expressions de \mathcal{H} ont été simplifiées par:

$$\mathcal{H} = -K_\omega e_\omega^2 - K_\phi e_\phi^2 - K_d S_{d1}^2 - K_q S_{q1}^2 - K_d S_{d2}^2 - K_q S_{q2}^2 - K_\theta \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} < 0 \quad (IV.73)$$

La condition de stabilité de Lyapunov définie par:

$$\frac{dV}{dt} = \mathcal{H} < 0 \quad (IV.74)$$

La condition de Lyapunov vérifie, que le système à asymptotiquement stable lorsque $t \rightarrow \infty$, et les erreurs d'estimation vers le zéro, le contrôle proposée est illustrée dans Fig.IV13.

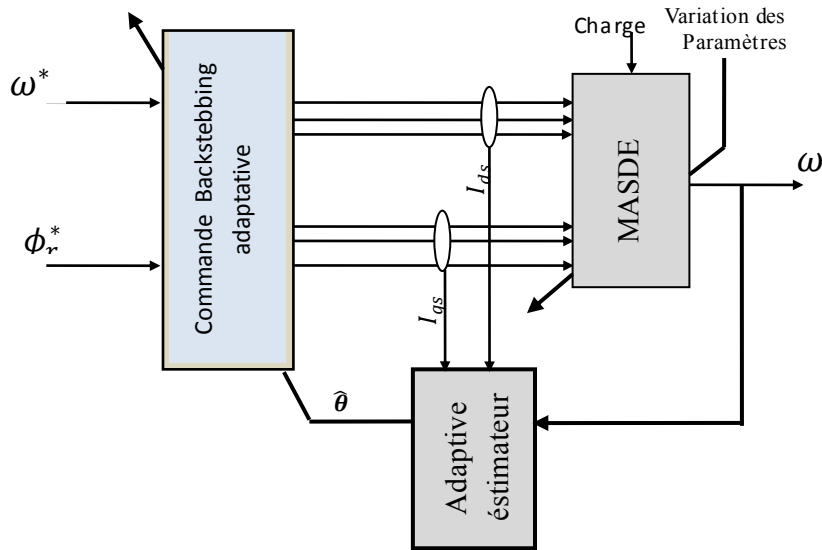


Fig. V.13. Schéma de la commande Backstepping adaptative en vitesse de la MASDE avec un estimator adaptatif.

IV.4.1 Résultats de simulation

Le test de la commande backstepping Adaptative a été fait de la même manière, l'objectif de commande de la vitesse de rotation consiste à amener sa valeur à 250 rad/sec en 1 sec, et ensuite garder cette valeur, Par ailleurs, le flux désiré est fixé à 1Wb. Un couple résistant positif de 14

N.m est appliqué entre 1 sec et 2 sec. Les résultats présentés ont été réalisés avec les paramètres de synthèses suivants : $K_1 = 500; K_2 = 500; K_3 = 100; K_4 = 300; K_5 = 200; K_6 = 200; K_\theta = 10000; \lambda_d = \lambda_q = 0.5$.

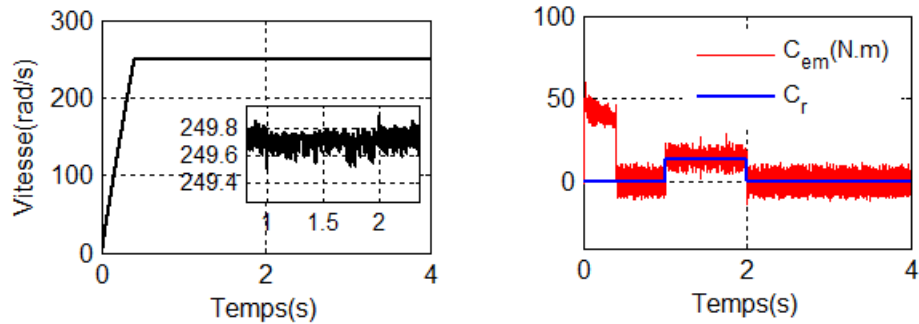


Fig.IV.14-a La vitesse et couple électromagnétique.

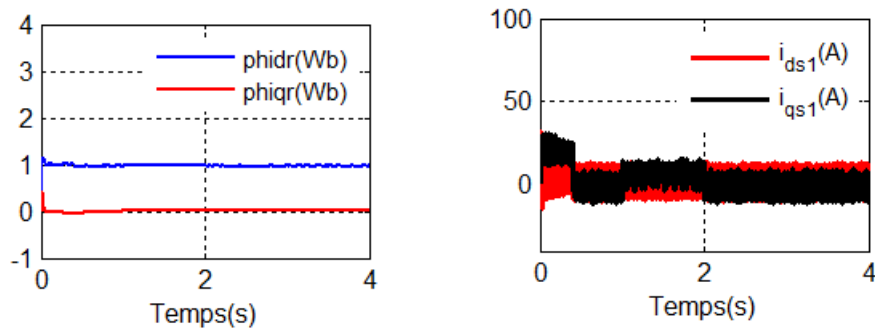


Fig.IV.14-b Les composantes de flux rotorique (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}), les courants statoriques (i_{ds1}, i_{qs1}).

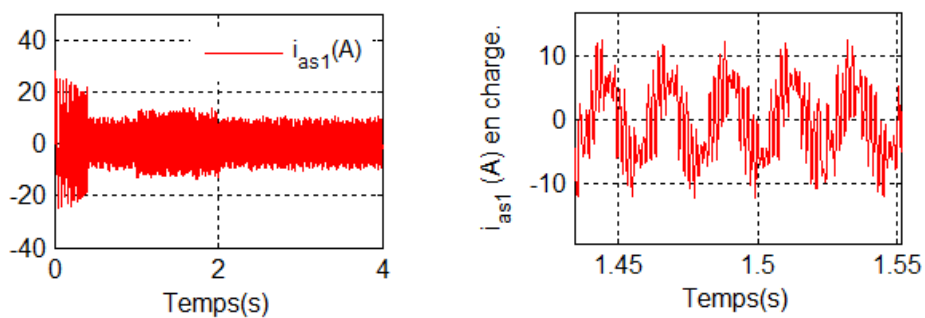


Fig.IV.14-c Le courant statorique i_{as1} avec zoom en charge.

Fig. IV.14 Performances de la MASDE commandée par un régulateur Backstepping adaptatif, à vide suivi de l'introduction d'une charge nominale.

On peut noter que l'efficacité de cette commande est apparue clairement pendant la variation des paramètres de la machine MASDE. Pour cet effet, on vérifie la performance de

fonctionnement pendant la variation des paramètres tels que : résistance rotorique, moment d'inertie, et en estimant leurs valeurs en ligne.

Dans ce qui suit, on va supposer que les paramètres R_r et L_s sont inconnus. Donc, il est recommandé de les estimer par une commande adaptative (utilisation des lois de mise à jour équations 32). Ceci va se traduire d'abord par le choix l'expression de la fonction de Lyapunov \mathcal{H} (équation 33).

La Figure.IV.15, représente la performance de la MASDE lors de la variation de la résistance rotorique ($R_r = 2 * R_{rn}$) à partir de $t = 2s$, en charge ($C_r = 14 N.m$).

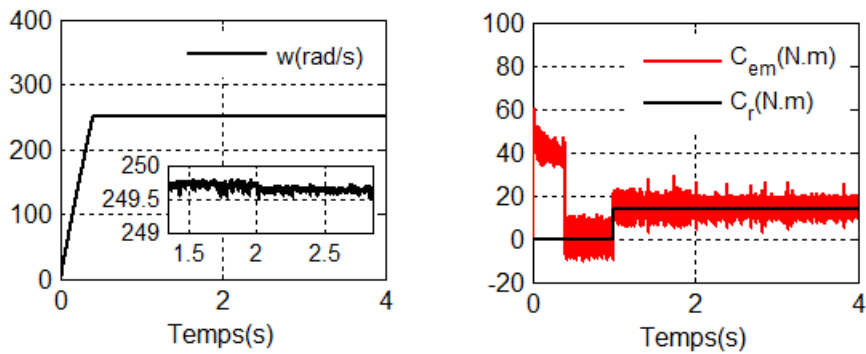


Fig.IV.15-a La vitesse et couple électromagnétique.

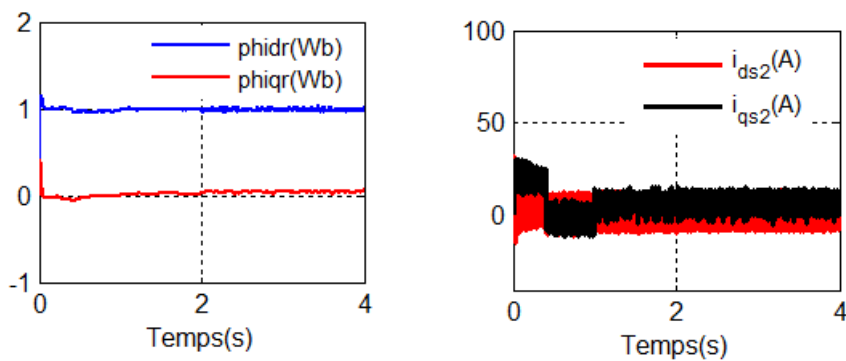


Fig.IV.15-b .Les composantes de flux rotorique (Φ_{dr}, Φ_{qr}), les courants statoriques (i_{ds2}, i_{qs2}).

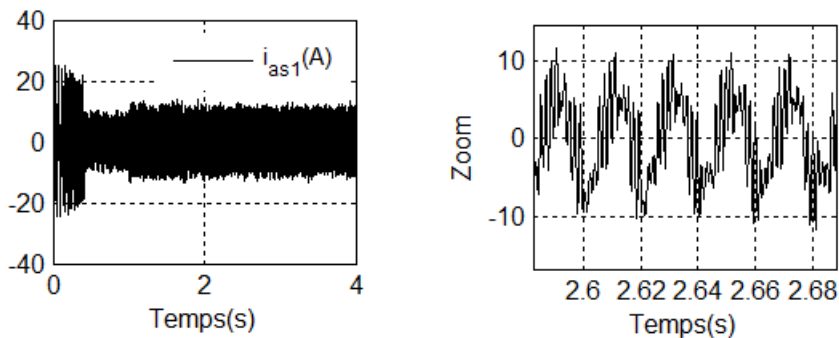


Fig.IV.15-c- Le courant statorique i_{as1} (A) en charge.

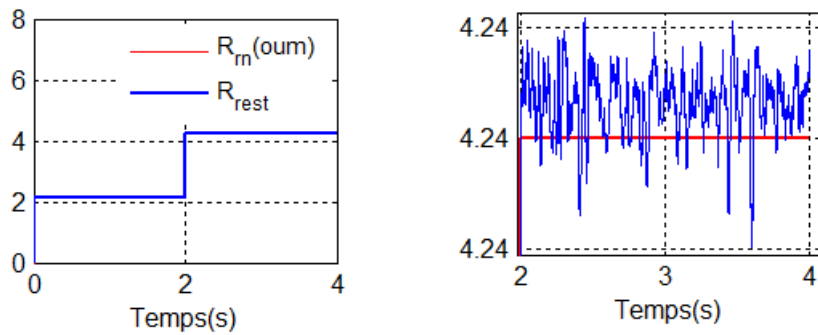


Fig.IV.15-d. Estimation de la résistance rotorique.

Fig.IV.15. Influence de la variation de la résistance rotorique ($R_r = 2 * R_{rn}$) à partir de $t = 2$ s), en charge.

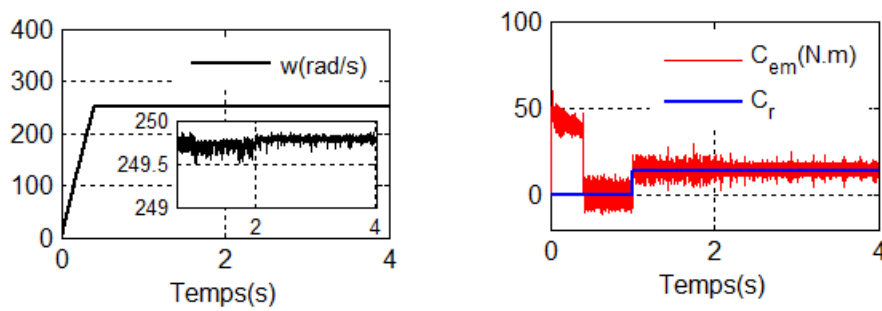


Fig.IV.16-a La vitesse et couple électromagnétique.

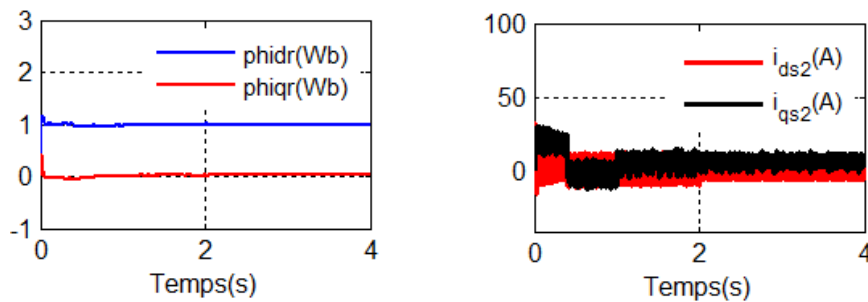


Fig.IV.16-b Les composantes de flux rotorique (Φ_{dr}, Φ_{qr}), les courants statoriques (i_{ds2}, i_{qs2}).

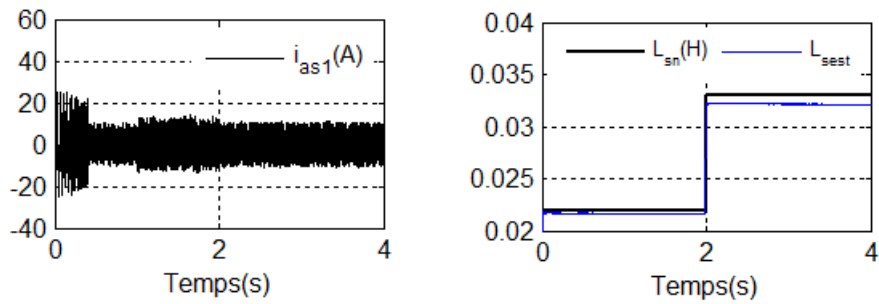


Fig.IV.16-c Courants statoriques i_{as1} (A) et la variation de l'inductance L_s .

Fig.IV.16. Influence de la variation de l'inductance ($L_s = 1.5L_{sn}$ à partir de $t=2$ s), en charge à $t=1$ s ($C_r = 14N.m$).

La variation de la résistance rotorique et la variation de l'inductance n'influent pas sur la commande de la MASDE par le régulateur de Backstepping adaptative ; la vitesse reste stable (suit la vitesse de référence), le couple électromagnétique compense le couple extérieur appliqué sans aucun pic ; un appel de courant apparaît selon la charge appliquée pour développer le couple électromagnétique correspondant. L'orientation des flux rotoriques reste parfaite (ϕ_{dr} suit la valeur 1Wb et ϕ_{qr} suit la valeur 0Wb), Fig.IV.15, et Fig.IV.16.

Les résultats de simulations montrent la robustesse de la commande Backstepping adaptative lors des variations des paramètres avec une estimation correcte des paramètres de la machine.

IV.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons abordé le concept de base de la commande backstepping associée à la commande vectorielle avec un rappel des différents développements en s'appuyant sur des exemples théoriques des systèmes non linéaires. Le développement a fait appel à un outil puissant issu du domaine de commande des machines, Nous avons adapté cette commande pour implémenter en temps réel afin de régler la vitesse d'un MASDE. Les résultats de simulations ont confirmé l'efficacité de cette technique de commande par des résultats admissibles.

Puisque la variation des paramètres des machines occupe une grande problématique. La commande Backstepping adaptative d'une certaine classe de systèmes non linéaires, a fait l'objet de cette problématique. L'objectif était de concevoir des estimateurs capables de satisfaire la variation paramétrique et fournit des évaluations des paramètres inconnus à une loi de commande globale. Les paramètres du contrôleur sont ajustés en ligne vers les paramètres

nominaux .Cette technique a montré sa robustesse par le rejet parfait des perturbations. Les résultats ont montré l'efficacité de ces structures combinées vis-à-vis des structures classiques.

Conclusion Générale

Le but visé à travers ce travail était l'étude, la contribution de la commande, par les techniques robustes, de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée en tension, dont la première technique est la commande adaptative à modèle de référence MRAC à base des régulateurs classique PI et la deuxième technique est la commande par Mode glissant et finalement commande Backstepping.

Ainsi, en quatre chapitres, nous avons successivement travaillé sur les points suivants :

Dans le premier chapitre, Un aperçu sur les caractéristiques des machines polyphasées, ensuite nous avons entaillé une étude théorique sur la machine asynchrone double étoile où on a présenté les modes de fonctionnement, les avantages et les inconvénients de cette dernière avec un historique rapide sur les commandes en exposant la machine asynchrone.

Dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, la technique de la commande adaptative à modèle de référence a été appliquée en deuxième chapitre. L'adaptation des paramètres de régulateur en cours du temps rend la commande de la MASDE robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine. Les résultats de simulation avec la commande adaptative à modèle de référence utilisant le régulateur classique PI, dépassent largement celles d'une commande vectorielle avec un régulateur classique PI dans les mêmes conditions.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressé à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montré que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. En fait, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamiques, elle présente également un autre avantage, c'est celui d'une bonne robustesse contre les variations paramétriques de la machine qui offre un rejet quasi total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite. Toutefois, cette commande présente un inconvénient majeur d'être relativement à l'effet chattering limitant son utilisation dans la pratique. Ce phénomène peut exciter des dynamiques non modélisées et conduire à l'instabilité du système commandé. Pour le réduire on a proposé une nouvelle méthode appelée actuellement les modes glissants d'ordre supérieur tout en conservant les propriétés principales du mode glissant d'ordre simple, tels que la convergence en temps fini et le rejet de perturbation.

En quatrième chapitre nous avons commencé par aborder le concept de base de la commande backstepping avec un rappel des différents développements en s'appuyant sur des

exemples théoriques des systèmes non linéaires. Le développement a fait appel à un outil puissant issu du domaine de l'automatique. Nous avons adapté cette commande pour quelle soit implantable en temps réel pour les processus tels que la MASDE. Pratiquement les paramètres de la machine sont inconnus ou varient avec le temps, ce qui a fait l'objet de problématique. On a proposé la commande adaptative backstepping, dont l'objectif était de concevoir des estimateurs capables de satisfaire la variation paramétrique et l'observation des états. Cette technique a montré sa robustesse par le rejet parfait des perturbations, l'estimation des paramètres est acceptable. La simulation a confirmé l'efficacité de cette technique de commande par des résultats admissibles. On note que parallèlement, les lois d'adaptation pour les paramètres inconnus du système et les lois de commande ont été déduites d'une manière adéquate. Cette technique repose essentiellement sur l'utilisation du formalisme de Lyapunov. Ce dernier est très simple, très commode et garantir de la stabilité et la convergence du système.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'implémentation des commandes présentées dans cette thèse dans le but de vérifier expérimentalement les résultats théoriques.
- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs multi-niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que: les convertisseurs matriciels et les convertisseurs multicellulaires pour améliorer de plus les performances du courant et de la tension.
- Reprendre les différentes commandes appliquées en utilisant les divers types d'estimateurs pour éliminer les problèmes liés à l'utilisation des capteurs.
- L'application d'autres techniques de commande tels que : la commande basée sur la passivité (PBC), la commande basée sur les perturbations singulières, les algorithmes génétiques, ...etc.

Annexe_1

Paramètres de la machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

Les paramètres de la MASDE utilisés sont:

❖ <i>Puissance nominale</i>	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
❖ <i>Tension nominale</i>	$V_n = 220/380 \text{ V}$
❖ <i>Courant nominal</i>	$I_n = 6.5 \text{ A}$
❖ <i>Résistance du premier enroulement statorique</i>	$R_{s1} = 3.72 \ \Omega$
❖ <i>Résistance du deuxième enroulement statorique</i>	$R_{s2} = 3.72 \ \Omega$
❖ <i>Résistance rotorique</i>	$R_r = 2.12 \ \Omega$
❖ <i>Inductance du premier enroulement statorique</i>	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
❖ <i>Inductance du deuxième enroulement statorique</i>	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
❖ <i>Inductance rotorique</i>	$L_r = 0.006 \text{ H}$
❖ <i>Inductance mutuelle</i>	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
❖ <i>Moment d'inertie</i>	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
❖ <i>Coefficient de frottement</i>	$K_f = 0.001 \text{ Nms/rd}$
❖ <i>Fréquence nominale</i>	$f = 50 \text{ Hz}$
❖ <i>Nombre de paires de pôles</i>	$p = 1$

Annexe_2

Photos du prototype de la machine asynchrone à double étoile:



Annexe_3

TRANSFORMATION DE PARK:

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park.

Le modèle de Park est basée sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice.

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement.

La matrice de Park en générale:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \pi/3) & -\sin(\theta + \pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

La transformation de Park:

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)] [G_{abc}]$$

Tel que:

G_{abc} : grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dq0} : grandeurs biphasées dans le repère (d, q) .

La transformation de Park inverse:

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}].$$

Sachant que: $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

Bibliographie

- [Ali14] M. Ali, M. Lamine, "Mode Glissant du Second Ordre Appliqué pour l'Asservissement de Position d'une Articulation Robotique Rigide", ACTA Electrotehnică, 55(1), pp.145-152, 2014.
- [Ami07] N.S. Amirouche « Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse Doctorat Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2007.
- [And08] R.N. Andriamalala, H. Razik, F.M. Sargos, "Indirect-Rotor-Field-Oriented-Control of a Double-Star Induction Machine Using the RST Controller", 2008 34th Annual conference of IEEE Industrial Electronics, Orlando, USA, 2008.
- [Bou18] A. Bouyekni, R. Taleb, Z. Boudjema, M. Moumna, "Commande par mode glissant d'ordre 2 pour une capture maximale d'énergie d'une turbine éolienne", Revue des Energies Renouvelables, 21(1), pp.19-26, 2018.
- [Boz14] M. Bouziane « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel », Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2014.
- [Cha10] H. Chaabane, « Commande adaptative de la tension dans un réseau électrique », Mémoire de Magister université Larbi ben M'hidi Oum el Bouaghi, 2010.
- [Cha19] H. Chaabane, KH. Djalal Eddine, CH. Salim, "Indirect Self Tuning Adaptive Control of Double Stars Induction Machine By Sliding Mode, Rev Roum. Sci. Techn Électrotechn et Énerg, 64(4), 2019, pp. 409-415.
- [Cha14*] J. L. Chang , "Dynamic sliding mode controller design for reducing chattering", Journal of the Chinese Institute of Engineers, 2014, 37(1), pp.71–78,
- [Cha14**] A. Chalanga, Shyian K, Fridman L, Moreno J.A, "How to Implement Super Twisting Controller based on Sliding Mode Observer", 2013th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS), 2014.
DOI: 10.1109/VSS.2014.6881145.
- [Cha20] H. Chaabane, KH. Djalaleddine, CH. Salim, "Sensorless Backstepping Control Using an Luenberger Observer for Double Star Induction Motor", Archives of Electrical Engineering, 69(1), pp.101-116, 2020.
DOI: 10.24425/ae.2020.131761.
- [Cha99] C. Chan, "Discrete adaptive sliding mode control of a class of stochastic systems", Automatică, 35 (19), pp.1491-1498, 1999.
[https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(99\)00045-X](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(99)00045-X).
- [Cri14] L. Cristian.B. Frede," Super Twisting Sliding Mode Direct Torque Control of Induction Machine Drives", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.5116-5122, USA, 2014, DOI: 10.1109/ECCE.2014.6954103.
- [Daf05] J. Davila, Fridman L, "Second order sliding mode observer for mechanical systems" IEEE Transactions on Automatic Control, 50(11), pp.1785-1789, 2005.
DOI: 10.1109/TAC.2005.858636.

-
- [Dja00] H. Djafer, H. Razik, A. Rezzoug, “ Study and Simulation of Space Vector PWM Control of Double-Star Induction Motors ”, journal IEEE-CIEP2000, pp.42-47, Mexico, 2000, DOI: 10.1109/CIEP.2000.891389.
- [Dja01] H. Djafer, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure », Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2001, DOI: 10.1080/02533839.2012.751334.
- [Ebr07] A. Ebrahim. G. Murphy, “Adaptive Backstepping Control of a Speed-Sensorless Induction Motor under Time-Varying Load Torque and Rotor Resistance Uncertainty”, 39th Southeastern Symposium on System Theory, Mercer University, 2007.
- [Elk07] M. Elkhier, A. Rachid, A. Hocine, ” Control of a Dual Star Induction Machine Using Fuzzy Regulators, CIP, Sétif, Algérie, 2007.
- [Elh08] M. Elkhair, « Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, 2008.
- [Elh13] M. Elkhair, « Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2013.
- [Gon88] J.L Gonzalez, “Commande adaptative à modèle de référence de système discrets”, organisation européen des recherche nucléaire, 1988.
- [Gue10] L. Guessas, “Backstepping Backstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaires chaotiques“, Thèse de doctorat Université Ferhat ABBAS, Sétif, 2010.
- [Had12] B, Hadda, A. Benamor, “Second order sliding mode induction motor control with a new Lyapunov Approach”, International Multi Conference on Systems, Signals & Devices, 2012, DOI: 10.1109/SSD.2012.6197961.
- [Had13] B, Hadda, « Contribution à la commande robuste de la machine à induction », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2013.
- [Hai16] D. Haibo, Y Xinghuo, Z. Michael, “Chattering-free discrete-time sliding mode control”, Journal automatică, 68(2), pp.87-91, 2016.
<https://doi.org/10.1016/j.automatica.2016.01.047>.
- [Ham15] F. Hamidia, A. Abbadi, M.S Boucherit, “Direct torque controlled Dual Star Induction Motors (in open and closed loop)”, Conference: 2015 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE), pp.1-6, 2015.
- [Hil18] R. Hilal, Z, Samir, B, Leila, L, Nourdimne, “Sliding mode control based on backstepping approach for a double star induction motor (DSIM)”, AMSE Journals, Advanced in Modelling and Analysis C, 73(4), pp.150-157, 2018.
- [Hil20] R, Hilal « Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile, MASDE », Thèse de Doctorat de l'université de M'sila, Algérie, 2020.
- [Hoc08*] A, Hocine, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2008.
-

-
- [Hoc08**] A. Hocine, R. Abdessemed, D. Aouzellag, Hamoudi, F., “A Sliding Mode Control Associated to the Field Oriented Control of Dual Stator Induction Motor Drives”, *Revue des Energies Renouvelables*, 11(2), pp.317-327, 2008.
- [Hoc12] A. Hocine, D. Aouzellag, R. Abdessemed, ” Sliding mode control of a dual stator induction generator for wind energy conversion systems”, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*,42(1), pp. 60-70, 2012.
DOI: 10.1016/j.ijepes.2012.03.024.
- [Hou11] K. Houari, M. Abdelkader, “Dual Star Induction Motor Drive: Modeling, Supplying and Control”, *International journal of Electrical and Power Engineering*, 5(1), pp. 28-34, 2011. DOI: 10.3923/ijepe.2011.28.34
- [Hus09] A. Hussain, « Contribution A La Commande Adaptative Robuste Par Modes Glissants », Thèse de Doctorat de l’université Reims Champagne Ardenne, 2009.
- [Ism13] B. Ismail, N. Farid, “A New Method to Minimize the Chattering Phenomenon in Sliding Mode Control Based on Intelligent Control for Induction Motor Drives”, *Serbian Journal of Electrical Engineering*, 10(2), pp.231-246, 2013.
DOI: 10.2298/SJEE130108001B .
- [Kha03] M. K. Khan ; S. K. Spurgeon ; A. Levan, “Simple output-feedback 2-sliding controller for systems of relative degree two”, 2003 European Control Conference (ECC), 2003, DOI: 10.23919/ECC.2003.7084808
- [Kes03] X. Kesteline, “Modélisation vectorielle multi machines pour la commande des convertisseurs machines polyphasés”, Thèse de doctorat de Lille, 2003.
- [Lan11] I.D. Landau, R. Lozano, M. M’Saad, A. Karimi, “Adaptive Control Algorithms, Analysis and Applications”, Springer, 2011.
- [Lan93] I.D. Landau, *Identification et Commande des Systèmes*, Edition Hermès, 1993.
- [Lan97] I.D. Landau A. Karimi, ” Recursive algorithms for identification in closed loop A unified approach and evaluation”, *Automatică*, 1997.
- [Lan98] I.D. Landau, A. Karimi, “Comparison of the closed loop identification methods in terms of the bias distribution”, *Laboratoire d’Automatique de Grenoble*, 1998.
- [Lan99] I.D. Landau, “From robust control to adaptive control”, *Control Engineering Practice*, pp.1113-1124, 1999.
- [Lev99] A. Levant,” Controlling output Variables via Higher Order Sliding Modes”, *Européenne control conference (ECC)*, 1999.
DOI: 10.23919/ECC.1999.7099923.
- [Man12] M. Manceur, *Commande robuste des systèmes non linéaires complexes*, Thèse de Doctorat de l’université de Reims Champagne Ardenne, France, 2012.
- [Mil17] C. Milosavljevic, P Branislava, V Boban, ”A new discrete time super twisting control of a first order plant with input saturation”, *International Symposium on Power Electronics , Serbians*, pp.1-6, 2017, DOI: 10.1109/PEE.2017.8171674.
- [Moh14] H. Mohammed, A. Meroufel, “Contribution To The Neural Network Speed Estimator for Sensor-Less Fuzzy Direct Control Of Torque Application Using Double Stars Induction Machine” , *International Conference on Electrical Sciences and Technologies (CISTEM)*, Tunis, 2014.
- [Moh15] H. Mohamed, A Boumadiene, L Baghli, ”Backstepping Approach for Nonlinear Super Twisting Sliding Mode Control of an Induction Motor”, 2015 3rd
-

- International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), Algeria, DOI: 10.1109/CEIT.2015.7233109.
- [Moh16] H Mohamed, A Boumadiene, B. Lotfi, “Nonlinear Integral Backstepping Control for Induction Motor drive with Adaptive Speed Observer using Super Twisting Strategy”, *Electrotehnică, Automatică*, 64(1), pp.24-32, 2016.
- [Mok15] M, Mokhtari, “Commande Adaptative des Systèmes Non linéaires par l’Approche Backstepping Neuronale“, Thèse doctorat Université Hadj Lakhdar Batna, 2015.
- [Nad08] A. Nadia, A. Chaghi, A. Rachid, ” Study and Simulation of RST Regulator Applied to a Double Fed Induction Machine (DFIM)”, *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 3(3), pp.308-313, 2008.
- [Nad14] A, Nadia, A. Rachid., “Speed Control of Doubly Star Induction Motor Using Direct Torque DTC Based to on Model Reference Adaptive Control (MRAC) ”, *International Journal of Hybrid Information Technology*, 7(2), pp.19-28, 2014. DOI: 10.14257/ijhit.2014.7.2.03.
- [Nou17] L. Nourine, Z. Samir, B. Tarek, B. Fouad, “Comparative Analysis between the Rotor Flux Oriented Control and Backstepping Control of a Double Star Induction Machine (DSIM) under Open-Phase Fault” ,*AMSE Journals, Series Advances C*, Vol. 72; N°4; pp.292-311,2017.
- [Rad10] S. Radhwane, ”Commande par Mode Glissant Flou d’une Machine Asynchrone à Double Etoile”, Mémoire de Magister, Université Djilali Liabes De Sidi Bel Abbes, 2010.
- [Rad12*] S. Radhwane,, A. Meroufel, “Performances comparative study of Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC) of Dual Three Phase Induction Motor (DTPIM)”, *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, 6(2),pp.163-170, 2012.
- [Rad12**] S. Radhwane,, A. Meroufel, ”Indirect Rotor Field-oriented Control (IRFOC) of a Dual Star Induction Machine (DSIM) Using a Fuzzy Controller”, *Acta Polytechnica*, 9(4), pp.177-192, 2012.
- [Sal09] M. Salima, « Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone », Thèse de doctorat université Constantine, 2009.
- [Sal13] L. Salima, B. Taher, “Fuzzy Logic Control for Rotor Field Oriented Control of a Dual Star Induction Machines” 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives Istanbul, Turkey, pp.1723-1728, 2013.
- [She17] L. Sheng, G. Xiaojie, Z. Lanyong, “Robust Adaptive Backstepping Sliding Mode Control for Six Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Using Recurrent Wavelet Fuzzy Neural Network”, *IEEE Access* , 5(1),14502 – 14515, 2017.
- [Shi99] H. Shieh, K. Shyu, “Nonlinear Sliding Mode Torque Control with Adaptive Backstepping Approach for Induction Motor Drive”, *Journal IEEE industrial electronics*, 46(2), pp.380-389, 1999, DOI: 10.1109/41.753777 .
- [Sin02] G. Singh, “Multi phase induction machine drive research a survey”, *Electric Power Systems Research*, 61 (20), 139-147, 2002. [https://doi.org/10.1016/S0378-7796\(02\)00007-X](https://doi.org/10.1016/S0378-7796(02)00007-X).

- [Tah13] L. Taher, N, Farid, A. Rachid, "A Fuzzy Adaptive Control for Double Stator Induction Motor Drives", The International Conference On Electronics, Oil: From Theory To applications, Ouargla, Algeria, 2013.
- [Tah14] L. Tahar, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant. Apport de la Logique floue », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2014.
- [Utk93] I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", IEEE transactions on industrial electronics, 40(1), pp.23-36, 1993.
- [Utk99] I. Utkin, J. Guldner, J. Shi, "Sliding mode Control in Electromechanically system", Taylor et Francis, 1999.
- [Vin10] B. Vincent , « Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants », Thèse de Doctorat Université NANTS, 2010.
- [Yac14] Y soukkou, « Commande adaptative Par Backstepping D'une Classe Des Systèmes Non Lineaires Incertains », Mémoire de magister univ jjel, 2014.
- [Zai06] R. Zaimeddine, E.M. Berkouk, "Direct Torque Control of Double-Star Induction Motors" Proceedings of the 5th WSEAS Int. Conf. on Software Engineering, Parallel and Distributed Systems, Madrid, Spain, pp.196-201, 2006.
- [Zho08] J Zhou, Ch Wen, "Adaptive Backstepping Control of Incertain Systems", Springer, 2008.

ملخص

هذا العمل هو المساهمة في تحسين التحكم في الماكينة الكهربائية غير المتزامنة مزدوجة النجم (م.لم.م.ن) استنادًا إلى تقنية التحكم الشعاعي التي تغذيها موجان للجهد ، في البداية ، قمنا بإجراء تذكير عام لأنظمة التحكم للماكينات ذات النجم المزدوج غير المتزامنة. بعدها وبغرض تنظيم السرعة من خلال استبدال المنظم الكلاسيكي بالمنظمات الأخرى التي تستند إلى تقنيات الذكاء الصناعي مثل المنظمات المتكيفة والمنظم الانزلاقي نو الدرجة الثانية والسيطرة الخلفية، و بهدف اختبار المجموعة (الماكينة (م.لم.م.ن) + مختلف المنظمات) أجرينا محاكاة بواسطة برنامج الماتلاب متضمنة عدة اختبارات: إقلاع بدون حمولة، إدخال اضطراب خارجي ، عكس اتجاه الدوران والمتانة للاضطرابات الخارجية بسبب تغيرات قيم الماكينة، من حيث النتائج التي تم الحصول عليها ، يمكننا تأكيد الأداء الديناميكي الجيد عند التعرض للاضطرابات الخارجية وكذا تغيير قيم الماكينة .

الكلمات المفتاحية : الماكينة الكهربائية غير المتزامنة مزدوجة النجم (م.لم.م.ن) ; المنظم المتكيف ; النمط الانزلاقي ; السيطرة الخلفية ; المتانة.

Abstract

This work is the contribution to the improvement of the control of the dual star asynchronous machine based on the technique of the field oriented control, fed by two voltage inverters. Indeed, initially, we carried out a general recall on the control of asynchronous machines with double star. Then we have interested in the regulation of the speed by the impact of replacement of regulator PI by other regulators based on MRAC regulators, sliding mode of order two, and in particular by Backstepping. To validate and test the complete system (DSIM, the various regulators) a study of simulation under Matlab environment were also performed by several tests of simulation such as: unloading start, insertion of an external disturbance, load operation and reversing the direction of rotation, robustness tests for DSIM parametric variation, for various regulators. Moreover, in terms of obtained results, we can confirm the well dynamic performance and robustness to the external disturbance and parameter variations of the machine.

Key words: Double star induction machine DSIM; MRAC control; Sliding mode; Backstepping; Robust control.

Résumé :

Ce travail est la contribution à l'amélioration de la commande de la machine asynchrone à double étoile basée sur la technique du flux rotorique orienté alimenté par deux onduleurs de tension. En effet, en premier lieu, nous avons effectué un rappel général sur la commande des machines asynchrone à double étoile, ensuite nous nous sommes intéressés au réglage de la vitesse par l'impact de remplacement de régulateur PI par d'autres régulateurs basés sur les régulateurs MRAC, mode glissant d'ordre deux , et notamment par Backstepping. A fin de valider et de tester le système complet (MASDE, techniques de commande) une étude de simulation sous l'environnement Matlab a été effectuée par plusieurs tests de simulation tels que : démarrage à vide, insertion d'une perturbation externe, fonctionnement en charge et inversion du sens de rotation ainsi qu'au changement paramétrique pour les différents régulateurs. De plus, en termes de résultats obtenus, nous pouvons confirmer les performances dynamiques et la robustesse de ces commandes vis-à-vis la perturbation extérieure et la variation paramétrique de la machine.

Mots clés: Machine asynchrone double étoile MASDE, régulateur MRAC, mode glissant, backstepping, Control robuste.