

République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la
Recherche Scientifique**



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

**Réglage par mode glissant d'ordre deux d'une machine
asynchrone double alimentation**

Devant le jury composé de :

GUERFI Youcef Président
BEGGAT Abd elfattah Examineur
LARGOT Soulef et Encadreur
BENAMOR Afaf

Présenté par :

NECIB Mohamed Khalil
NADIR Abd Elhak
MEKNASSI Yakoub

2019-2020

Remerciements

**LOUANGE A DIEU ﷻ QUI NOUS A DONNE LA FOI, LE
COURAGE, LA PATIENCE ET LA VOLONTE POUR
REALISER CE MODESTE TRAVAIL DANS DES
MEILLEURES CIRCONSTANCES ET EN BON ETAT.**

*A la fin de cet modeste travail, je tiens à remercier Conférence de Mlle
Dr : A. Benamor et Mme L. Soulef à Département de génie mécanique,
Centre universitaire de EL oued Conseils, encouragements et efforts que
vous nous avez donnés pendant Faites ce travail pendant le collège.*

*Mes sincères remerciements aux membres du jury pour moi Nous les
avons honorés de participer au jugement de ce travail.*

*Nous tenons à remercier sincèrement tous ceux qui nous ont
aidés Développer et mettre en œuvre ce Le résumé, ainsi qu'à tous ceux qui
nous ont aidés de près Ou de loin pour faire ce travail.*

*Enfin, nous remercions nos parents en particulier pour Un
accompagnement inconditionnel tout au long de ces longues années
d'études.*

Merci à vous tous

Dédicace

Nous dédions cet modeste travail à:

Chers parents (**nos mères et nos pères**) pour leur profonde tendresse et leur patience Encouragement.

Chers **frères** et **sœurs**;

Toute notre grande **famille**;

A tous nos **amis**;

Pour tous les enseignants du département de génie mécanique;

...je dédie ce modeste travail.

Résumé

Ce mémoire concerne particulièrement la machine asynchrone à double alimentation. On s'intéresse d'abord à l'état de l'art de cette machine à travers lequel on présente sa constitution, ses différents types et son principe de fonctionnement. Puis, la modélisation dans le repère de Park est développée et simulée. Les résultats de simulations réalisés montrent le couplage entre le couple et le flux. Pour assurer une commande performante de cette machine, il est impératif de garantir un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques, ceci permet de garantir une commande aisée et une gestion de puissance adéquate entre les deux parties de la machine. A cet effet les composantes directes et en quadratures du courant sont orientées convenablement selon l'axe (d, q), de façon que l'une d'elle détermine l'état magnétique et l'autre assure le couple électromagnétique nécessaire pour faire tourner la machine. Après, une méthode de découplage par retour d'état est présentée. A la fin, on présente une loi de répartition de puissance et zone de fonctionnement à vitesse variable afin d'avoir une gestion convenable des fréquences statorique et rotorique.

Mots clés : MADA, Modélisation, Commande vectorielle, Technique de MRAS, Commande par mode glissant.

Abstract

This memory concerns particularly the double-fed induction machine. We interested first at the state of the art of the machine through which we present its constitution, different types and operating principle. There, modeling in the landmark Park is developed and simulated. The results of simulations carried out show the coupling between the torque and flux. To ensure effective control of this machine, it is imperative to ensure proper decoupling between its electromagnetic quantities, this ensures easy control and management of adequate power between the two sides of the machine. For this purpose the direct and quadrature components of the stream are properly oriented in the axis (d, q), so that one of them determines the magnetic state and the other operates the electromagnetic torque necessary for rotating the machine. After a method of decoupling state feedback is presented. At the end, we present a

power law distribution and area of variable-speed operation to have a proper management of the stator and rotor frequencies.

Keywords: DFIG, Modeling, Vector Control, MRAS technique, sliding mode control.

ملخص

هذه المذكرة تخص دراسة ماكينة مضاعفة التغذية، حيث أخذنا بالاعتبار في المرحلة الاولى تكوينها عامة ثم تطرقنا الى مبدأ التشغيل، أنواعها المختلفة ثم قمنا بالنمذجة في معلم بارك و المحاكات، حيث أبرزت نتائج المحاكاة الاقتران بين العزم الكهرومغناطيسي و التدفق. من اجل تحكم أفضل في هذه الماكينة كان لابد من الفصل بين كمياتها الكهرومغناطيسية وهذا يضمن سيطرة مريحة ومناسبة لإدارة الطاقة بين جزئي الماكينة، لهذا الغرض فان العناصر المباشرة و المتعامدة لتيار وجهت بشكل مناسب حسب المعلم (d, q) حيث ان أحدهما يحدد الحالة المغناطيسية والآخر العزم الكهرومغناطيسي الازم لدوران الالة. ثم عرضنا وسيلة اخرى في التحكم و في النهاية تطرقنا الي قوانين توزيع الطاقة ومنطقة التشغيل متغيرة السرعة من أجل الإدارة السليمة لتواتر الجزء الثابت والدوار.

الكلمات الرئيسية : MADA، النمذجة، التحكم الشعاعي، محاكاة

Sommaire

Titre	Page
Introduction générale	01
<i>Chapitre I: Etat de l'art de la Machine Asynchrone Double Alimentation</i>	
I.1. Introduction	03
I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation	03
I.3. Classification des machines à double alimentation (MADA)	04
I.4. Structure de la MADA	04
I.4.1. Machine à double alimentation simple	04
I.4.2. Machine a doublé alimentation en cascade	05
I.4.3. Machine a doublé alimentation cascade a un repère	05
I.4.4. Machine a doublé alimentation sans collecteur	06
I.4.5. Machine a doublé alimentation sans balais	06
I.5. Régimes de fonctionnement de la (MADA)	07
I.6. Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA	08
I.6.1. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	08
I.6.2. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	09
I.6.3. Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone	09
I.6.4. Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone	09
I.7. Aperçus sur les configurations de la MADA à rotor bobiné	10

I.7.1. Configuration pour application moteur	10
I.7.2. Domaines d'application de la MADA	12
I.7.3. Avantages et inconvénients de la MADA	14
I.7.3.1. Avantages de la MADA	14
I.7.3.2. Inconvénients de la MADA	14
I.8. Conclusion	15
<i>Chapitre II: Modélisation et Commande Vectorielle de la MADA</i>	
II.1.Introduction	17
II.2. Modélisation de la MADA	17
II.2.1. Modèle triphasé de la MADA	17
II.2.2. Transformation de Park	18
II.2.3. Le choix du référentiel	20
II.2.4. Modèle de la MADA lié au système d'axes (d, q)	20
II.3. Généralités sur la commande par flux orienté	21
II.4. Principe de la commande vectorielle	22
II.5. Types de Commande vectorielle	22
II.5.1. Commande vectorielle directe	22
II.5.2. Commande vectorielle indirect	23
II.5.3. Comparaison entre les deux types de commande	23
II.6. Commande vectorielle de la MADA	23
II.6.1. Structure de la commande vectorielle directe	25
II.6.2. Dimensionnement des régulateurs	25
II.7. Résultats des simulations de la MADA sans application de commande	26

II.7.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge	26
II.7.2. Inversion du sens de rotation	29
II.8. Conclusion	32
<i>Chapitre III: Estimation de la Vitesse Rotorique par la Méthode MRAS</i>	
III.1. Introduction	34
III 2. Généralités sur Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS)	34
III3. Structures des systèmes de commande adaptative avec modèle de référence	35
III.3.1. Structure parallèle	35
III.3.2. Structure série	35
III.3.3. Structure série parallèle	36
III4. Estimation de la vitesse avec modèle	36
III.4.1. Méthodes à base d'observateur	37
III.4.2. Estimation de la vitesse par la technique de MRAS	38
III.5. Estimation de la vitesse sans modèle	39
III.5.1. Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine	39
III.5.2. Estimation basée sur l'intelligence artificielle	40
III.6. Application du MRAS à l'estimation des	40

grandeurs mécaniques de la MADA	
III.7. Résultats de simulation et interprétations	43
III.8. Conclusion	46
<i>Chapitre IV: Commande par mode de glissement de la MADA</i>	
IV.1 Introduction	48
IV.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement	48
IV.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	48
IV.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état	49
IV. 2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente	50
IV.3 Objectif de la commande par mode de glissement	51
IV.4 Principe de la commande par mode de glissement	51
IV.4.1. Base mathématique de la commande par mode de glissement	51
IV.4.2. Conception de la commande par mode de glissement	52
IV.4.2.1 Choix de la surface	53
IV.4.2.2. Conditions de convergence	54

IV.4.2.2.1. Fonction directe de commutation	54
IV.4.2.2.2. Fonction de LYAPUNOV	55
IV.4.3. Calcul de la commande	56
IV.4.3.1 Définition des grandeurs de commande	56
IV.4.3.2 Synthèse de la loi de commande	57
IV.4.3.3. Solution de couche limite	59
IV.5. Application de la mode de glissement au MADA	60
IV.5.1. Surface de régulation de la vitesse	60
IV.5.2. Surface de régulation du flux statorique	61
IV.5.3. Surface de régulation de courant rotorique direct avec limitation	62
IV.6. Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation	63
IV.7. Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courant rotoriques par mode de glissement	64
IV.8. Résultats de simulation	65
IV.8.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge	65
IV.8.2. Tests de robustesse	68

IV.8.2.1 Inversion du sens de rotation	68
IV.8.2.2 Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique	71
IV.9. Conclusion	73
Conclusion générale	74
Bibliographie	
Annexe	

Liste des figures

Figure. I.1. Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	3
Figure. I.2. Classification des machines électriques à double alimentation	4
Figure. I.3. Schéma de principe de la machine à double alimentation simple	5
Figure. I.4. Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade	5
Figure. I.5. Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère	6
Figure. I.6. Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur [R.Abd-12]	6
Figure. I.7. Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais	7
Figure. I.8. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	8
Figure. I.9. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	9
Figure. I.10. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone	9
Figure. I.11. Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone	10
Figure. I.12. Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur	11
Figure. I.13. Schéma de la MADA dont le rotor alimenté par un cyclo-convertisseur	11
Figure. I.14. Schéma synoptique pour l'alimentation par deux cyclo-convertisseurs	12
Figure. II.1. Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA	19
Figure. II.2. Analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone	22
Tableau. II.1. Comparaison entre les commandes vectorielles directe et indirecte	23
Figure. II.3. Orientation de la tension et de flux statorique	24
Figure II.4. Principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA	25
Figure. II.5. Schéma de régulation de courant i_{dr}	26
Figure. II.6. Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge	29
Figure. II.7. Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation	32
Figure. III.1. Configuration de base de la méthode <i>MRAS</i> .	34

Figure. III.2. Structure parallèle.	35
Figure. III.3. Structure série.	35
Figure. III.4. Structure série-parallèle.	36
Figure. III.5. Structure série-parallèle.	36
Figure. III.6. Schéma fonctionnel d'un observateur.	37
Figure. III.7. Configuration de base de la méthode MRAS.	39
Figure III.8. Commande sans capteur mécanique de la MADA basée sur la technique MRAS	44
Figure III.9. Résultats de simulation basée sur la technique MRAS.	46
Figure IV.1. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.	49
Figure IV.2. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	50
Figure IV.3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.	50
Figure IV.4. Linéarisation exacte de l'écart.	54
Figure IV.5. Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.	55
Figure.IV.6. Commande appliquée aux systèmes à structure variable.	56
Figure IV.7 : La valeur continue prise u_{eq} par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min} .	57
Figure IV.8. Fonction saturation (commande adoucie).	59
Figure IV.9. Fonction <i>sign</i> (commande de type relais).	60
Figure. IV.10. schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse du flux statorique et des courant rotoriques par mode de glissement du MADA.	65
Figure.IV.11. Résultats de simulation de la commande par mode de glissement lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.	68

Figure.IV.12. Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.	71
Figure IV.13. Résultats de simulation de la commande par mode de glissement de MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.	73

Liste des symboles

MADA	: Machine asynchrone double alimentée
MCC	: Machine à courant continu
CVI	: Commande vectorielle indirect
CVD	:Commande vectorielle direct
IP	: Le régulateur Intégral Proportionnel
Cem	: couple électromagnétique
Cr	: couple de charge
Ps; Pr	: Puissance statorique active et réactive
Kp	: gain proprtionnel du contrôle des courants rotoriques
Ki	: gain intégrale du contrôle des courants rotoriques
ω_s; ω_r	: Pulsation statorique et rotorique
V_s; V_r	:Tension statorique et tension rotorique
V_s a,b,c	: Tensions statorique dans un repère tripahsé
V_r a,b,c	: Tensions rotorique dans un repère tripahsé
I_s a,b,c	: Courants statorique dans un repère tripahsé
I_r a,b,c	: Courants rotorique dans un repère tripahsé
L_s, L_r	: Inductance propre d'un enroulement statorique(respectivement rotorique)
R_s, R_r	: Résistance d'une phase d'un enroulement au statror (respectivement rotor)
φ_s; φ_r	:Flux statorique et rotorique
θ_s, θ_r	: Angle du stator et du rotor
[P]-1	: Matrice de transformation de Park inverse

σ	: coefficient de dispersion magnétique
P	: nombre de paire de poles
f	: coefficient de frottement visqueux
J	: inertie du moteur chargé
g	: Coefficient de glissement
ε	: erreur entre grandeur mesurée et grandeur estimé
Ce	: Couple électromagnétique (N.m).
Cr	: Couple résistant (N.m).
τ	: Constante de temps
M	: Mutuelle inductance cyclique
ω_0	: pulsation propre
fem	: force électromotrice
AC	: Alternatif courant
DC	: Direct courant
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion
MCC	: Machine à courant continu
MRAS	: Modèle référence adaptative système

Introduction
Générale

Introduction générale

L'évolution des systèmes industriels vers des processus automatisés, impose de plus en plus l'intégration des machines électriques dans un environnement électronique de régulation et de commande.

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

Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie et des entraînements électriques à vitesse variable.

L'objectif de notre travail est l'application de la commande vectorielle au rotor du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) alimentée à travers le rotor par un convertisseur statique, par contre l'alimentation statorique sera indépendante (le stator alimenté directement par le réseau).

L'objectif principal du travail présenté dans cette thèse est centré sur l'application des principes de la commande par mode glissant d'ordre deux à la MADA et du contrôle par la technique de modèle de référence adaptative (MRAS),

Le premier chapitre, et dans un premier temps, l'état de l'art sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) concernant son principe de fonctionnement et classification et ses inconvénients et ses avantages.

La première partie du second chapitre, sera consacrée sur la technique de commande vectorielle appliquée au flux statorique orienté de la munie d'un réglage de vitesse du moteur asynchrone à double alimentation (MADA), par un régulateur classique PI. Les performances de cette commande vectorielle seront montrées par des résultats de simulation.

Dans le troisième chapitre, nous avons préposé la stratégie de technique système adaptatif à modèle de référence (MRAS). nous présentons généralités sur Le système adaptatif à modèle de référence, Principe et les différentes méthodes d'estimation de la vitesse mécanique avec modèle, mécanisme et application Qui dépende de sur le flux rotorique.

Le quatrième chapitre, traite les principes de base de commande par mode de glissement du MADA. Dans ce cadre, nous présentons en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable. Puis nous avons montré principe. Nous entamons après l'application de la commande sur le MADA. Nous montrons enfin les avantages apportés par ce type de réglage, tout en exposant les résultats de simulation.

En effet le travail présenté dans ce mémoire, consiste à étudier par simulation la commande de la vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation alimenté, et nous concluons ce travail par une conclusion générale,

Chapitre I

Etat de l'art de la Machine Asynchrone Double Alimentation

I.1. Introduction

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée (MADA) pour diverses applications: en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime et aéronautique [You 10].

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

L'objectif de ce chapitre est de mener un état de l'art sur la MADA et concernant ses modes de fonctionnement, les différentes associations de convertisseur statique utilisées pour une machine asynchrone à double alimentation MADA, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine.

I.2. Description de la machine asynchrone à doublealimentation

La première apparition de cette machine date de l'année 1899, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son rotor n'est plus une cage d'écuréuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais, il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne. La figure suivante représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation. [Bel 10].

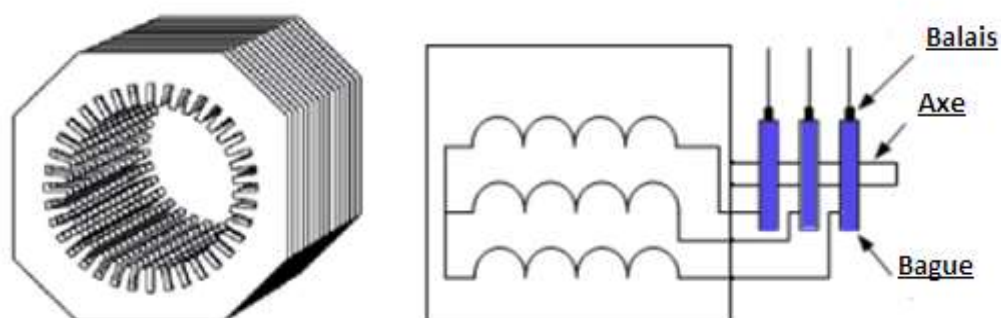


Figure.I.1. Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

Chapitre I Etat de l'art de la Machine Asynchrone Double Alimentation

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

I.3. Classification des machines à double alimentation(MADA)

Les différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives sont développées comme présenté ci-dessous [Den 10].

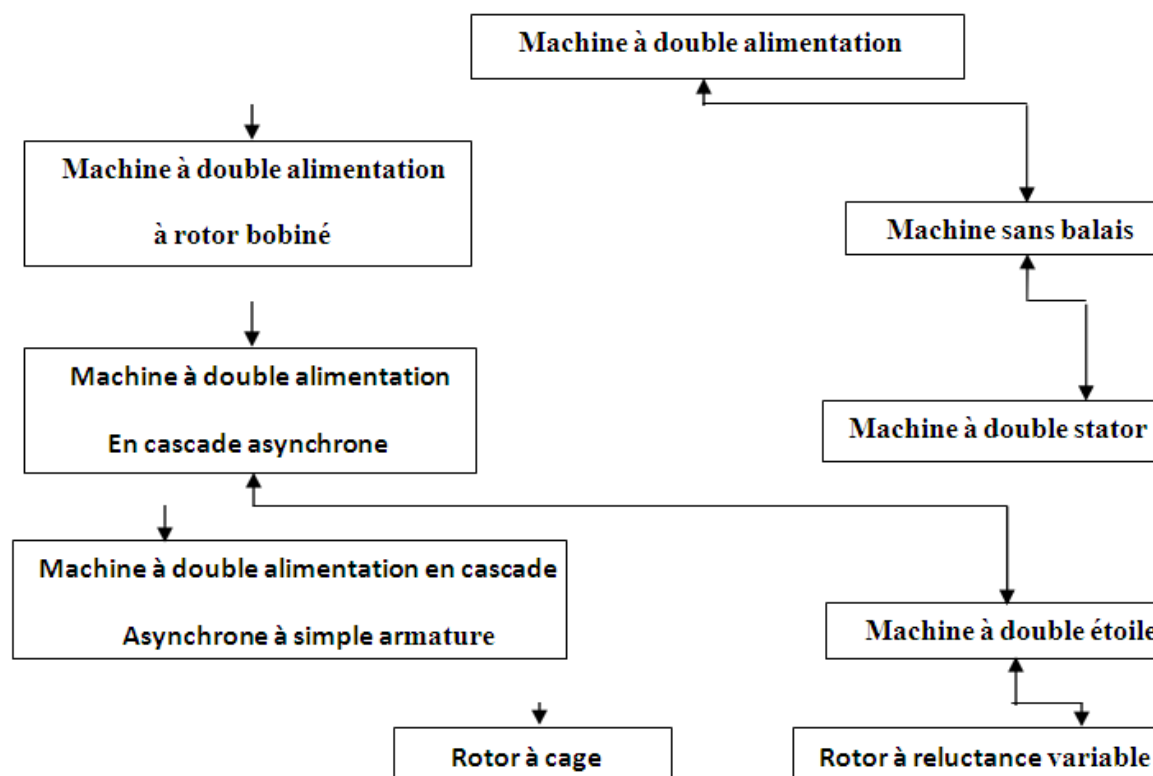


Figure.I.2. Classification des machines électriques à double alimentation.

I.4. Structure de la MADA

Selon la conception du rotor, plusieurs types de machines asynchrones à double alimentation ont été envisagés. On va décrire les plus utilisés dans l'industrie [Vid04].

I.4.1. Machine à double alimentation simple

La machine à double alimentation simple (MADA.S) c'est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure(I.3) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le

convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe) [Zem-16]-[Hop-01].

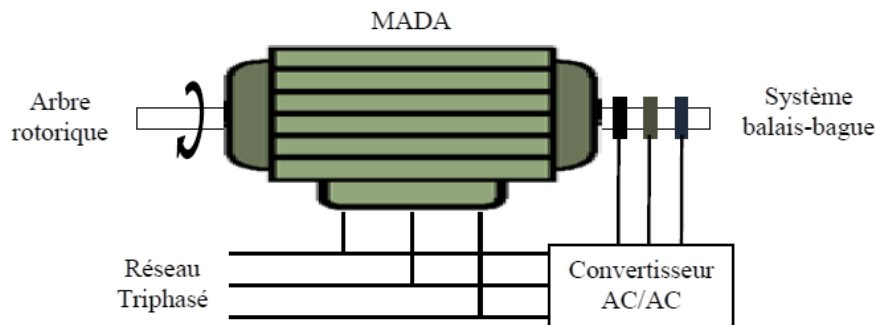


Figure.I.3. Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.

I.4.2. Machine à double alimentation en cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascade Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.4) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [Vid 04].

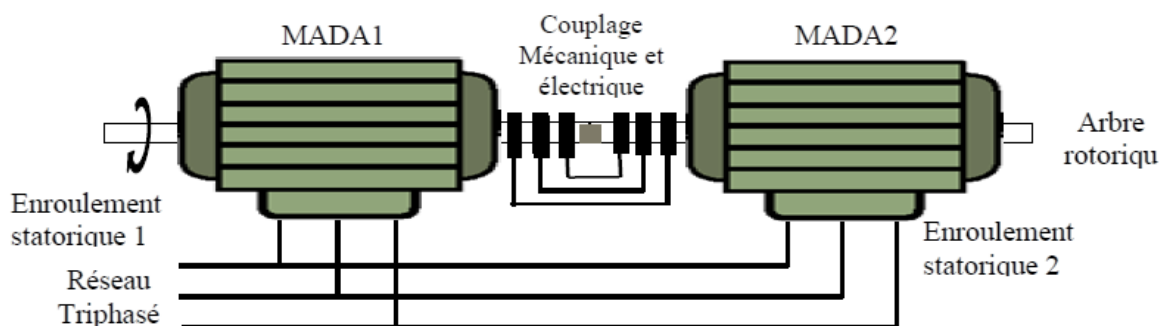


Figure.I.4. Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.

I.4.3. Machine à double alimentation cascade à un repère

La machine à double alimentation cascade à un repère consiste de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, (Single Frame Cascade Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.5) présente le schéma de principe, tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif [Vid 04].

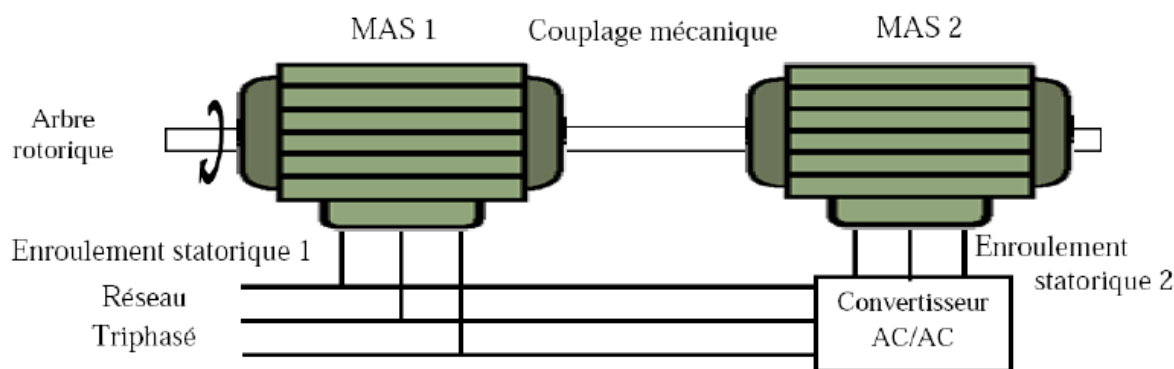


Figure.I.5. Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.

I.4.4. Machine adouble alimentation sans collecteur

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux présenté la figure (I.6), Ce type de machine consiste de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles [Abd12].

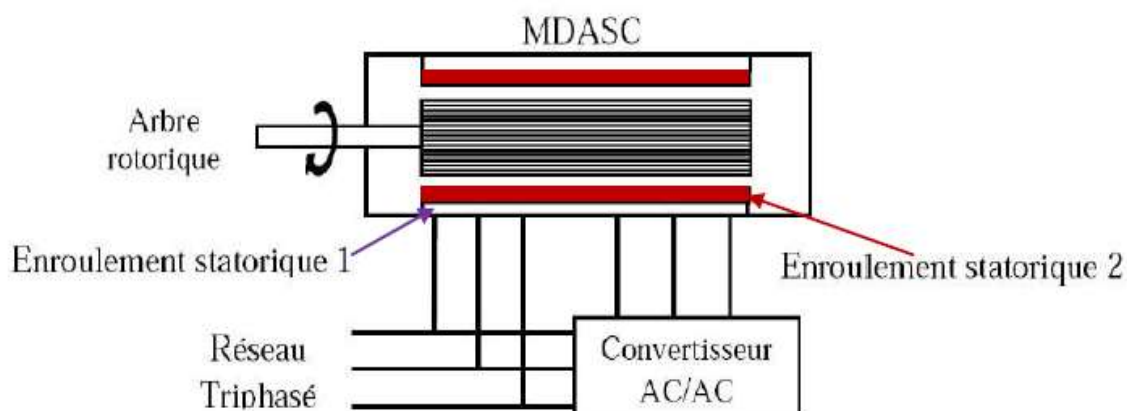


Figure.I.6. Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur[Abd 12].

Parmi les types les plus connus de la machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable (Doubly Fed Reluctance Machine) qui consiste à un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable). Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatif [Vid 04].

I.4.5. Machine adouble alimentation sans balais

L'idée de la machine à double alimentation sans balais BDFIM (Brushless Doubly Fed Induction Machine) développé pour la première fois par Steinmetz à la fin du 19^{ème} siècle. Le

schéma démontage d'un tel système est montré dans la figure (I.7) où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statotiques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques sont interconnectés entre eux et par conséquent les baguessont de facto éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept élégant a longtemps été dans les perspectives des concepteurs comme solution efficace pour les applications des grandes puissances [Vid 04].

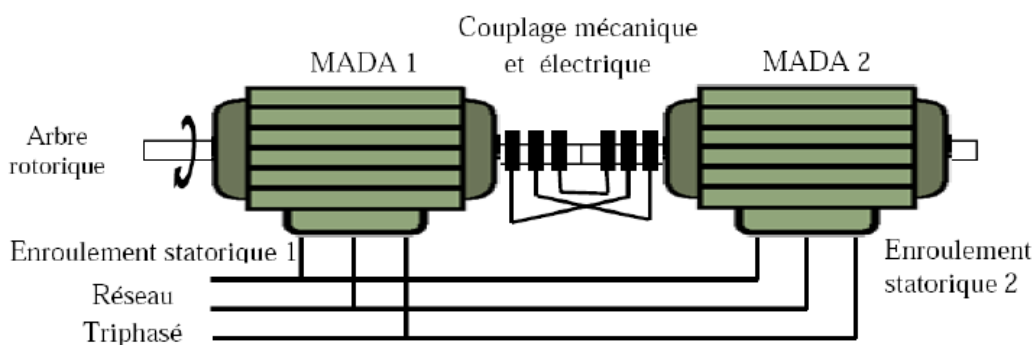


Figure.I.7.Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais.

I.5. Régimes de fonctionnement de la (MADA)

- **Stationnaire ($g = 1$)**

Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s (fréquence stator) ; par conséquent, le rotor est le siège d'une F.E.M induite avec une fréquence f_r (fréquence rotor) identique avec f_s . Dans cette condition, la MADA se comporte simplement comme un transformateur.

- **Hypo synchrone ($0 < g < 1$)**

En tournant le rotor dans la direction du flux du stator, la fréquence f_r du rotor commence à décroître. Plus la vitesse du rotor approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0, plus la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible qui correspond à la vitesse du synchronisme.

- **Synchrone ($g = 0$)**

Au point où la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas les enroulements du rotor tournent avec la même vitesse que celle du flux statorique; donc le rotor ne voit aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor. On constate que la

puissance du stator est égale à celle du réseau, alors que celle du rotor est nulle (l'écoulement de puissance entre le réseau et le rotor s'arrête).

- **Hyper synchrone ($g < 0$)**

Par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative. L'augmentation de la vitesse des enroulements du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

I.6. Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA

Contrairement à la machine asynchrone classique, qui ne peut fonctionner en moteur qu'en dessous de sa vitesse de synchronisme et ne peut être en générateur qu'au-dessus de cette vitesse, dans la MADA c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. On a donc quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine. [You 10].

I.6.1. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

- La puissance est fournie par le réseau au stator.
- La puissance de glissement" est renvoyée au réseau.
- La vitesse de rotation est inférieure au synchronisme.
- La machine asynchrone à cage peut être fonctionnée ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [You 10].

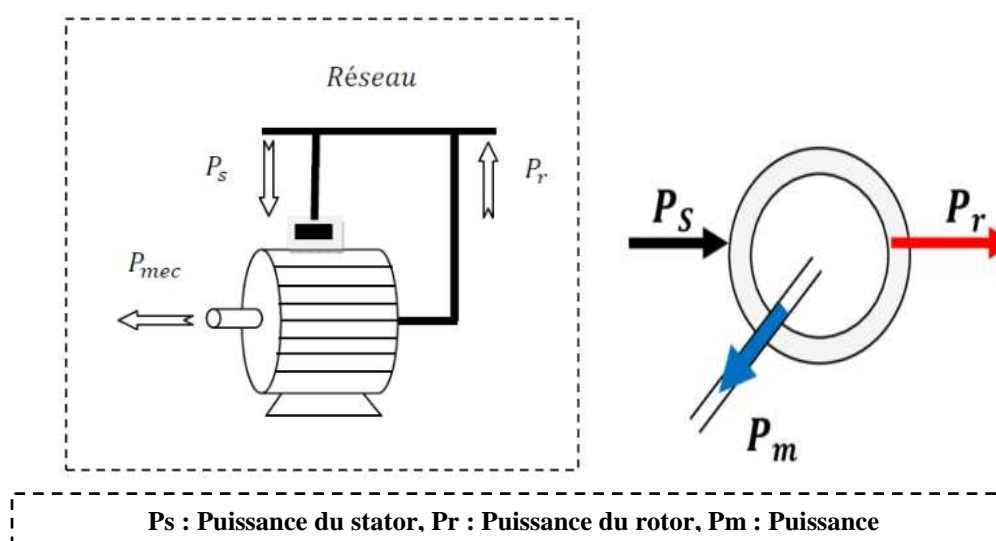


Figure.I.8. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.

I.6.2. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

- La puissance fournie par le réseau va au rotor et stator.
- La vitesse de la machine au-dessus de la vitesse desynchronisme.
- La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement[Mou 12].

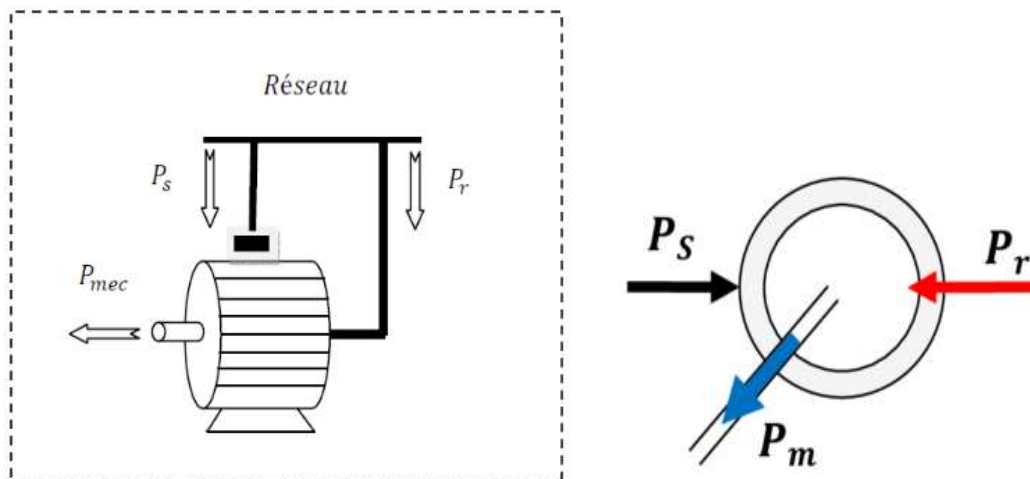


Figure.I.9. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

I.6.3. Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone

- La puissance est fournie au réseau par le stator.
- Une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.
- La vitesse de rotation en dessous de la vitesse desynchronisme.
- La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement[You 10].

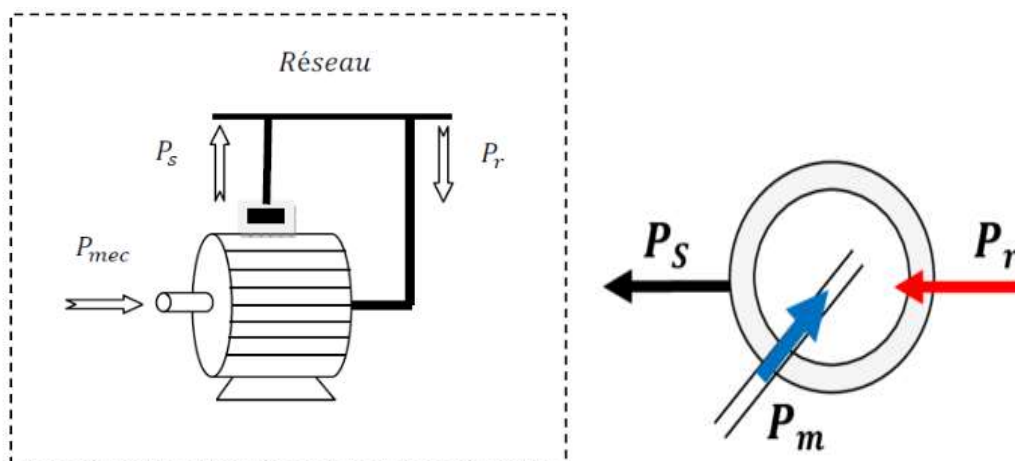


Figure.I.10. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.

I.6.4. Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone

- La puissance est fournie au réseau par le stator.
- La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau.
- La vitesse de la machine au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- La machine asynchrone à cage peut être fonctionnée ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [Ami 12].

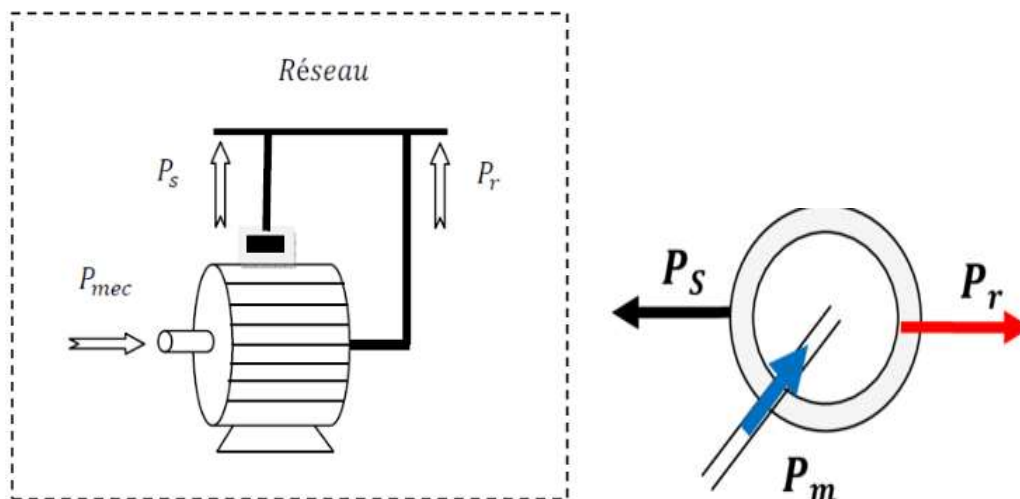


Figure.I.11. Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.

I.7. Aperçus sur les configurations de la MADA à rotor bobiné

Comme toutes les autres machines électriques à courant alternatif, la MADA peut fonctionner en moteur comme en génératrice. Chaque mode de fonctionnement est caractérisé par une configuration qui répond à un critère choisi. Dans cette partie du chapitre, on va citer les configurations les plus utilisées, selon la littérature, pour chaque mode de fonctionnement.

I.7.1. Configuration pour application moteur

La variation de la vitesse des machines synchrones et asynchrones classiques nécessitent la variation de la fréquence des courants statoriques par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur. Généralement, ces deux convertisseurs sont dimensionnés pour faire transiter la totalité de la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70%, en agissant sur l'alimentation des enroulements rotoriques [Riy12].

- **Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur**

Cette classe est dite MADA simple. Les enroulements statoriques sont connectés au réseau triphasé fixe, tandis que le rotor est relié à son propre onduleur (Single Doubly Fed Induction Machine).

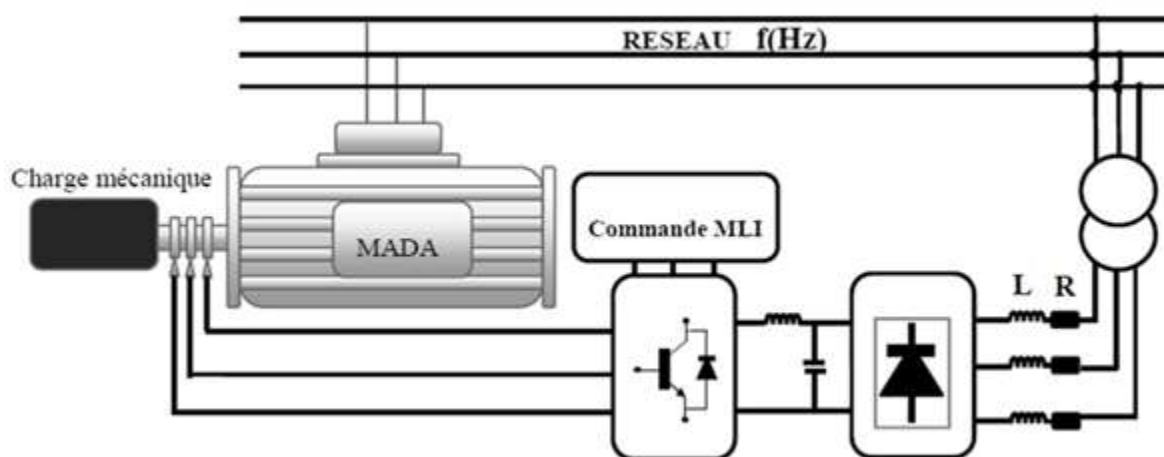


Figure.I.12. Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur

Ce mode d'alimentation n'est pas adapté au fonctionnement à faibles fréquences rotoriques mais le fait de relier le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur permet de dimensionner le convertisseur coté rotor à 30% de la puissance mécanique maximale [Sal 07].

- **Stator relié au réseau, rotor alimenté par un cyclo-convertisseur**

Le remplacement de l'association redresseur-onduleur par un cyclo convertisseur autorise un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau.

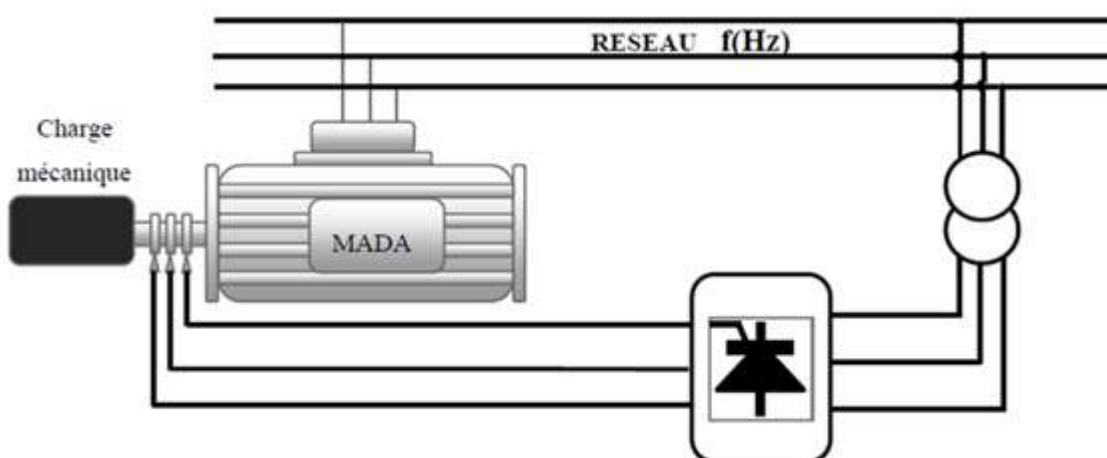


Figure.I.13. Schéma de la MADA dont le rotor alimenté par un cyclo-convertisseur

Chapitre I Etat de l'art de la Machine Asynchrone Double Alimentation

Le principe du cyclo-convertisseur est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cycloconvertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandés [Den 10].

- **MADA alimenté par deux convertisseur sin dépendants**

Dans cette structure on trouve plusieurs configurations possibles. Le stator et le rotor sont alimentés soit :

- Deux cyclo-convertisseurs;
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs;
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun.

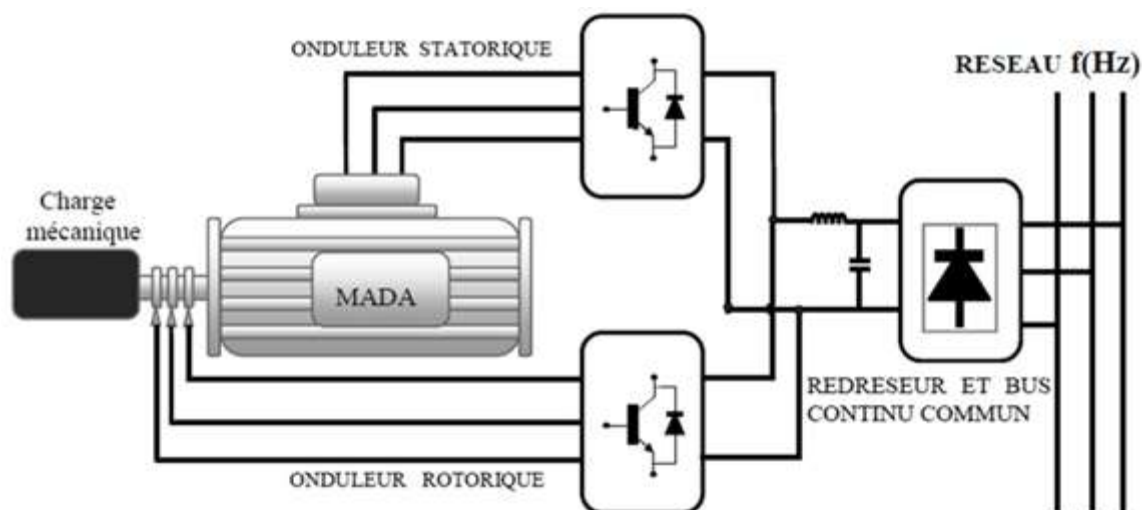


Figure.I.14. Schéma synoptique pour l'alimentation par deux cyclo-convertisseurs.

Grâce à ce type d'alimentation, la MADA possède quatre degrés de liberté ce qui rend son contrôle très souple. On peut donc réguler la vitesse (ou le couple), le flux (statorique, rotorique et d'entrefer), le glissement et le facteur de puissance [Kho06].

I.7.2. Domaines d'application de la MADA

La première application de la MADA est le fonctionnement en moteur sur une grande plage de variation de la vitesse. Dans les machines synchrones classiques et asynchrones à cage d'écuriel, la vitesse de rotation est directement dépendante de la fréquence des courants des bobinages statoriques.

Chapitre I *Etat de l'art de la Machine Asynchrone Double Alimentation*

La solution classique permettant alors le fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine. Ceci est généralement réalisé par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur commandé. Ces deux convertisseurs sont alors dimensionnés pour faire transiter la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70% en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques [Poi-10]. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur. Toutes ces caractéristiques ont permis à la MADA d'être utilisée dans plusieurs applications industrielles telles que :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime
- Les applications de levage, ascenseurs, monte-charge, ...etc.

La même philosophie peut être appliquée au fonctionnement en génératrice dans lequel l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tels que:

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable ;
- Les éoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable ;
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant. Une troisième application intéressante de la MADA consiste à faire fonctionner celle-ci en moteur à vitesse variable à hautes performances avec deux convertisseurs: un au rotor et l'autre au stator [Vid04].

Ce dispositif permet de faire varier la vitesse de rotation depuis l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à six fois celle-ci à puissance constante. Ce mode de fonctionnement présente de nombreux avantages:

- La commande vectorielle permet une bonne maîtrise du flux et du couple sur toute la plage de variation et confère une dynamique particulièrement élevée ;
- Le système se prête très bien aux applications nécessitant d'excellentes propriétés

Chapitre I Etat de l'art de la Machine Asynchrone Double Alimentation

defreinage puisqu'il suffit d'inverser le sens du champ tournant au rotor ;

- Les fréquences d'alimentation sont partagées entre le stator et le rotor, limitant ainsi la fréquence maximale de sortie requise par chaque convertisseur et les pertes fer de la machine ;
- Les puissances traversant les convertisseurs sont également partagées entre stator et rotor évitant ainsi le surdimensionnement de ces convertisseurs.

I.7.3. Avantages et inconvénients de la MADA

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

I.7.3.1. Avantages de la MADA

Comme avantages de la MADA, on peut citer [El.m-10]:

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance.
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse desynchronisme.
- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 %

En faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.

- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor en effet dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs qui alimentent la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.

I.7.3.2. Inconvénients de la MADA

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants [Hou 11] :

Chapitre I Etat de l'art de la Machine Asynchrone Double Alimentation

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus que celle de la machine classique.
- Le cout total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

I.8. Conclusion

La machine asynchrone doublement alimentée est utilisée dans diverses applications soit en mode moteur ou en mode générateur. La MADA représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance, notamment ceux exigeant un large domaine de fonctionnement étendu à puissance constante et une grande plage de variation de la vitesse comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime.

Grâce à sa capacité de fonctionner dans une large gamme de vitesses, la MADA est devenue la solution adaptée pour l'énergie éolienne. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet d'avoir des tensions statoriques à fréquence et amplitude fixes quelque soit la vitesse de rotation de son arbre. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée.

Chapitre I Etat de l'art de la Machine Asynchrone Double Alimentation

Chapitre II

Modélisation et Commande Vectorielle de la MADA

II.1. Introduction

Dans le premier chapitre on a consacré sur l'étude de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), tels que la description, mode des fonctionnements et aussi que l'utilité de la MADA.

Le but de faire translater les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine asynchrone ; *Blashke*(1971) et *Hasse* ont proposé une méthode de contrôle vectoriel de la machine asynchrone. Et dans ce sens, la commande vectorielle dite aussi (commande à flux orienté) devient d'une importance majeure puisqu'elle résoudre les problèmes du couplage des variables de la machine [Akk10].

II.2. Modélisation de la MADA

Une machine asynchrone à double alimentation est une machine à courant alternatif dont la vitesse varie en fonction de la charge. Comme la machine asynchrone, elle se compose d'un primaire dit stator qui est fixe, et d'un secondaire qui est le rotor de forme cylindrique qui est mobile.

Le stator est alimenté par un système triphasé de tension. Il en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine, où sa vitesse est :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{II.1})$$

ω_s : La pulsation du réseau d'alimentation triphasé,

p : Le nombre de paire des pôles du champ magnétique qui apparaît au niveau du stator.

Dans ce qui suit on va présenter la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.

II.2.1. Modèle triphasé de la MADA

Les équations générales de la machine asynchrone à double alimentation dans un repère triphasé (abc) sont données comme suit [Gal 10]-[Abd 13]-[Ben 19].:

Sous les hypothèses précédentes et en utilisant La loi de Faraday et la loi d'Ohm, Les équations des tensions statorique, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle par :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Et les équations des tensions rotorique, peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3}) \text{ Grandeurs}$$

$$\text{statorique} \begin{cases} [V_s] = [v_{as} v_{bs} v_{cs}]^T \\ [I_s] = [i_{as} i_{bs} i_{cs}]^T \\ [\varphi_s] = [\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^T \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Grandeur rotorique} \begin{cases} [V_r] = [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T \\ [\varphi_r] = [\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Les flux statorique et rotorique instantanés par phase, sont donnés par équations magnétiques suivantes :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Où :

R_s, R_r : sont respectivement les résistances statorique et rotorique.

L_s, L_r : inductances propres statorique et rotorique.

M_{sr} : inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

M_s : inductances mutuelles entre les phases statorique

M_r : inductances mutuelles entre les phases rotorique.

Avec:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

II.2.1. Transformation de Park

La transformation de R.H.Park appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires indice o, d'axe directe (indice d), d'axe quadrature (indice q) [Cha 10]-[Ben 19].

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet de passer d'un système triphasé à un système diphasé exprimé dans le repère (d, q) où les éléments sont continus, ce qui simplifie la résolution des équations.

La transformation de Park définie par la matrice de rotation $[P(\theta)]$ qui est donnée sous la forme suivante [Nes 07] [Ben 19] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta \cos(\theta - 2\pi/3) \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta \quad -\sin(\theta - 2\pi/3) \quad -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Lemodèle de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit :

• **Tensions**

$$\begin{cases} [V_{dq0}]_s = [P(\theta_s)][V_s] \\ [V_{dq0}]_r = [P(\theta_s - \theta)][V_r] \end{cases} ; \begin{cases} [V_s] = [P(\theta_s)]^{-1}[V_{dq0}]_s \\ [V_r] = [P(\theta_s - \theta)]^{-1}[V_{dq0}]_r \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

• **Courants**

$$\begin{cases} [I_{dq0}]_s = [P(\theta_s)][I_s] \\ [I_{dq0}]_r = [P(\theta_s - \theta)][I_r] \end{cases} ; \begin{cases} [I_s] = [P(\theta_s)]^{-1}[I_{dq0}]_s \\ [I_r] = [P(\theta_s - \theta)]^{-1}[I_{dq0}]_r \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

• **Flux**

$$\begin{cases} [\varphi_{dq0}]_s = [P(\theta_s)][\varphi_s] \\ [\varphi_{dq0}]_r = [P(\theta_s - \theta)][\varphi_r] \end{cases} ; \begin{cases} [\varphi_s] = [P(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{dq0}]_s \\ [\varphi_r] = [P(\theta_s - \theta)]^{-1}[\varphi_{dq0}]_r \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

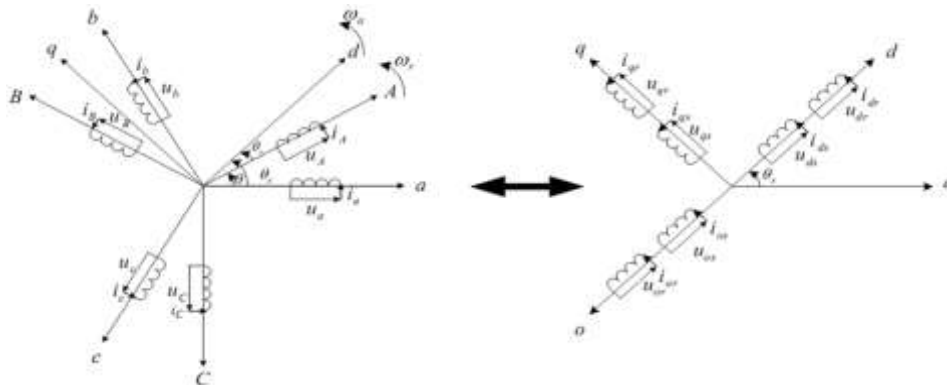


Figure. II.1. Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

II.2.3. Le choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels, le choix d'un référentiel se fait selon le problème étudié [Ard 16]

Il existe trois choix importants où on peut fixer le référentiel ($d q$) :

- Au stator
- Au rotor
- Au champ tournant ;

a. Référentiel lié au stator

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (\text{II.14})$$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation [Ela 04]-[Bek 14][Ben 19]..

b. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel, appelé souvent stationnaire, est caractérisé par la relation suivante :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (\text{II.15})$$

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

c. Référentiel lié au champ tournant

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = g \cdot \omega_s = \omega_r \quad (\text{II.16})$$

Ce type de référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs à fréquence variable. Son modèle permet d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent d'où la facilité de régulation. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines [Gai 10]- [Ben 19]..

II.2.4. Modèle de la MADA lié au système d'axes (d, q)

On représente les équations de la MADA dans le repère biphasé ($d q$)

En multipliant les systèmes des équations (II.12) et (II.13) par la matrice de Park, on obtient :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

En multipliant les systèmes des équations (I.6) et (I.7) par la matrice de Park, on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sd} i_{rq} - \varphi_{sq} i_{rd}) \quad (\text{II.18})$$

II.3. Généralités sur la commande par flux orienté :

Les machines à courant continu (MCC) occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Ces dernières ont une qualité intrinsèque : elles permettent un contrôle séparé du flux et du couple.

$$C_{em} = k \phi_f I_a = k' I_f I_a \quad (\text{II.19})$$

Avec :

ϕ_f flux imposé par le courant d'excitation I_f (indépendant de I_a si la réaction d'induit est négligeable).

À flux constant, le couple peut être réglé par I_a . La production du couple et la création de flux sont indépendants.

Nous avons l'objectif d'un pilotage vectoriel [Nac06]. La commande vectorielle dont sa théorie est développée à pour but de donner à la machine à induction (même la machine synchrone) les mêmes performances que la MCC à excitation indépendante dont le couple est régi par le courant I_a et I_f le courant inducteur pour la commande de flux. Ce mode est étendu par la commande vectorielle (flux orienté) à la machine à induction en cas général [Nac02].

Il existe trois types d'orientation du flux [Mer 08] :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions ;
- Orientation du flux statorique avec les conditions ;

- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions.

Dans notre cas l'orientation du flux statorique est la méthode choisie.

II.4. Principe de la commande vectorielle :

Dans ce type de commande, la machine est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Cette analogie est représentée par la figure (II.1). Le courant i_{dr} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant i_{qr} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes i_{dr} et i_{qr} sont mutuellement découplées.

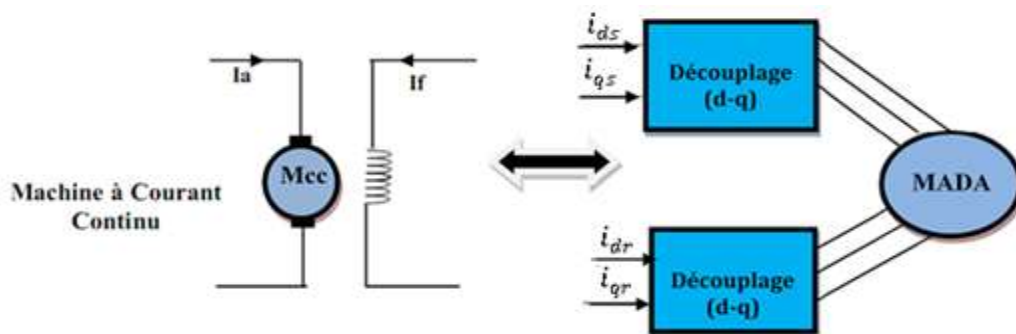


Figure. II.2. Analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone.

II.5. Types de Commande vectorielle

Dans la commande vectorielle directe on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirect, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelque approximation [Che 05].

II.5.1. Commande vectorielle directe

Ce mode de contrôle est ainsi appelé par ce qu'une régulation du flux statoriques ϕ_s est introduite par une boucle de contre réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ses variation. Dans son essence, la commande directe doit être réalisée par la mesure du flux. Cependant c'est la deuxième solution (estimation du flux statorique) qui est généralement retenue puisque la mesure du flux nécessite l'utilisation des capteurs placés dans l'entrefer de la machine, opération généralement délicate à réaliser [Dou 01].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variation de paramètres de la machine [Akk10].

II.5.2. Commande vectorielle indirect

Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre-réaction en utilisant un régulateur PI. La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de la température surtout pour la constante de temps rotorique T_r [Akk10].

II.5.3. Comparaison entre les deux types de commande

Commande vectorielle indirect CVI	Commande vectorielle direct CVD
*Elle est simple.	*Exige des capteurs de flux.
*Plus facile à implémenter	*Elle est un peu couteuse.
*Elle consiste à ne pas mesurer le flux de la machine, mais à le supposer être établi en régime permanent à la valeur désirée.	*Le contrôle vectoriel direct consiste à estimer le flux (ou le mesurer) de la machine pour pouvoir le réguler.
*Elle n'exige pas de capteurs de flux. Donc il n'y aura pas de régulation de flux.	*Le choix de θ_s référence sera tel que la machine soit à la limite de la saturation et tel que le modèle linéaire reste valable.
*Méthode plus attractive et plus utilisée.	
*Elle peut être utilisée pour le contrôle dans les basses vitesses.	*Elle comporte 4 boucles de régulation.
*Elle comporte 3 boucles de régulation.	*Estimer θ_s pour l'utilisation de la transformation de Park.
*On devra tout de même estimer θ_s pour l'utilisation de la transformation de Park à partir du flux supposé.	*On constate une très grande amélioration apportée sur l'établissement du couple et, en conséquence, sur la dynamique de la vitesse, par le contrôle direct du flux par rapport à ce qui est obtenu avec un contrôle indirect.

Tableau. II.1. Comparaison entre les commandes vectorielles directe et indirecte.

II.6. Commande vectorielle de la MADA

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe ($d-q$) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [Tam 06].

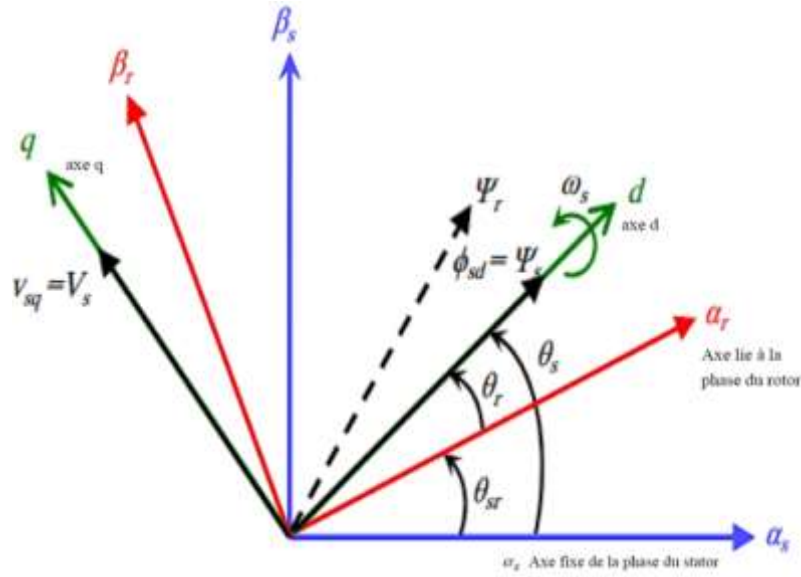


Figure. II.3. Orientation de la tension et de flux statorique.

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel $(d-q)$ lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure (II.2).

On obtient :

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \& \varphi_{sq} = 0$$

A partir de l'équation du flux statorique et suivant la condition d'orientation du flux, les courants statorique s'expriment par :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{(\varphi_{sd} - M i_{rd})}{L_s} \\ i_{sq} = \frac{-M i_{rq}}{L_s} \end{cases} \quad (II.20)$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sd} - M \cdot i_{rd}) \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sq} - M \cdot i_{rq}) \end{cases} \quad (II.21)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rd} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad (II.22)$$

En introduisant les équations (II.15) dans l'équation (II.20) on trouve :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{ds} - \sigma L_r \omega_r i_{qr} \\ V_{qr} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{qs} - \frac{M}{L_s} \phi_s \omega + \omega_r \sigma L_r i_{dr} \end{cases} \quad (II.23)$$

II.6.1. Structure de la commande vectorielle directe

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à fluxstatorique orienté sur l'axe d est montré par la figure ci-dessous.

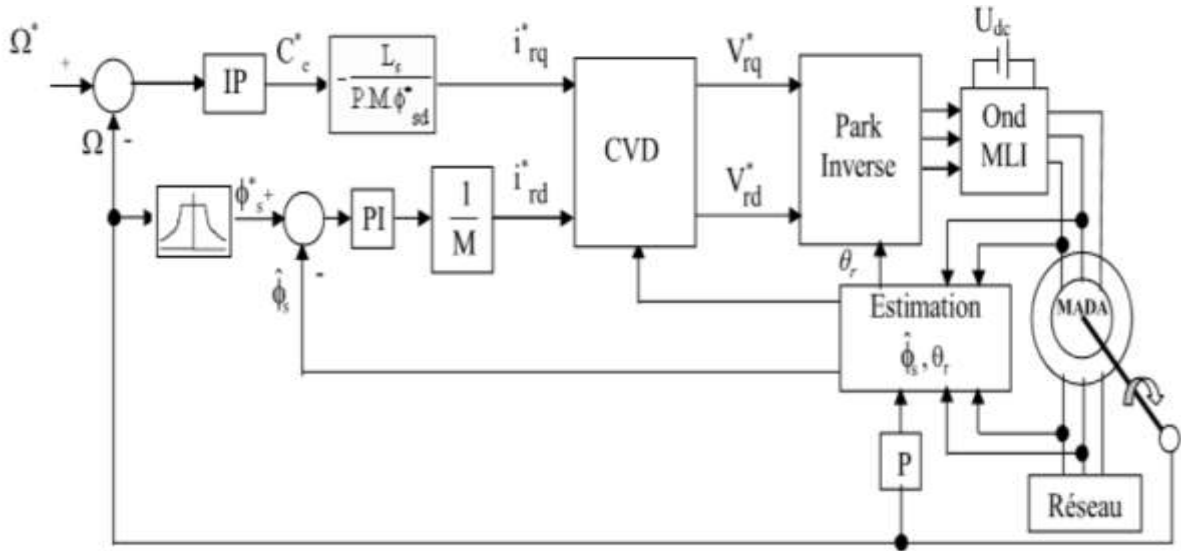


Figure II.4.Principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

II.6.2. Dimensionnement des régulateurs :

➤ **Les régulateurs des courants rotoriques :**

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI).

➤ **Régulation du courant rotorique directe :**

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (II.58) et par l'annulation de E_d par le terme de compensation

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r i_{dr} + \sigma R_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r s) i_{dr} \quad (II.24)$$

$$\frac{i_{dr}}{V_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r s} \quad (II.25)$$

La boucle de régulation de courant i_{dr} peut se présenter par le schéma bloc de la figure (II.5)

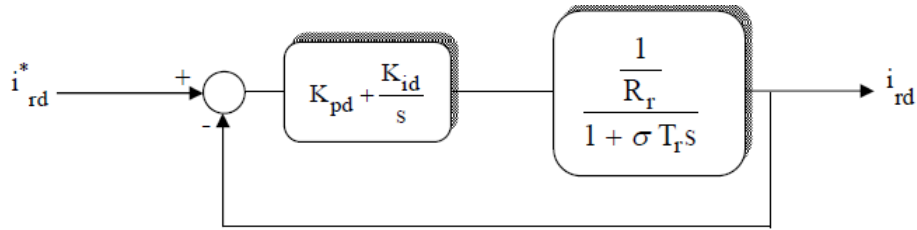


Figure. II.5. Schéma de régulation de courant i_{dr} .

II.7. Résultats des simulations de la MADA sans application de commande

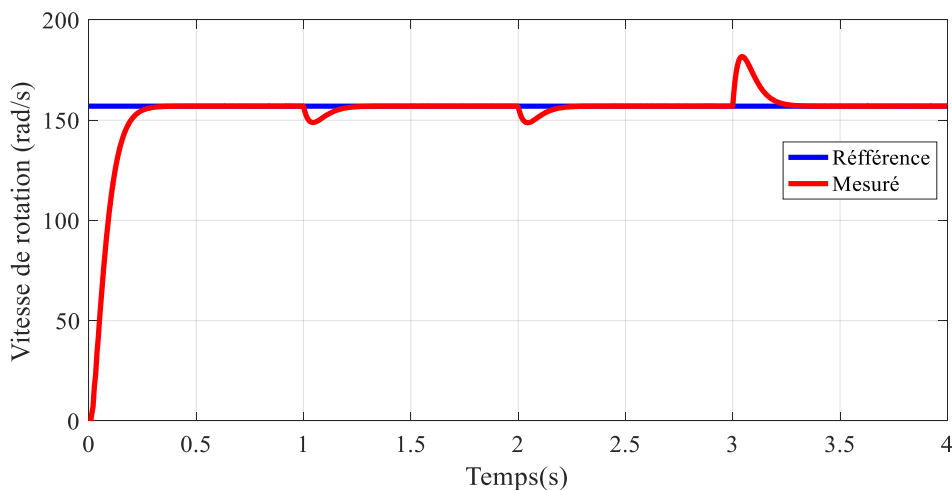
Toutes les simulations des commandes présentées dans ce projet sont réalisées sur un moteur asynchrone à double alimentation (MADA) où le stator est connecté directement au réseau (220 V et 50 Hz) et le rotor est alimenté à travers un onduleur de tension commandé par la technique MLI et piloté par une commande vectorielle directe (CVD) par orientation du flux statorique, dont les paramètres du MADA sont mentionnés dans l'annexe.

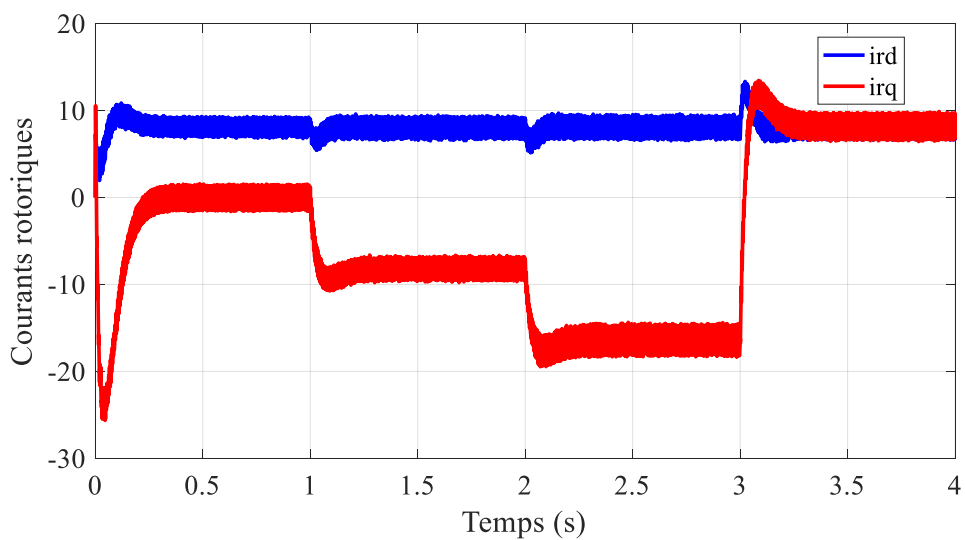
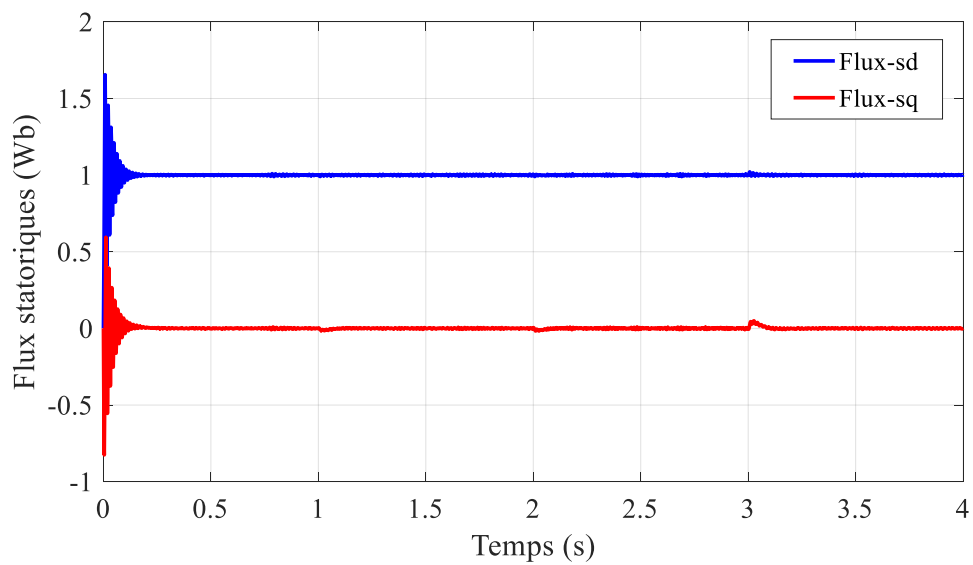
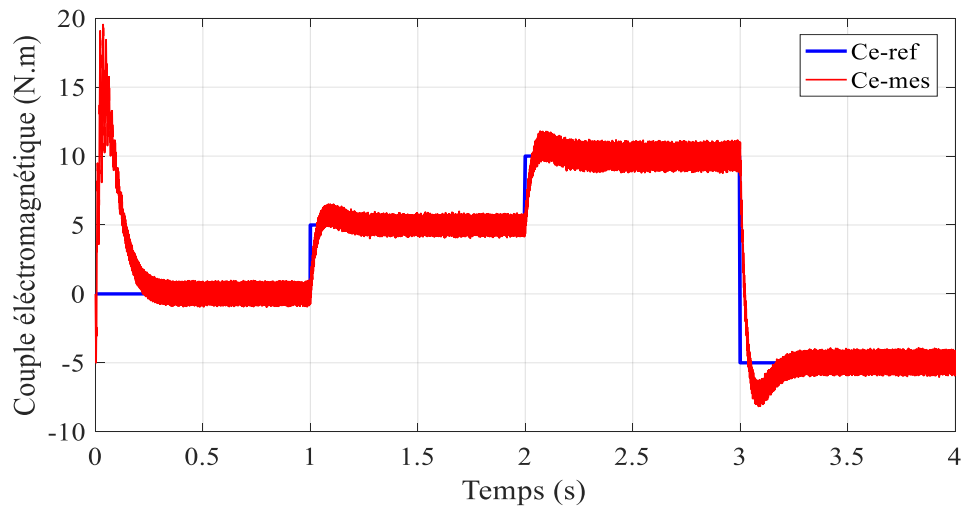
II.7.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

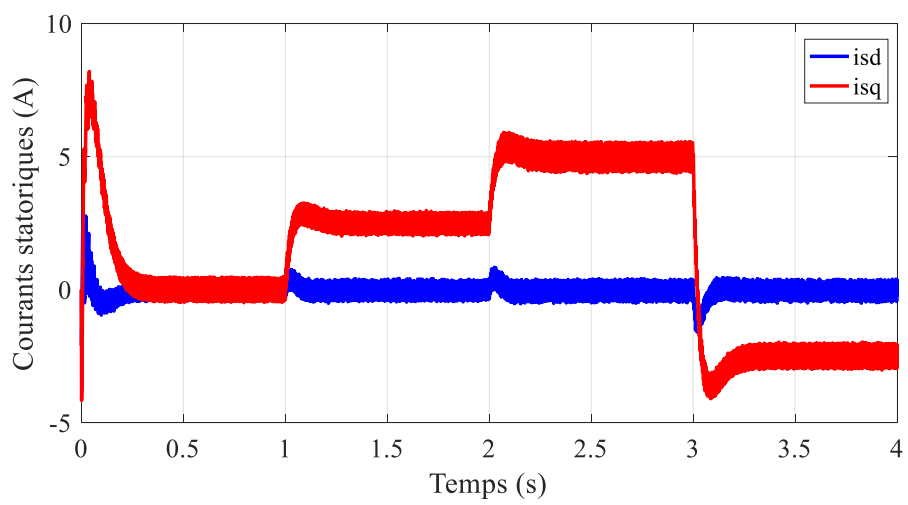
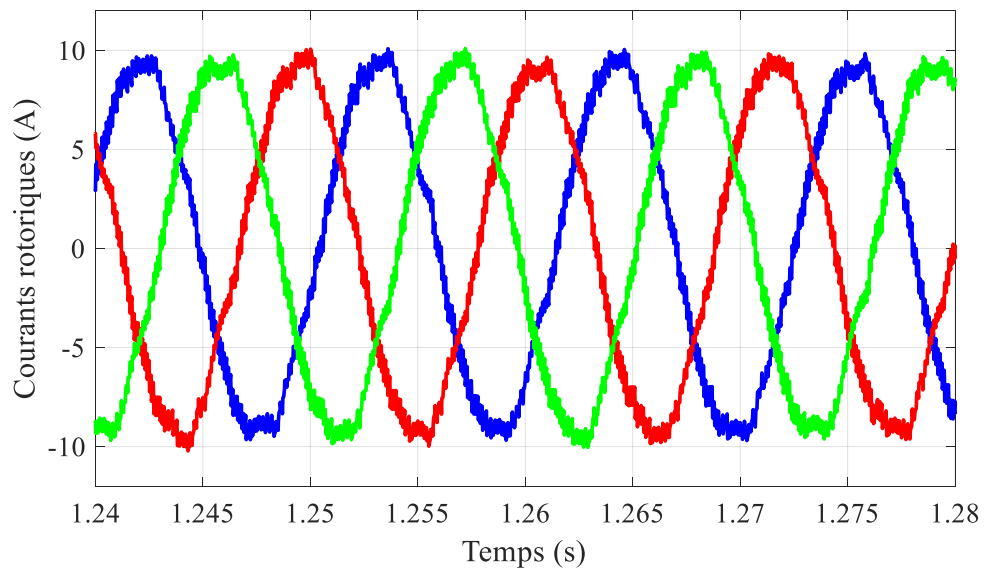
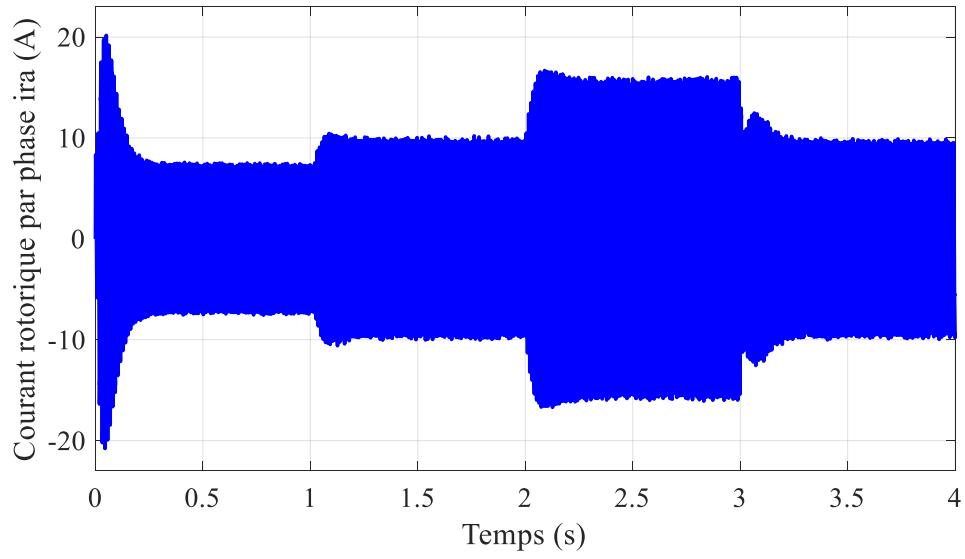
Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suite :

Temps (Sec)=[0 1 2 3] ;

C_r (N.m)=[0 5 10 -5].







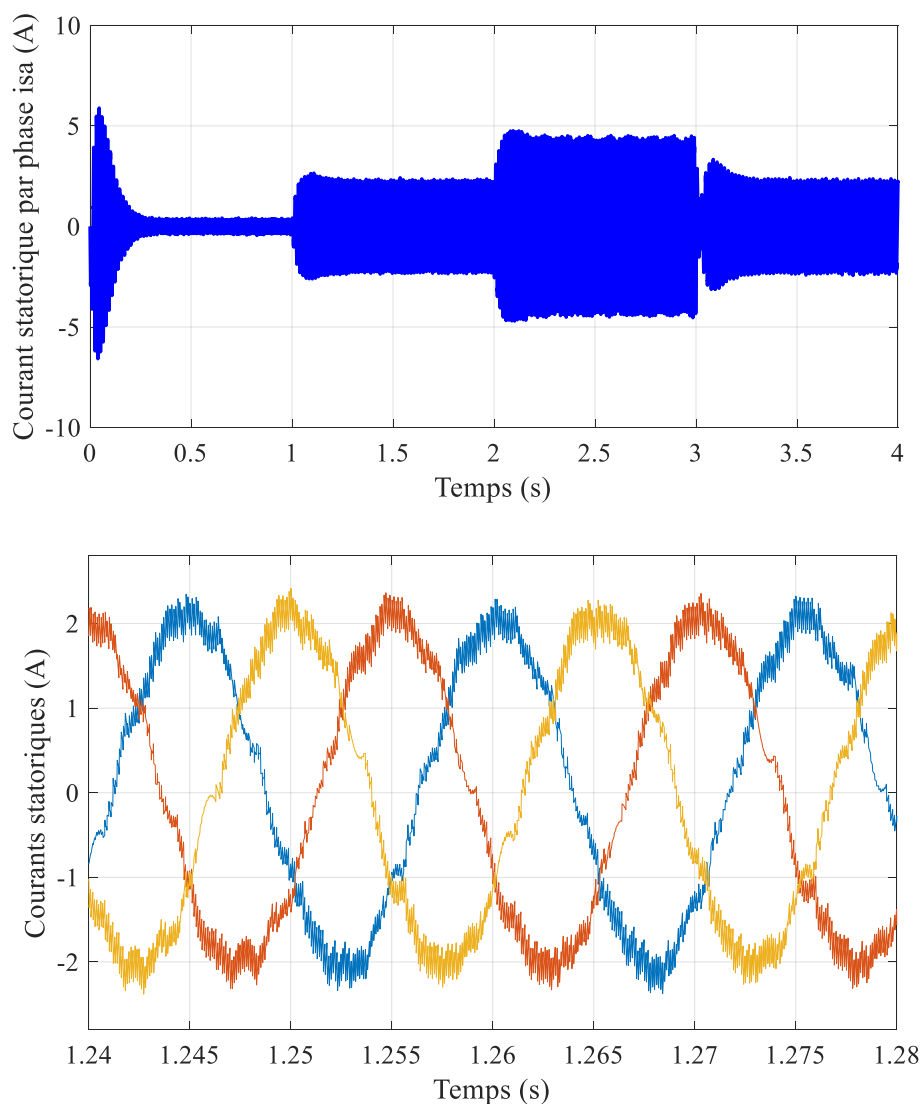


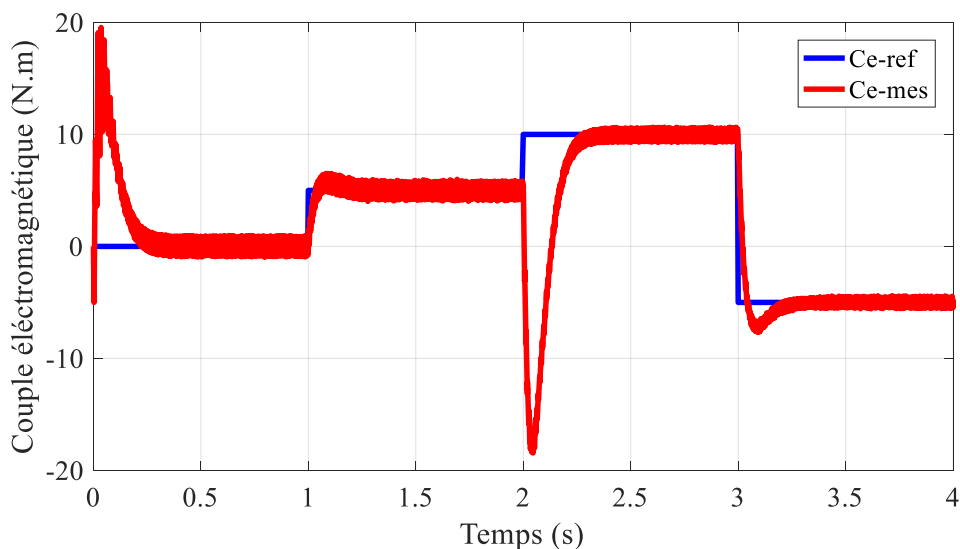
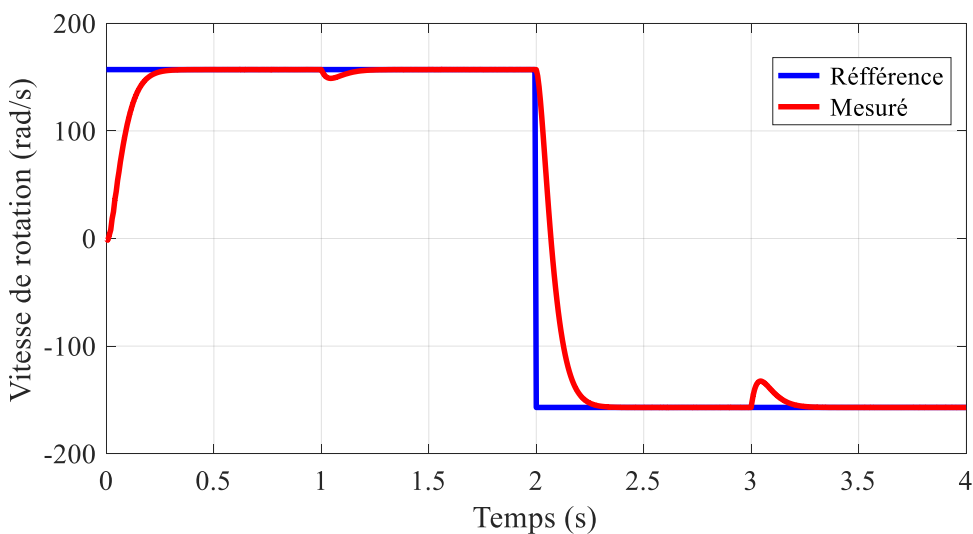
Figure.II.13. Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.

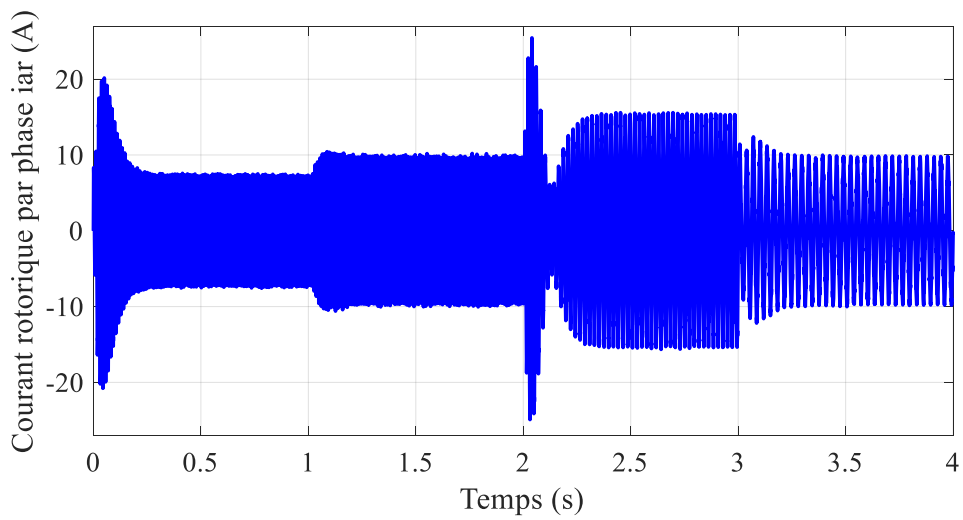
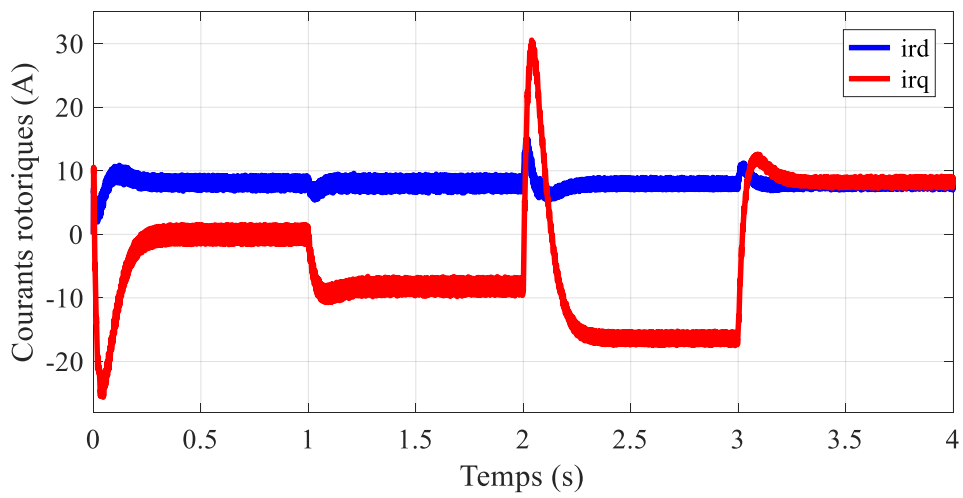
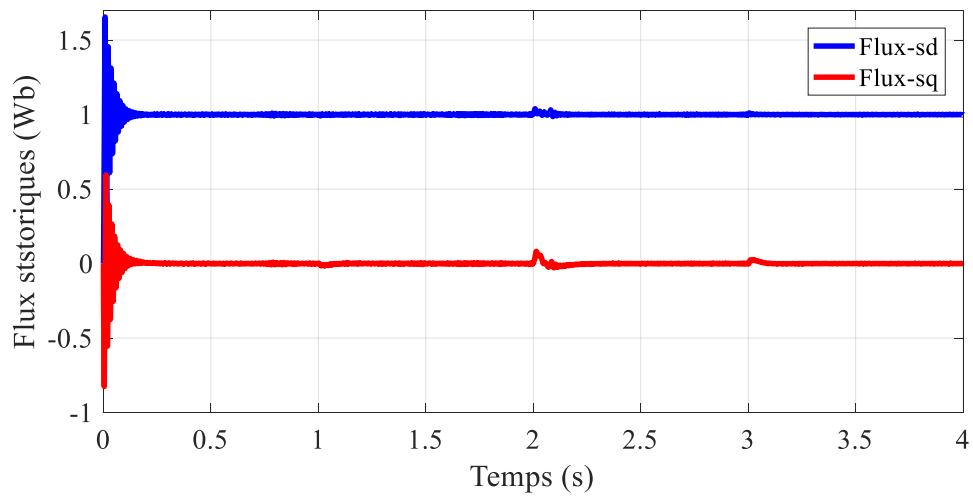
II.7.2. Inversion du sens de rotation :

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique, trois tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le deuxième par la variation de la résistance rotorique et le troisième par la variation du moment d'inertie.

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe du MADA, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5 N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec. Les résultats obtenus (voir la figure II.20) montrent clairement que :

La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 0.4 sec. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise aussi au bout de 0.2 sec, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -27 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Les allures des flux statoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.





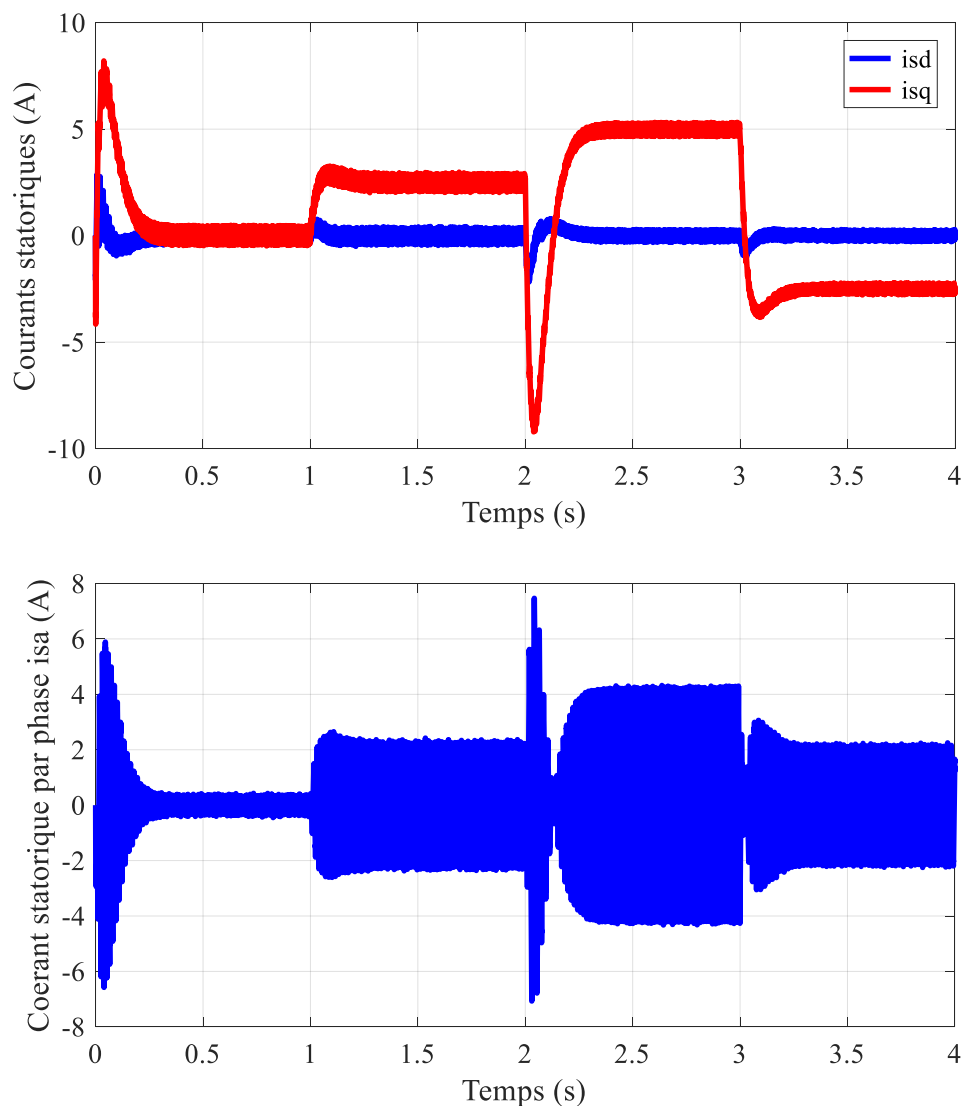


Figure.II.14. Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.

II.8. Conclusion :

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone à double alimentation, reste la méthode la plus répandue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

De plus, afin d'estimer de l'efficacité de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués où les résultats donnent le degré de robustesse de la MADA qui à notre avis est acceptable. Les résultats des simulations en mode de régulation de vitesse, nous conduisent à dire que la MADA commandée vectoriellement constitue un véritable variateur électrique de

Chapitre II ***Modélisation et Commande Vectorielle de la MADA***

vitesse. Cependant les performances obtenues ne seront plus meilleures que lorsque ce type de contrôle est associé à un bon choix du référentiel.

Notre prochain chapitre est consacré à l'étude d'une (Commande sans capteur de vitesse par la méthode (MRAS) du moteur à double alimentation.

Chapitre III

Estimation de la Vitesse Rotorique par la Méthode MRAS

III.1. Introduction

Les machines électriques les plus utilisées dans les entraînements électriques sont les machines asynchrones Asynchrone Doublement Alimentée(MADA). La commande de la MADA s'appuie sur la mesure des grandeurs physiques, la vitesse ou la position du rotor, les courants statoriques et rotoriques. Pour toutes ces, il est intéressant d'étudier la suppression du capteur mécanique et de le remplacer par des estimateurs ou observateurs de la vitesse ou de la position basés sur la mesure des grandeurs électriques de la machine.

La méthode basé sur le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) en l'anglais (Model Reference Adaptive System) Ce chapitre est organisé de la manière suivante, au début nous allons présenter les différentes structures de base de la MRAS, ensuite nous développerons l'étude théorique de la méthode d'estimation choisie afin de l'appliquer à notre machine, enfin on passera à la simulation et à l'analyse des résultats obtenus.

III.2. Généralités sur Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS)

La MRAS a été initialement introduite pour la machine asynchrone par *C. Schauderen 1989*, la méthode est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation, le système adaptatif à modèle de référence est basé sur la comparaison des sorties des deux estimateurs. Le modèle de référence est indépendant de l'information de la vitesse alors que le modèle adaptatif en dépend. Basé sur l'idée de *Landau*, qui a utilisé le critère de *Popov* sur l'hyper stabilité, les deux modèles sont comparés. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse en appliquant la théorie de Lyapunov ou le critère de l'hyper-stabilité de Popov. Cette vitesse est utilisée dans le modèle ajustable) [Ken 12]-[Rez 09]-[Meb 11].

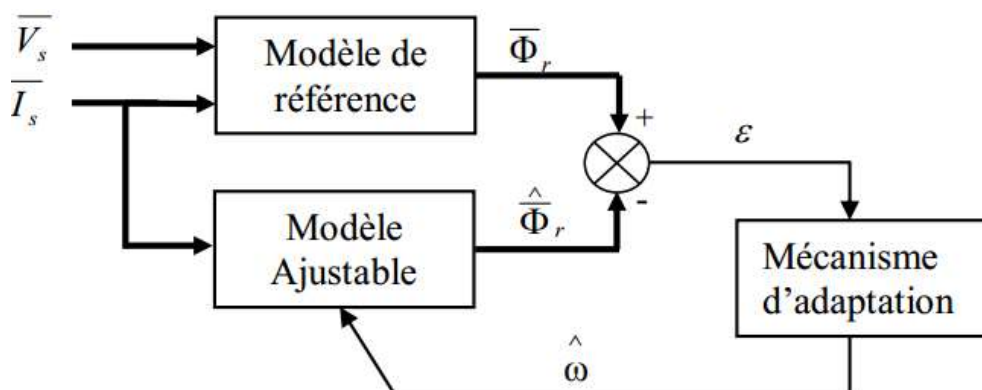


Figure.III.1.Configuration de base de la méthode MRAS.

III.3. Structures des systèmes de commande adaptative avec modèle de référence

Il y a trois structures de systèmes adaptatifs.

III.3.1. Structure parallèle

La Figure III.2. Illustré la structure le plus utilisée, elle est connue par la méthode de l'erreur de sortie dans le cas de l'identification [Dri 18].

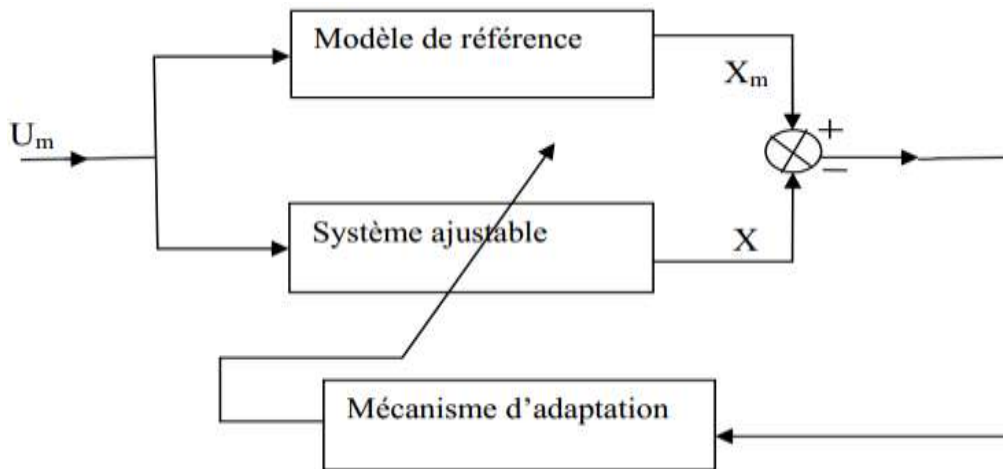


Figure. III.2. Structure parallèle.

III.3.2. Structure série

Cette structure est souvent connue comme la méthode de l'erreur d'entrée. Dans cette structure le modèle de référence et le système ajustable sont en série Figure III.3 [Sal 07].

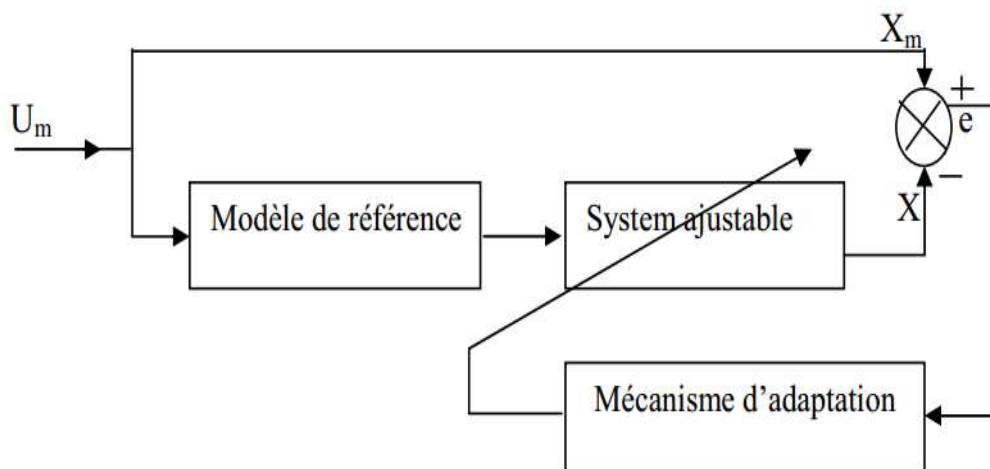


Figure. III.3. Structure série.

III.3.3. Structure série parallèle

Deux cas possibles à partir de cette structure :

- Le système ajustable est placé d'une part en série avec le modèle de référence d'autre part, en parallèle avec celui-ci Figure III.4.
- Le modèle de référence est placé d'une part en série avec le système ajustable d'autre part en parallèle avec celui-ci (Figure III.5) [Sal 07]-[Dri 18].

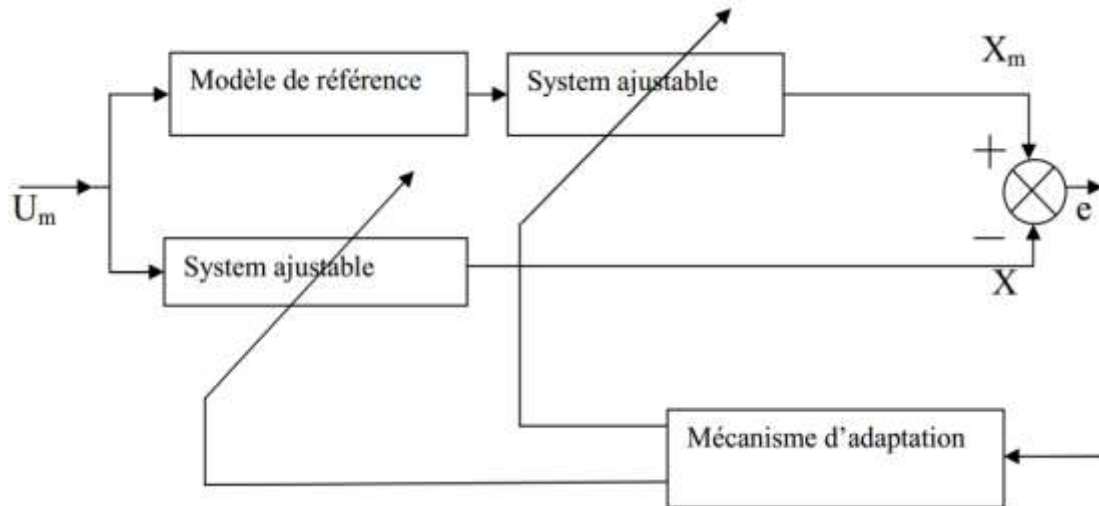


Figure. III.4. Structure série-parallèle.

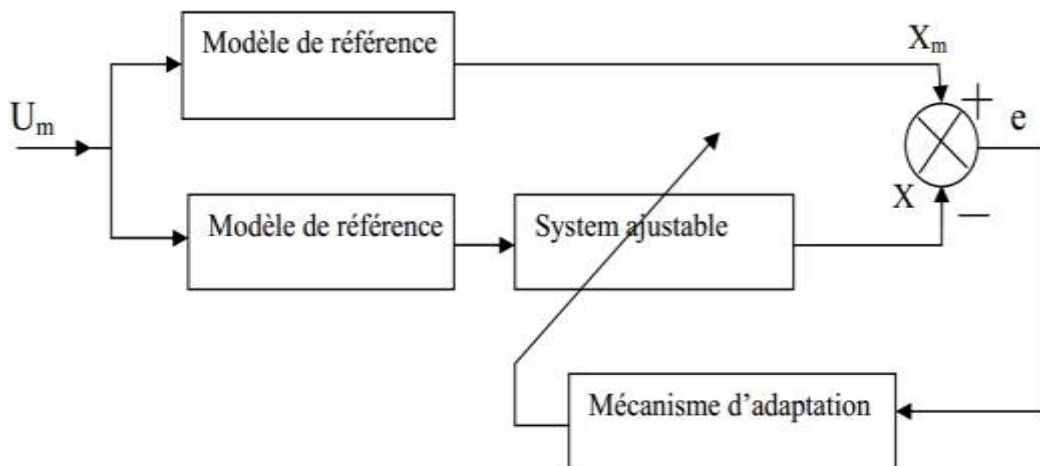


Figure. III.5. Structure série-parallèle.

III.4. Estimation de la vitesse avec modèle

Ces techniques d'estimation consistent principalement en l'utilisation d'estimateur ou d'observateur pour reconstituer la vitesse exclusivement à partir des courants et des tensions mesurables [Bek 18]-[Add 15].

III.4.1. Méthodes à base d'observateur

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire, des entrées imposées et des sorties mesurées.

L'observation se fait en deux parties Figure.III.6.la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèle proche du système (modèle mathématique du système). Ensuite, la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (Erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain. Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés et dynamiques du système dont on veut effectuer l'observation des états [Che14].

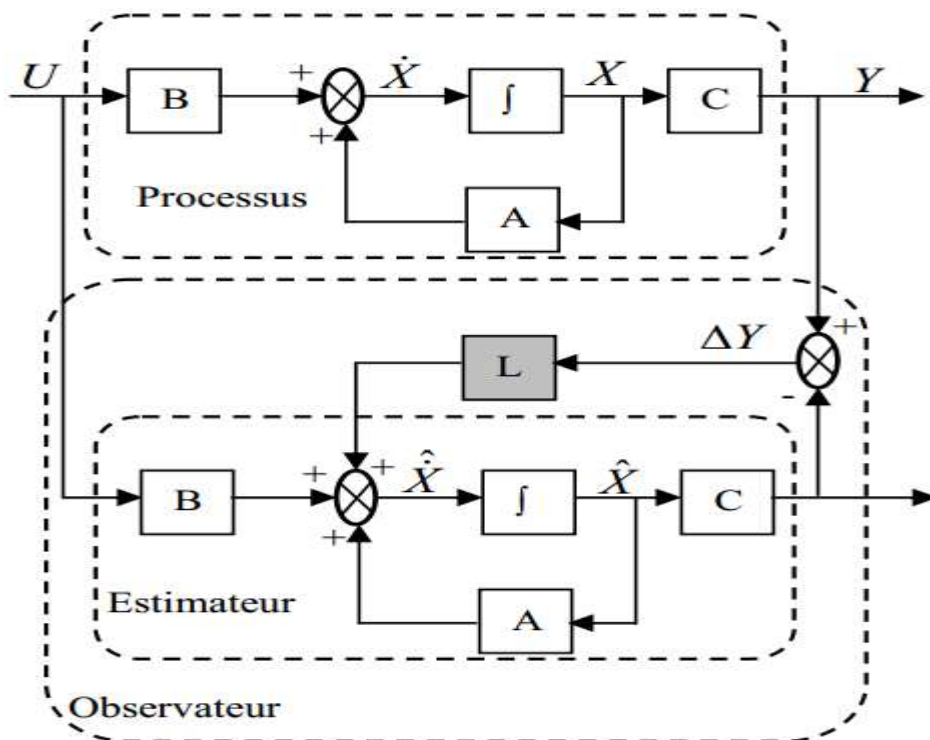


Figure. III.6. Schéma fonctionnel d'un observateur.

Suivant la nature du modèle du système, nous rencontrons deux types d'observateurs; linéaires et non-linéaires. D'autre part, et suivant la technique utilisée, nous distinguons des observateurs déterministes et stochastiques.

III.4.2. Estimation de la vitesse par la technique de MRAS

Le système adaptatif à modèle de référence (Model Reference Adaptive System), est introduit par la comparaison des sorties des deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable (adaptatif). L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse en appliquant la théorie de Lyapunov ou le critère de l'hyper-stabilité de Popov. Cette vitesse est utilisée dans le modèle ajustable.

L'estimateur MRAS se base sur la comparaison des flux, des courants, des forces électromotrices ou des puissances réactives instantanées. Chaque structure présente ces avantages et ses inconvénients. La plus populaire de ces méthodes, c'est celle basée sur le flux rotorique, malgré sa simplicité et ses performances qu'il présente. Cette approche souffre de sa dépendance vis-à-vis des variations de la résistance statorique plus les difficultés qu'il présente à la présence d'intégration pure dans le modèle de référence.

Pour résoudre ce type de problème, plusieurs solutions ont été proposées par plusieurs chercheurs. Parmi ces techniques, MRAS basé sur la puissance réactive instantanée pour estimer la vitesse ; cette stratégie présente des performances insuffisantes. Un autre type de MRAS basé sur la force électromotrice est développée, les travaux publiés montrent que cette technique souffre de problèmes d'instabilité à basse vitesse et lors de variation de la résistance statorique. Pour palier à ce problème, une autre approche est développée basée sur le flux rotorique pour estimer la vitesse et la résistance statorique simultanément, la stabilité de l'algorithme proposé et synthèse des mécanismes d'adaptation sont réalisées en utilisant la théorie de l'hyper-stabilité de Popov [Zao 18]-[Ben 17]-[Vas 03]-[Mou 15].

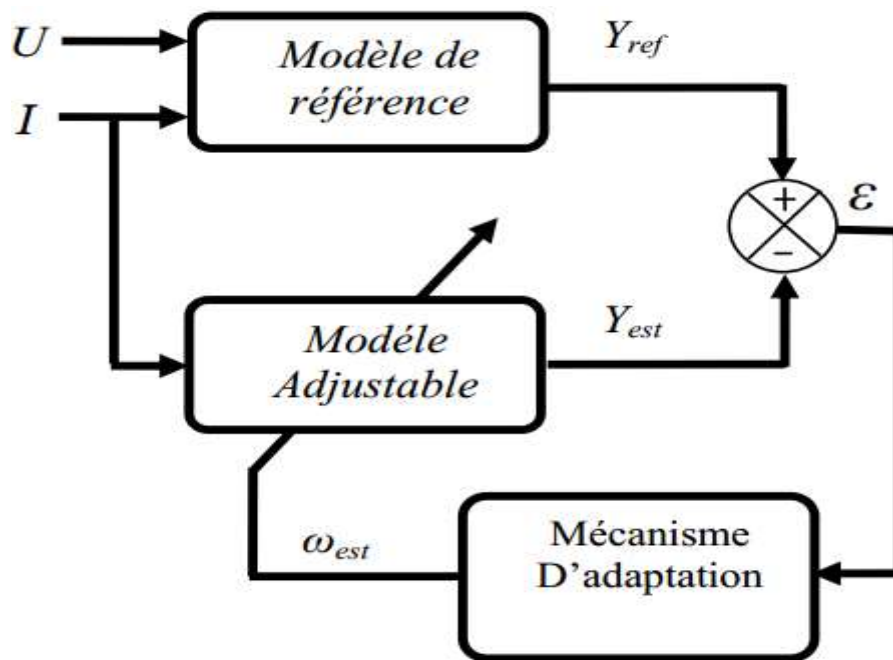


Figure. III.7. Configuration de base de la méthode MRAS.

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable de sortie Y , tels que :

1. MRAS basé sur le flux rotorique,
2. MRAS basé sur l'estimation de la f.e.m,
3. MRAS basée sur la puissance réactive instantanée,
4. MRAS basé sur le courant statorique.

III.5. Estimation de la vitesse sans modèle

III.5.1. Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine

Généralement, les machines asynchrones sont théoriquement conçues symétriques et ne doivent pas comporter de saillances. Donc la machine présente des saillances à cause des imprécisions (comme l'excentricité), de l'existence des encoches rotoriques et du phénomène de saturation. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettant au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse. On peut dénombrer diverses techniques pour l'estimation de la vitesse utilisant cette donnée physique de la machine liée à la présence de saillances. L'insensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine constitue l'un des grands avantages pour ces techniques en

Chapitre III Estimation de la Vitesse Rotorique par la Méthode MRAS

centre partie de l'exigence de moyens performant en termes de traitement du signal. Le défi reste donc dans la réalisation de l'estimation de temps réel, spécialement pour les commandes bouclées, [Kou08]-[Che 09]

III.5.2. Estimation basée sur l'intelligence artificielle

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux neurones sont tous des techniques du calcul numérique à base d'intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l'informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l'ingénierie. Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes [Kim 01]-[Meb 11]. Leurs robustesses.

Sont très bonnes même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur le système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique.

Dans cette partie, une étude sera dédiée à présenter l'estimateur de vitesse MRAS basée sur le flux rotorique, les résultats de simulation seront donnés vers la fin.

IV.6. Application du MRAS à l'estimation des grandeurs mécaniques de la MADA

Dans ce qui suit, on étudie un estimateur MRAS basé sur le flux rotorique pour l'estimation de la vitesse de rotation de la MADA. En premier lieu, on introduit, la structure de MRAS, ensuite, en se basant sur la convergence de cet estimateur, le flux et la vitesse seront déterminée. Finalement la validité de l'estimateur sera vérifiée par simulation.

Dans le cas de la MADA, nous optons pour l'estimation de la position du rotor à partir de deux modèles de flux statoriques, une conséquence de la loi de commande adoptée et basée sur l'orientation de ce flux. Par dérivation de la position estimée nous en déduisons la vitesse de rotation du rotor.

- **MRAS basé sur le flux rotorique**

Différentes méthodes de la *MRAS* ont été proposées par les chercheurs, la première, est celle qui utilise le flux rotorique de la machine, et qui se base sur le modèle en tension choisi comme référence, et le modèle en courant qui sera le modèle ajustable.

Pour estimer la vitesse, on compare le flux obtenu avec les équations statoriques et les équations rotoriques. La différence entre les sorties des deux estimateurs de flux est utilisée pour corriger l'erreur par un correcteur PI qui donne la valeur de la vitesse estimée [Rez 09]-[Meb 11]-[Zao 18].

- **Modèle de référence :**

En se basant sur les équations de tension et les équations du flux statorique et rotorique du modèle de la machine dans le repère fixe (α, β), on peut écrire [Che 14] :

$$v_{s\alpha\beta} = R_s i_{s\alpha\beta} + \left(\frac{d\varphi_{s\alpha\beta}}{dt} \right) \quad (\text{III.1})$$

$$\varphi_{s\alpha\beta} = L_s i_{s\alpha\beta} + M i_{r\alpha\beta} \quad (\text{III.2})$$

$$\varphi_{r\alpha\beta} = L_r i_{r\alpha\beta} + M i_{s\alpha\beta} \quad (\text{III.3})$$

De l'équation (III.2), nous avons : $i_{r\alpha\beta} = \frac{1}{M} (\varphi_{r\alpha\beta} - L_s i_{s\alpha\beta})$, remplaçons cette équation dans (III.3) tout en dérivant le résultat, on obtient :

$$\frac{d\varphi_{r\alpha\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \frac{d\varphi_{s\alpha\beta}}{dt} + \left(M - \frac{L_r L_s}{M} \right) \frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (\text{III.4})$$

Et de (III.1), on trouve :

$$\frac{d\varphi_{s\alpha\beta}}{dt} = v_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta} \quad (\text{III.5})$$

En remplaçons (III.5) dans (III.4), on obtient :

$$\frac{d\varphi_{r\alpha\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} (v_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta}) + \left(M - \frac{L_r L_s}{M} \right) \frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (\text{III.6})$$

Finalement, on peut écrire les équations de ce *modèle référence* comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

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

• **Modèle Adaptatif**

En utilisant les équations des tensions rotoriques, on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = v_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \cdot \varphi_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = v_{r\beta} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} - \omega \cdot \varphi_{r\alpha} + \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

On voit bien que la vitesse ω apparaît explicitement dans (III.8), Pour estimés le flux et la vitesse, tel que le courant du stator sera considéré comme entrée mesurable le système (III.8) s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{\varphi}_{r\alpha} = v_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \hat{\omega} \cdot \hat{\varphi}_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} \hat{\varphi}_{r\beta} = v_{r\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\beta} - \hat{\omega} \cdot \hat{\varphi}_{r\alpha} + \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

L'algorithme d'adaptation est choisi de façon à faire converger le modèle ajustable vers le modèle de référence en minimisant l'erreur et avoir une stabilité du système.

• **Mécanisme d'adaptation**

L'entrée de ce mécanisme est activée par l'erreur entre φ_{ref} et $\hat{\varphi}_r$. effectuons la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable, il vient :

$$\frac{d}{dt} \varphi_{ref} - \frac{d}{dt} \hat{\varphi}_r = \frac{d}{dt} e \quad (\text{III.10})$$

Après le calcul on obtient :

$$\frac{d}{dt} e = \left(-\frac{1}{T_r} + j\hat{\omega} \right) e + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\varphi}_r \quad (\text{III.11})$$

L'équation précédente, peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_\alpha \\ \frac{d}{dt} e_\beta \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} - \omega \\ \omega - \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\varphi}_{r\alpha} \\ +\hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Ou :

$$\dot{e} = [A]e - [W] \quad (\text{III.13})$$

Avec

$$[A] = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix}, [W] = (\omega - \hat{\omega}) \underline{\hat{\varphi}}_r$$

Chapitre III Estimation de la Vitesse Rotorique par la Méthode MRAS

Pour assurer la convergence du système, Schauder a proposé une loi d'adaptation qui satisfait le critère de stabilité de Popov donnée par la relation [Shau-89]:

$$\hat{\omega} = k_p(\varphi_{r\beta}\hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha}\hat{\varphi}_{r\beta}) + k_i \int ((\varphi_{r\beta}\hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha}\hat{\varphi}_{r\beta})) dt$$
$$e = \varphi_{r\beta}\hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha}\hat{\varphi}_{r\beta}$$

La structure de la commande sans capteur mécanique de la MADA par orientation du flux rotorique selon le principe MRAS basée sur le flux rotorique est montrée dans la figure IV.4 et celle qui a été utilisée pour la simulation.

III.7. Résultats de simulation et interprétations

Afin de tester les performances de l'application de la technique MRAS sur une machine asynchrone doublement alimenté sans capteur de vitesse, basée sur un algorithme développé à partir de la méthode du modèle de référence, des séries de simulations numériques réalisées par logiciel Matlab-Simulink pour valider les performances et la robustesse de cette méthode.

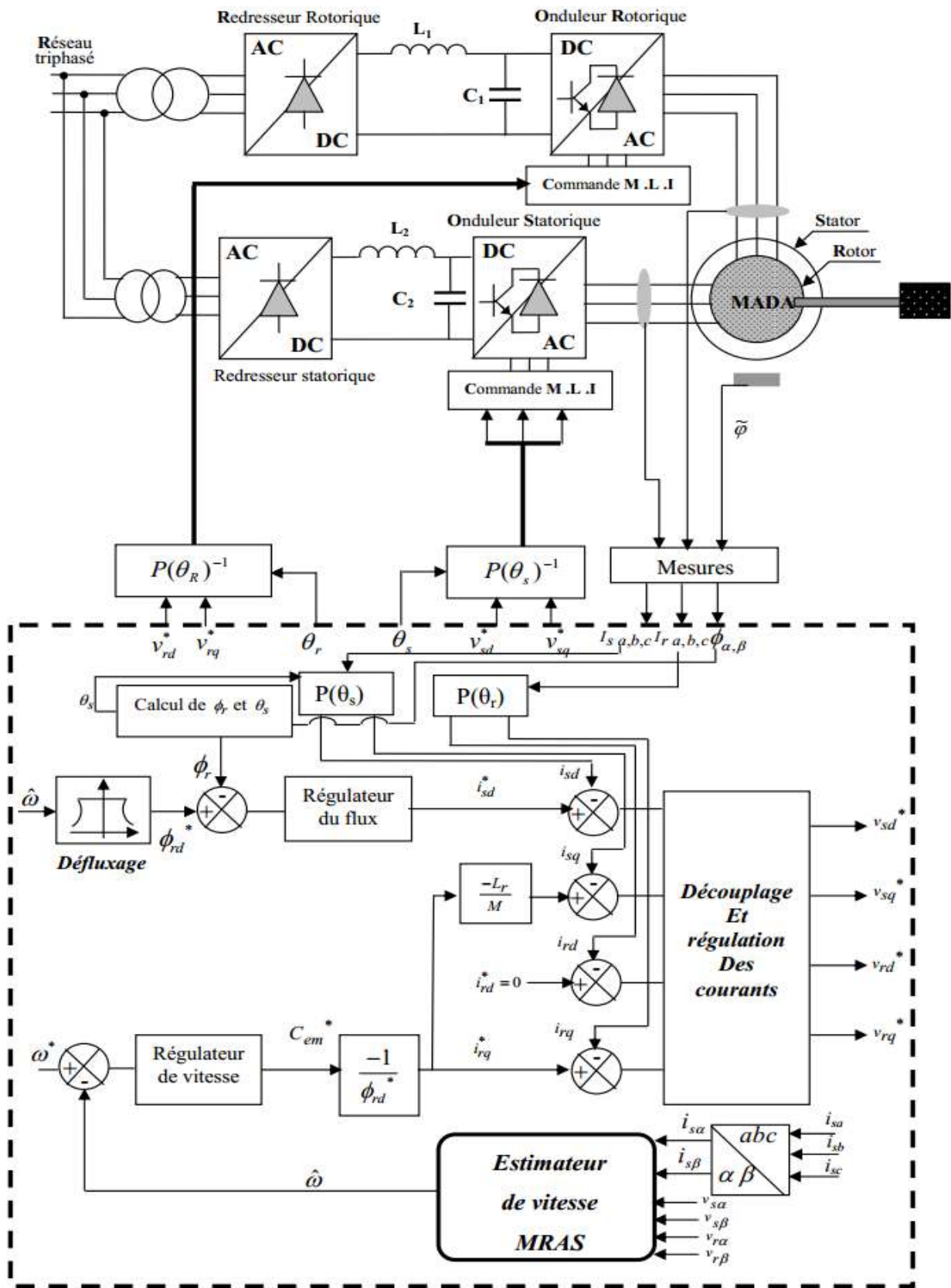
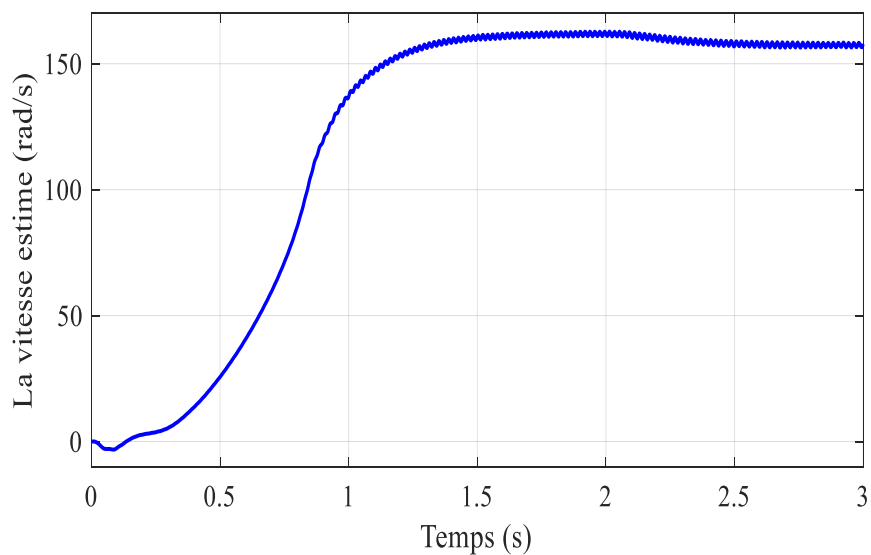
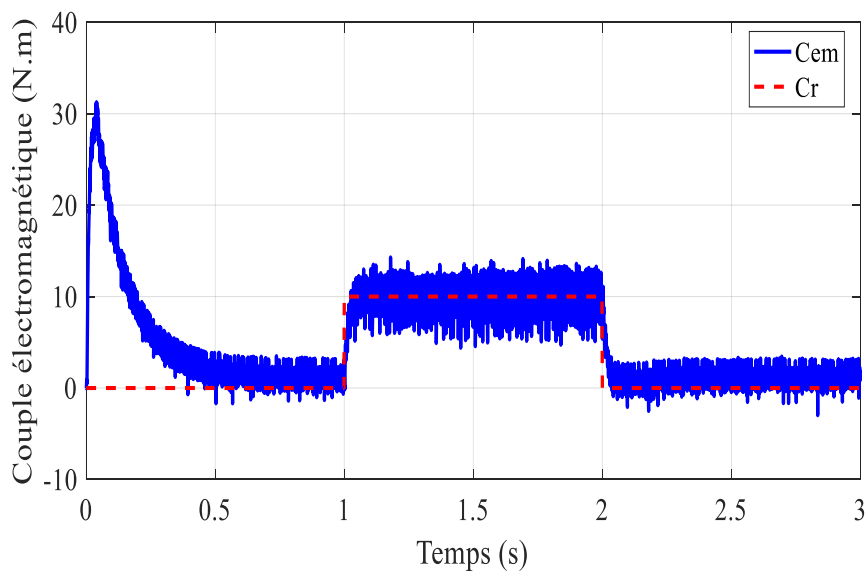


Figure III.8. Commande sans capteur mécanique de la MADA basée sur la technique MRAS

- **Influence de la variation du couple de charge**

Nous avons simulé le système pour une consigne de vitesse de 157rad/s, sous l'application d'un couple de charge égal à 10 Nm entre les instants $t_1= 1s$ et $t_2 = 2s$ respectivement. Nous avons obtenu les résultats suivants :



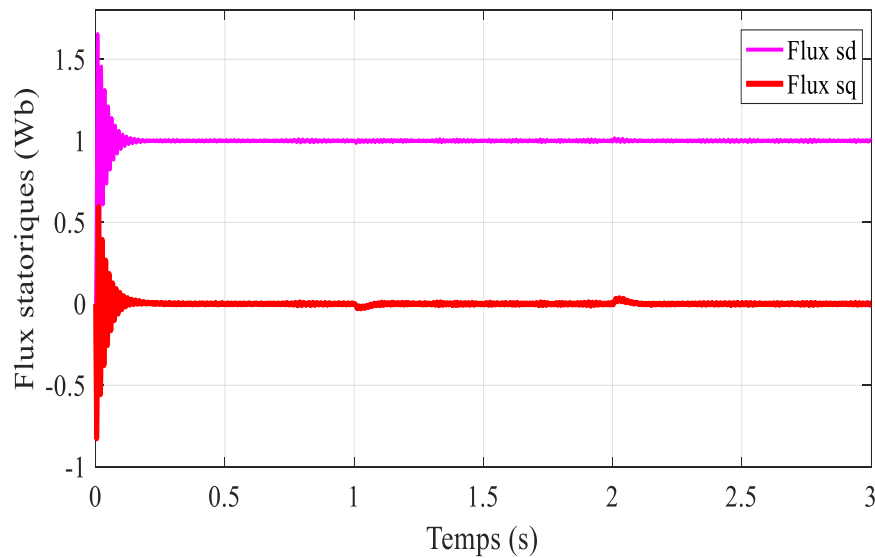


Figure III.9. Résultats de simulation basée sur la technique MRAS.

III.8. Conclusion

A travers de chapitre, Nous avons, présenté les principales théories qui régissent l'interaction de la méthode basé sur le système adaptatif à modèle deréférence(MRAS), ensuite nous avons décrit les différents structures de la MRAS. Enfin on a présentées différentes estimations de la vitesse de la machine utilisées. La techniques MRAS est exploitée dans la commande vectorielle directe afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la MADA.

Dans le dernier chapitre, nous avons testé les simulateurs à travers le logiciel **MATLAB/SIMULINK** qui montre comment utiliser la vitesse mécanique sans capteurs.

Dans le chapitre suivant, nous allons examiner la commande par mode glissant deuxièmes ordres qui est utilisé dans la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique.

Chapitre IV

Commande par mode de glissement de la MADA

IV.1 Introduction

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse.

Les algorithmes de commande classiques par exemple à action proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes .néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandé est soumise à des fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations.

Nous avons ici adopté la technique de réglage par mode de glissement, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable.

IV.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation à lieu au niveau de l'organe de commande lui-même.

On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude [Pau.04].

IV.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la (figure IV.1). Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée.

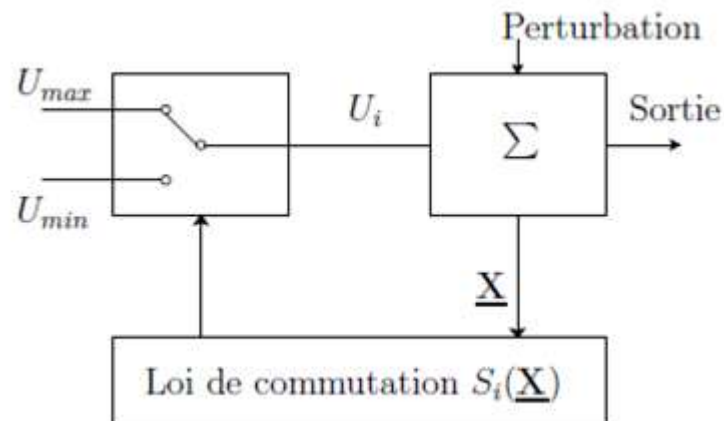


Figure IV.1. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse [H.Buh 86]-[F.Bet 03].

IV.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure IV.2. D'après les études menées précédemment [K.Jez.96], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre.

Dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Un ouvrage a été consacré à ce type de commande [K.Jez.96]. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique ou le réglage de la dynamique du système est réalisée par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

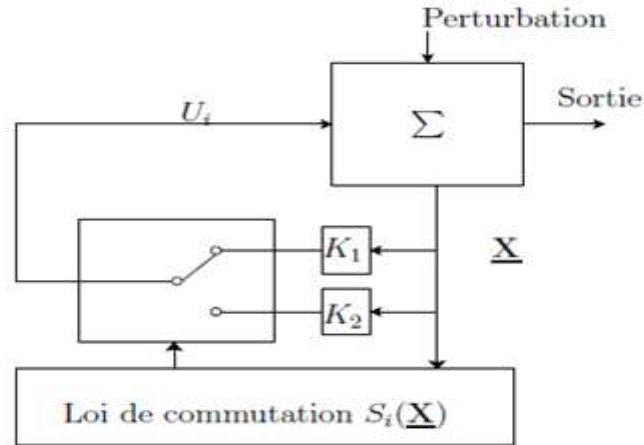


Figure IV.2. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

IV. 2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montrée sur la (figure IV.3), présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

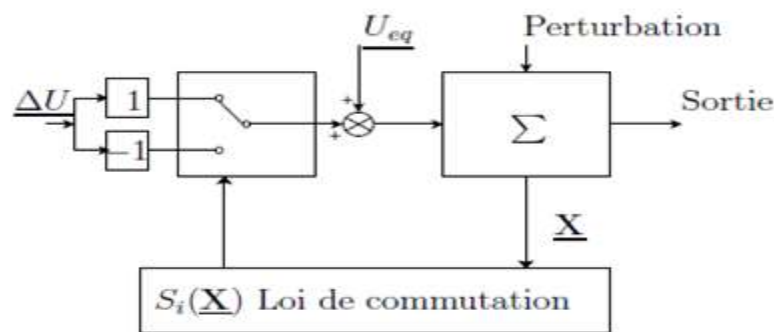


Figure IV.3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Nous avons choisi de baser notre étude sur ce type de configuration de la commande, pour plusieurs raisons :

- une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande positionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour y rester ensuite. Cette méthode de commande a déjà été abordée dans les travaux antérieurs [A.Sab 81]-[M.Laa 08]. Les auteurs mentionnent des résultats très satisfaisants pour des applications robotiques ainsi que des applications utilisant des machines à induction.
- nous avons voulu placer notre étude dans un cas original en utilisant une structure peu connue et peu usitée.

IV.3 Objectif de la commande par mode de glissement

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

IV.4 Principe de la commande par mode de glissement

IV.4.1. Base mathématique de la commande par mode de glissement

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) conduit à des équations différentielles de la forme [M.Laa.08].

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t)u \quad (\text{IV.1})$$

Où

x : Vecteur d'état $\in R^n$

F : (Vecteur de fonctions de x et t) $\in R^n$.

g : (Matrice de fonctions de x et t) $\in R^{nm}$

U : (Vecteur commande) $\in R^n$.

La surface s peut s'écrire comme : $S(x) = [S_1(x) \quad S_m(x)]^T$

Après la conception de la surface S , le vecteur commande. $u = [u_1 \quad u_m]^T$

Dont chaque composante (u_i) subit une discontinuité sur S , est donnée par

$$u_i \begin{cases} u_i^+ & \text{si } S_i(x, t) > 0 \\ u_i^- & \text{si } S_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

L'équation (IV.2) nous montre que le changement de vecteur du commande (u) dépend du signe de la surface s à x et t , la surface ($S(x, t) = 0$) s'appelle surface de commutation, et la commande est indéterminée sur cette surface. Pour une surface de commutation fermée, les vecteurs de commande (u) sont choisies de telle sorte que les vecteurs tangents de chaque point de la trajectoire d'état se dirigent vers cette surface tel que l'état est commande pour se maintenir sur la surface ($S(x, t) = 0$). Enfin des régulateurs en boucle fermée se résultent dans ces systèmes discontinus [**Pau.04**].

IV.4.2. Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importantes et multiples : tel que la haut précision, la bonne stabilité, la simplicité d'implantation, l'invariance...etc. Et ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis.

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique de système durant le mode de glissement, et une autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence.

Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle. La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre:

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande, [ACH 05].

IV.4.2.1 Choix de la surface

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme .En fonction de l’application et de l’objectif visé .En général, pour un système défini par l’équation d’état suivant [ACH 05]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \tag{IV.3}$$

Il faut choisir «*m*» surfaces de glissement pour un vecteur *y* 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 ce dernier 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 .Son inconvénient majeur réside dans le faite qu’elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile [ACH 05].

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 .Ainsi, la surface *S(x)* représente le comportement dynamique désiré du système. **J. J. Slotine** propose une forme d’équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d’une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{n-1} e(x) \tag{IV.4}$$

Avec :

e(x): L’écart de la variable à régler, $e(x) = x_{réf} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

n: Degré relatif, égale au nombre de fois qu’il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $n = 1$ (IV.5)
 $S(x) = e(x) .$

Pour $n = 2$ (IV.6)
 $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) .$

$$\dot{S}(x).S(x) < 0$$

IV.4.2.2.2. Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(x) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [**Sin.77**].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \tag{IV.8}$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) \tag{IV.9}$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \tag{IV.10}$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés (Figure . IV.5) .Cette condition suppose un régime glissant idéal.

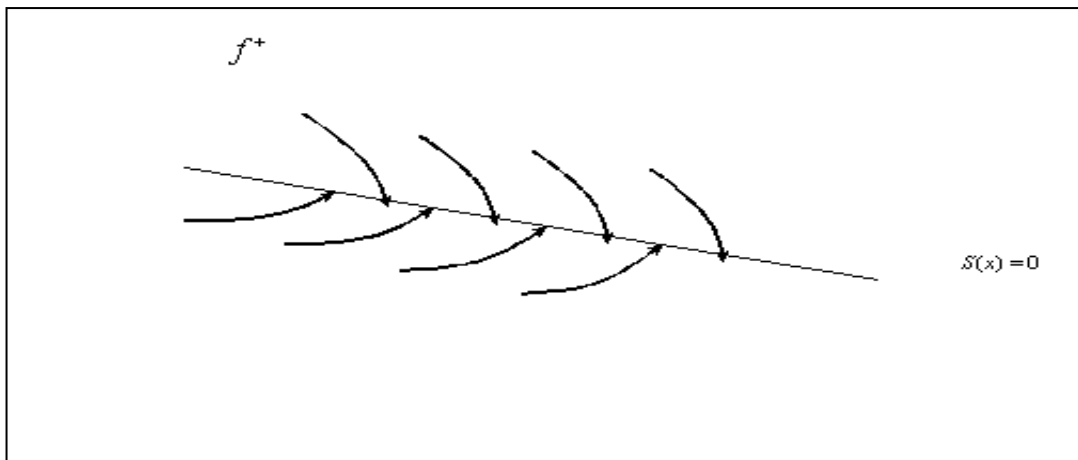


Figure IV.5. Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

IV.4.3. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{max} et u_{min} . instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure IV.6) Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissement [ACH 05].

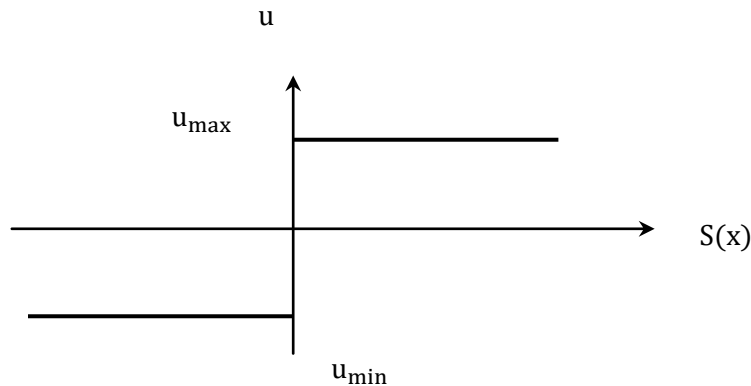


Figure.IV.6. Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

IV.4.3.1 Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures [ACH 05].

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{IV.11}$$

$u_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple.

Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $S(x) = 0$

$u_n(t)$ Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(t)S(t) < 0$

Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : $\dot{S}(t) = u_n(t)$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} [Sin.77].

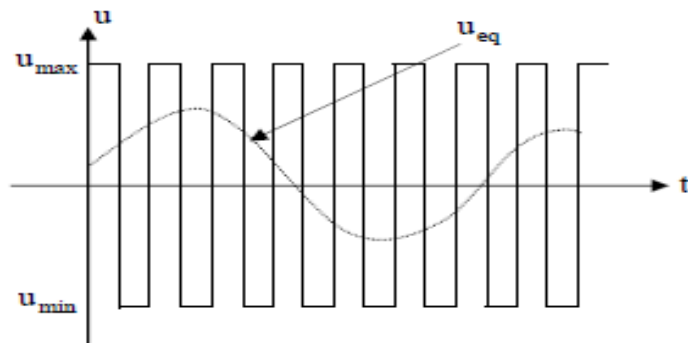


Figure III.7 : La valeur continue prise u_{eq} par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min} .

IV.4.3.2 Synthèse de la loi de commande

Considérons le système linéaire en commande défini par :

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)u$$

$$u_i \begin{cases} u_i^+ & \text{si } S_i(x, t) > 0 \\ u_i^- & \text{si } S_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad u \in R^n \quad (IV.12)$$

Où $s(t)_i$ est la $i^{\text{ème}}$ composante de la fonction de commutation vectorielle $S(t)$.

Supposons que le comportement en mode glissant existe sur la surface de glissement $S(x, t)$ et essayons de trouver la commande continue telle que, à partir de la position initiale du vecteur d'état sur la région $(S(S(t_0)), t_0)$, la dérivée du vecteur $S(x, t)$ demeure nulle :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \dot{x} \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \quad (IV.13)$$

Supposons que la solution de l'équation (III.3) respectant u existe et notée u_{eq} .

En remplaçant \dot{x} par sa valeur, on trouve :

$$\frac{\partial S}{\partial x} (f(x, t) + B(x, t)u) + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \quad (IV.14)$$

En supposant que $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$ est inversible on a :

$$u_{eq} = -(GB)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} + Gf(x, t) \right) \quad (IV.15)$$

avec $G = \frac{\partial S}{\partial t}$

La trajectoire d'état en mode de glissement est obtenue par la substitution de dans l'équation (IV.3) on obtient :

$$\dot{x} = f(x, t) - B(x, t)(GB)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial t} + Gf(x, t) \right) \quad (IV.16)$$

De plus, pour ces systèmes affins en commande, Utkin a montré que par rapport à la commande initialement commutant $u(x, t)$ donnée par (IV.9), la commande équivalente n'est rien d'autre que la composante basse fréquence de la commande commutant réellement appliquée au système physique [ACH.05].

Globalement le système réagit comme s'il est commandé par la commande équivalente u_{eq} .

Dans le cas général, où le système n'est pas affiné en u :

$$\dot{x} = f_{eq} = f(x, t, u_{eq}) \quad (IV.17)$$

Il n'est pas facile de résoudre analytiquement l'équation d'invariance suivante :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t, u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \tag{IV.18}$$

IV.4.3.3. Solution de couche limite

Cette solution connue aussi par le nom “ boundary layer solution”, a été proposée par Slotine et Sastry en 1983 et Slotine 1984 elle consiste à effectuer une approximation continue des discontinuités présentes dans la loi de commande au voisinage de la surface de glissement.

Supposons que la commande discontinue qui provoque le phénomène de réticence s’écrit sous la forme : $u(t) = -k \text{sign}(s(t))$

K : constante positive [H.TAM 05]

La fonction $\text{sign}(s(t))$ est remplacée (continûment approximée), par une fonction plus lisse dans la couche limite de $s(t) = 0$. Parmi ces fonctions utilisées nous citerons la fonction de saturation:

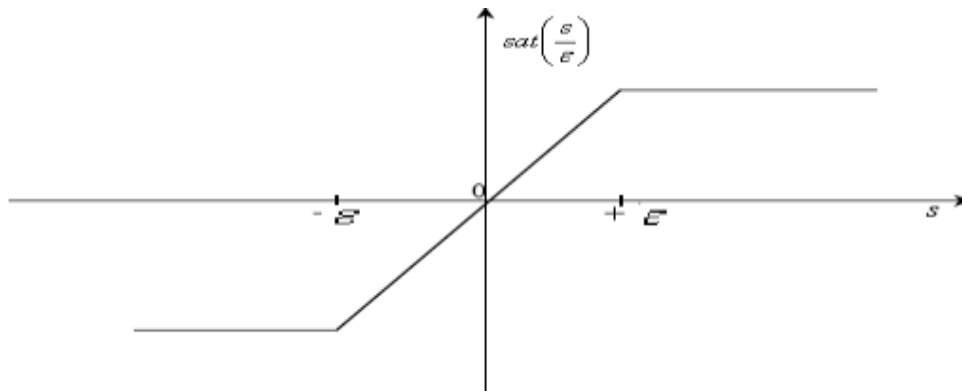


Figure III.8. Fonction saturation (commande adoucie).

$$\text{sat}(S) \begin{cases} \frac{S}{\epsilon} & \text{si } \left| \frac{S}{\epsilon} \right| \leq 1 \\ \text{sign}(S) & \text{si } \left| \frac{S}{\epsilon} \right| > 1 \end{cases} \tag{IV.19}$$

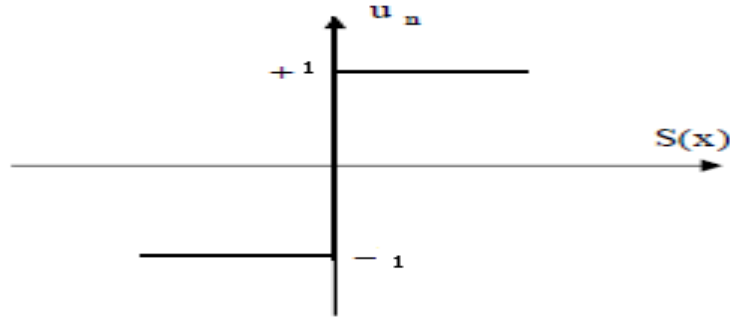


Figure III.9. Fonction *sign* (commande de type relais).

$$\text{sign}(S) \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Le système ne converge plus vers la valeur désirée, mais vers un voisinage de cette dernière. Ainsi, la mise en place d'une commande continue dans une bande de la surface nécessite un compromis entre la robustesse et les performances. D'autres fonctions d'adoucissement existent telles que les fonctions $\frac{2}{\pi} \arct\left(\frac{S}{\varepsilon}\right), \frac{S}{|S|+\varepsilon}, \tanh\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) \dots \text{etc}$

IV.5. Application de la mode de glissement au MADA

$$i_{dr} = \frac{\phi_s^*}{M} \quad (\text{IV.21})$$

$$\frac{di_{dr}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{dr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{ds} + \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} \phi_{ds} + (w_s - w) i_{qr} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{dr} \quad (\text{IV.22})$$

$$\frac{di_{qr}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{qr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} \phi_{ds} + (w_s - w) i_{dr} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{qr} \quad (\text{IV.23})$$

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = V_{ds} + \frac{M}{T_s} i_{dr} - \frac{1}{T_s} \phi_{ds} \quad (\text{IV.24})$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{P.M}{J.L_s} (i_{qr} \cdot \phi_{ds}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \quad (\text{IV.25})$$

IV.5.1. Surface de régulation de la vitesse

L'erreur de vitesse est définie par :

$$e = \Omega^* - \Omega \tag{IV.26}$$

Pour n=1, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (IV.4) comme suivant :

$$S(\Omega) = e \tag{IV.27}$$

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} \tag{IV.28}$$

On remplace l'équation (IV.23) dans l'équation (IV.26) :

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega^*}{dt} + \frac{P.M}{J.L_s} (i_{qr} \cdot \phi_{ds}) + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \tag{IV.29}$$

On prend :

$$i_{qr} = i_{qr\ eq} + i_{qr\ n} \tag{IV.30}$$

Pendant le mode de glissement et dans le régime permanent, on a : $S(\Omega) = 0, \frac{dS(\Omega)}{dt} = 0, i_{qr\ n} = 0.$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$i_{qr\ eq} = -\frac{J.L_s}{P.M.\phi_{ds}} \left(\frac{d\Omega^*}{dt} + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \right) \tag{IV.31}$$

$$i_{qr\ n} = K_{iqr} \text{sat}(S(\Omega)) \tag{IV.32}$$

Avec K_{iqr} : constant négative.

IV.5.2. Surface de régulation du flux statorique

$$S(\phi_{ds}) = \phi_s^* - \phi_{ds} \tag{IV.33}$$

$$\frac{dS(\phi_{ds})}{dt} = \frac{d\phi_s^*}{dt} - \frac{d\phi_{ds}}{dt} \tag{IV.34}$$

On remplace l'équation (IV.22) dans l'équation (IV.32) :

$$\frac{dS(\phi_{ds})}{dt} = \frac{d\phi_s^*}{dt} - \left(V_{ds} + \frac{M}{T_s} i_{dr} - \frac{1}{T_s} \phi_{ds} \right) \quad (IV.35)$$

Le courant de commande i_{dr} est défini par :

$$i_{qr} = i_{dr\ eq} + i_{dr\ n} \quad (IV.36)$$

Pendant le mode de glissement et dans le régime permanent, on a : $S(\phi_{ds}) = 0$,

$$\frac{dS(\phi_{ds})}{dt} = 0, \quad i_{dr\ n} = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$i_{dr\ eq} = \left(\frac{d\phi_s^*}{dt} - V_{ds} + \frac{1}{T_s} \phi_{ds} \right) \frac{T_s}{M} \quad (IV.37)$$

$$i_{dr\ n} = K_{idr} \text{sat}(S(\Omega)) \quad (IV.38)$$

Avec K_{idr} : constant positive.

IV.5.3. Surface de régulation de courant rotorique direct avec limitation

Afin de limiter tout les dépassements possible de courant i_{dr} nous ajoutons un limiteur du courant défini par :

$$\lim_{i_{dr}} = \max_{i_{dr}} \text{Sat}(i_{dr}) \quad (IV.39)$$

L'erreur de courant statorique direct est définie par :

$$e = \lim_{i_{dr}} - i_{dr} \quad (IV.40)$$

Pour $n=1$, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue par :

$$s(i_{dr}) = \lim_{i_{dr}} - i_{dr} \quad (IV.41)$$

$$\frac{dS(i_{dr})}{dt} = \frac{d\lim_{i_{dr}}}{dt} - \frac{di_{dr}}{dt} \quad (IV.42)$$

On remplace l'équation(IV.22) dans l'équation(IV.42), on obtient :

$$\frac{dS(i_{dr})}{dt} = \frac{d\lim i_{dr}}{dt} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{dr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{ds} + \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} \phi_{ds} + (w_s - w) i_{qr} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{dr} \quad (IV.43)$$

La tension de référence de commande V_{dr}^{ref} est définie par :

$$V_{dr}^{ref} = V_{dr}^{eq} + V_{dr}^n \quad (IV.44)$$

Pendant le mode de glissement et dans le régime permanent, on a :, $S(i_{dr}) = 0, \frac{dS(i_{dr})}{dt} = 0$

$$V_{dr}^n = 0$$

La commande équivalente est donnée par :

$$V_{dr}^{eq} = \left(\frac{d\lim i_{dr}}{dt} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} \phi_{ds} - (w_s - w) i_{qr} \right) \sigma L_r \quad (IV.45)$$

On remplace l'équation(IV.21) dans l'équation (IV.45)

$$V_{dr}^{eq} = \left(\frac{d\lim i_{dr}}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} i_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{ds} - (w_s - w) i_{qr} \right) \sigma L_r \quad (IV.46)$$

$$V_{dr}^n = K_{V_{dr}} Sat(S(i_{dr})) \quad (IV.47)$$

$K_{V_{dr}}$: Constant positive.

IV.6. Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation

Afin de limiter tout le dépassement possible du courant i_{rq} , nous ajoutons aussi un limiter du courant défini par :

$$\lim_{i_{qr}} = \max_{i_{qr}} Sat(i_{qr}) \quad (IV.48)$$

Pour n=1, l'équation diverse de commande de courant statorique quadrature peut être obtenue par:

$$s(i_{qr}) = \lim_{i_{qr}} - i_{qr} \quad (IV.49)$$

$$\frac{dS(i_{qr})}{dt} = \frac{d\lim_{i_{qr}}}{dt} - \frac{di_{qr}}{dt} \quad (IV.50)$$

En substituant l'expression i_{qr} de l'équation (IV.23) dans l'équation (IV.50), on obtient :

$$\frac{dS(i_{qr})}{dt} = \frac{d\lim_{i_{qr}}}{dt} - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{qr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} \phi_{ds} + (w_s - w) i_{dr} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{qr} \right) \quad (IV.51)$$

La tension de référence de commande $V_{qr}^{réf}$ est défini par :

$$V_{qr}^{réf} = V_{qr}^{eq} + V_{qr}^n \quad (IV.52)$$

Pendant le mode glissant de dans le régime permanent on a :

$$S(i_{qr}) = 0 \quad , \quad \frac{dS(i_{qr})}{dt} = 0 \quad , \quad V_{qr}^n = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$V_{qr}^{eq} = \frac{d\lim_{i_{qr}}}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{qr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} w_s \phi_{ds} + (w_s - w) i_{dr} \right) \sigma L_r \quad (IV.53)$$

et

$$V_{qr}^n = K_{V_{qr}} Sat \left(S(i_{qr}) \right) \quad (IV.54)$$

$K_{V_{qr}}$: Constant positive.

IV.7. Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courant rotoriques par mode de glissement

Le schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courant rotoriques par mode de glissement sur la MADA est illustré par la figure IV.9.

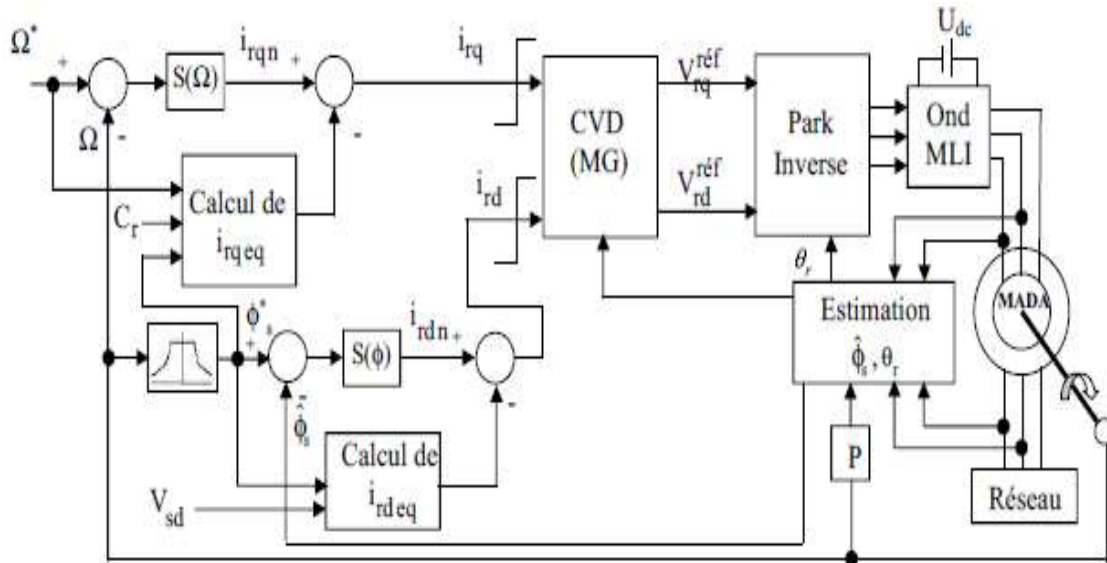


Figure. IV.10. schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse du flux statorique et des courant rotoriques par mode de glissement du MADA.

IV.8. Résultats de simulation

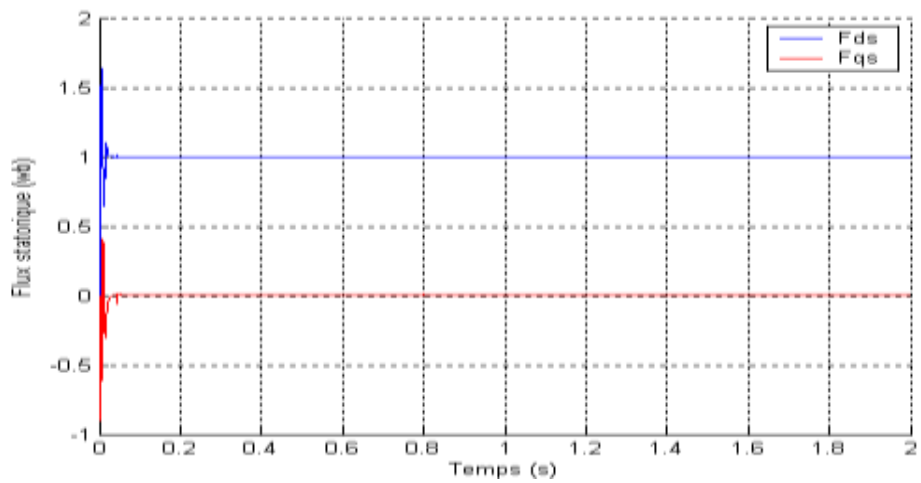
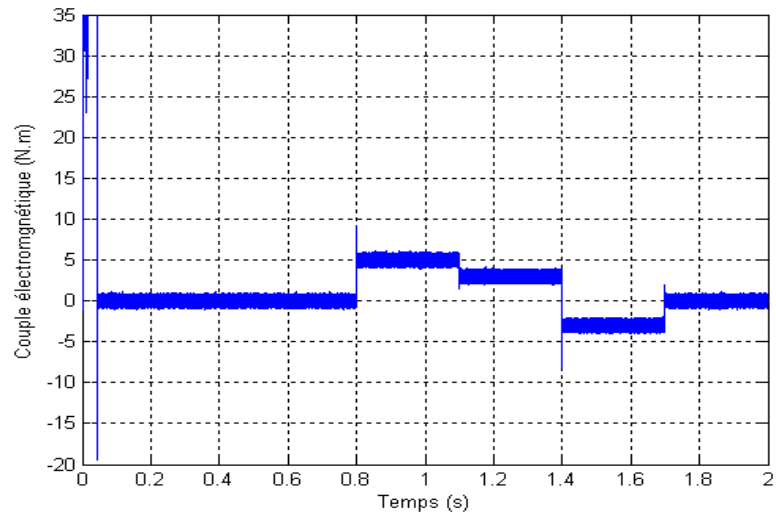
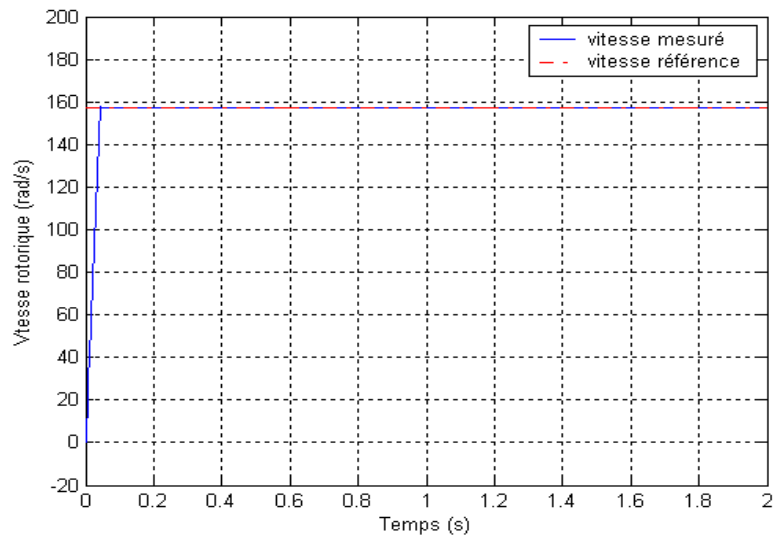
IV.8.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

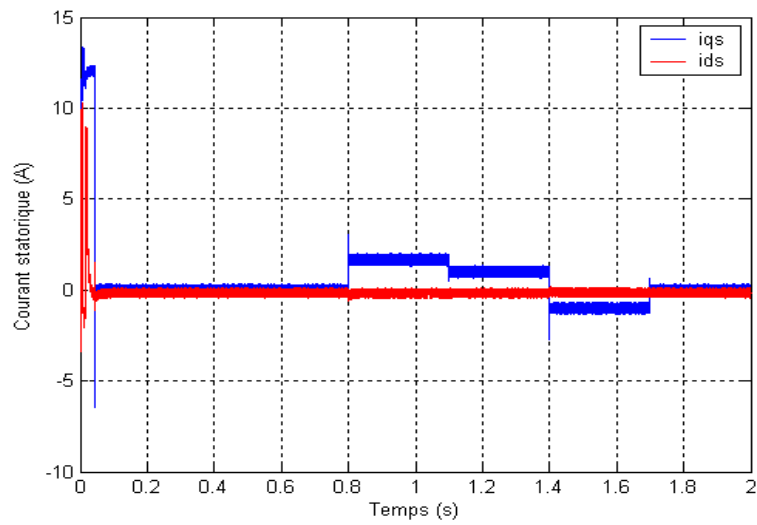
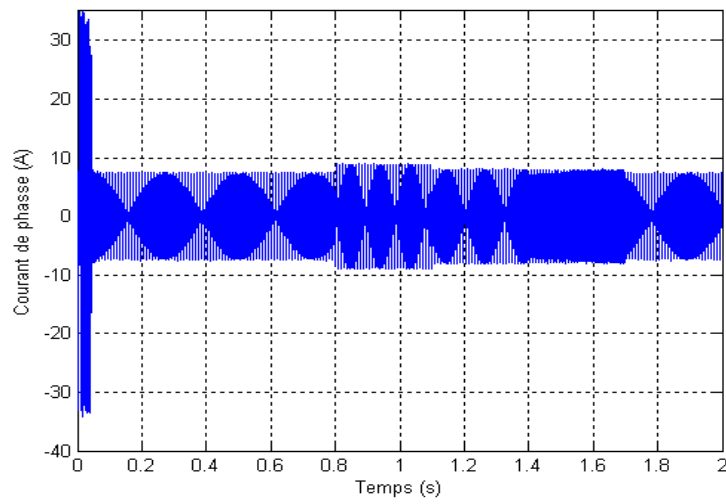
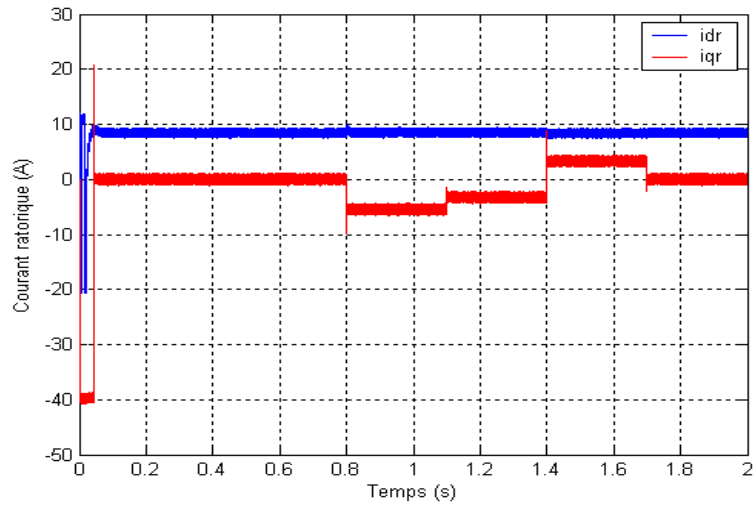
(La figure IV.10) représente les résultats de simulation d'un démarrage à vide de référence (157rad/s), puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suit :

$$\text{Temps (sec)} = [0; 0.8; 0.8; 1.1; 1.1; 1.4; 1.4; 1.7; 1.7]$$

$$Cr (N.m) = [0; 0; 5; 5; 3; 3; -3; -3; 0]$$

D'après ces résultats, on constate que la commande par mode de glissement a une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse et même du flux statorique, car l'introduction des charges n'a aucune influence sur les évolutions (stabilités de la vitesse et aussi du flux), ce qui montre bien la robustesse du régulateur par mode de glissement face à ces perturbations comparativement au régulateur PI classique.





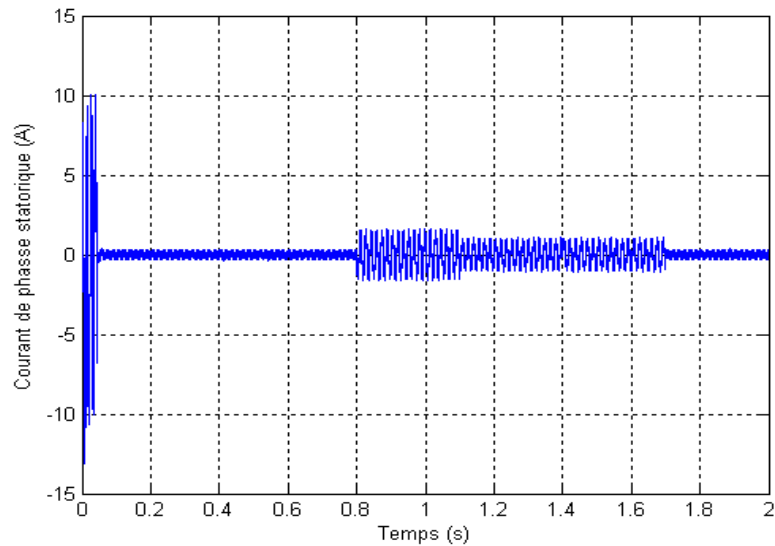


Figure.IV.11. Résultats de simulation de la commande par mode de glissement lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.

IV.8.2. Tests de robustesse

IV.8.2.1 Inversion du sens de rotation

La (figure III.11) représente l'évolution des caractéristiques du MADA avec régulation en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par le mode de glissement,

Suivi de l'inversion de vitesse de 157 à -157 rad/sec a partir de lin statant $t=1$ sec, avec un couple de charge de 5N.m applique a l'instant ; $t=0.6$ sec.

Cette figure montre clairement que.

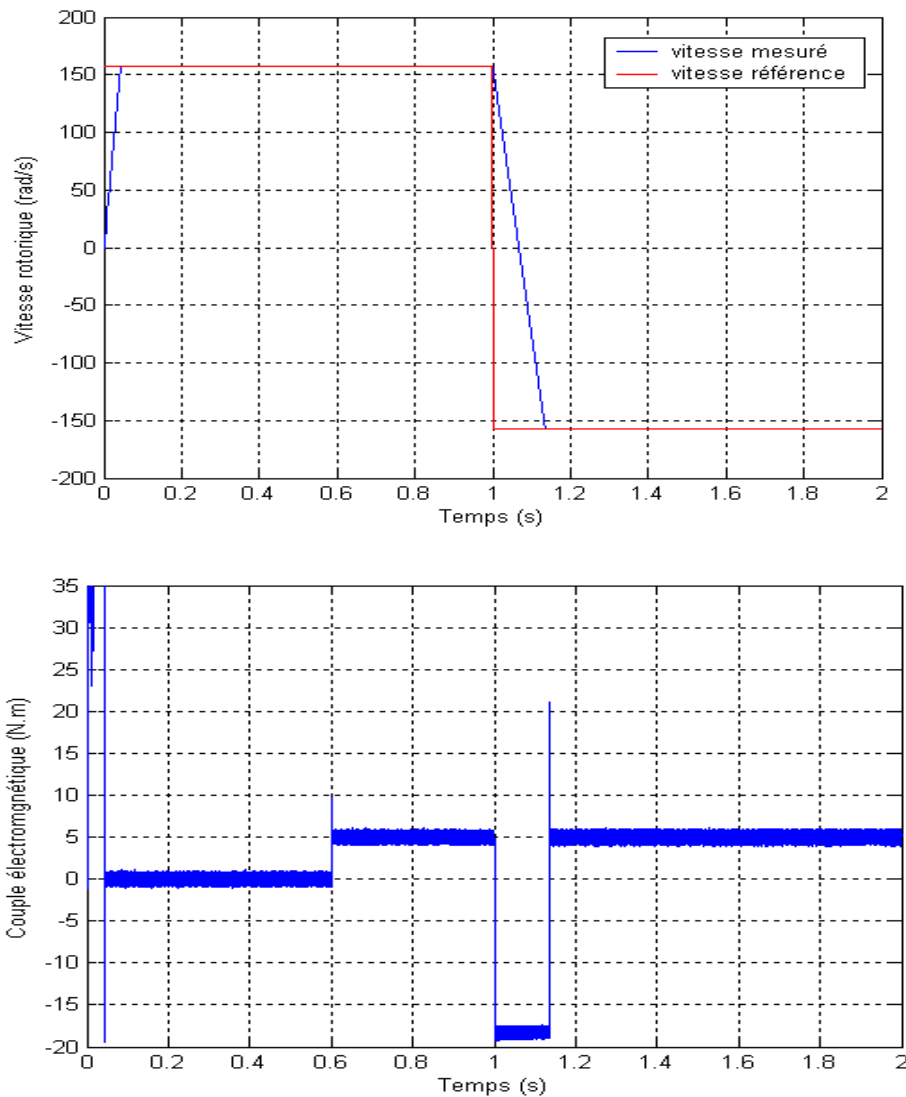
Durant le régime transitoire et avant l'application de couple de charge (de $t=0$ sec a 0.6sec), les allures évoluent Dune manière identique a celle observée précédemment (figure III.10).

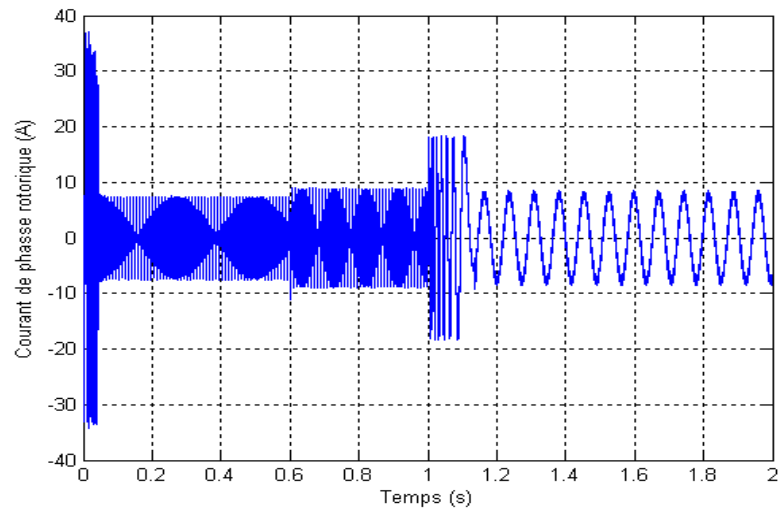
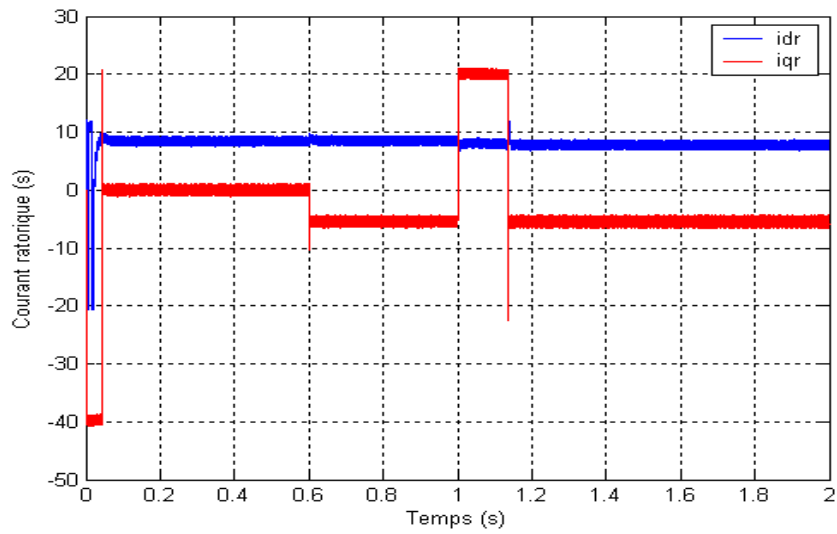
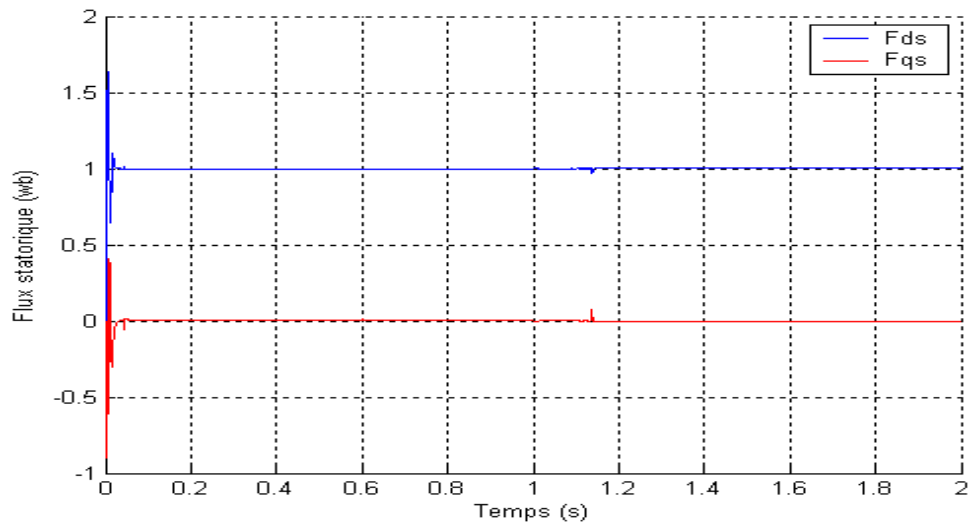
Au delà de $t=0.6$ sec, on applique un couple de charge de N.m, on constate que n'aucune influence sur l'évolution de la vitesse.

A l'instant $t=1$ sec la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative rapidement comparativement au régulateur IP classique au bout de $t \approx 0.18$ sec sans dépassement. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant rotorique et statorique, qui se stabilise au bout de

0.18 sec, pour redonner lieu à la forme du régime permanent ; le couple électromagnétique atteint -17 N.m au moment de l'inverse de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative (-157 rad/sec). Les courbes du flux statorique n'observent n'aucune influence sauf une variation négligeable pendant l'inversion de la vitesse.

Ainsi, on peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité de la commande par mode glissement.





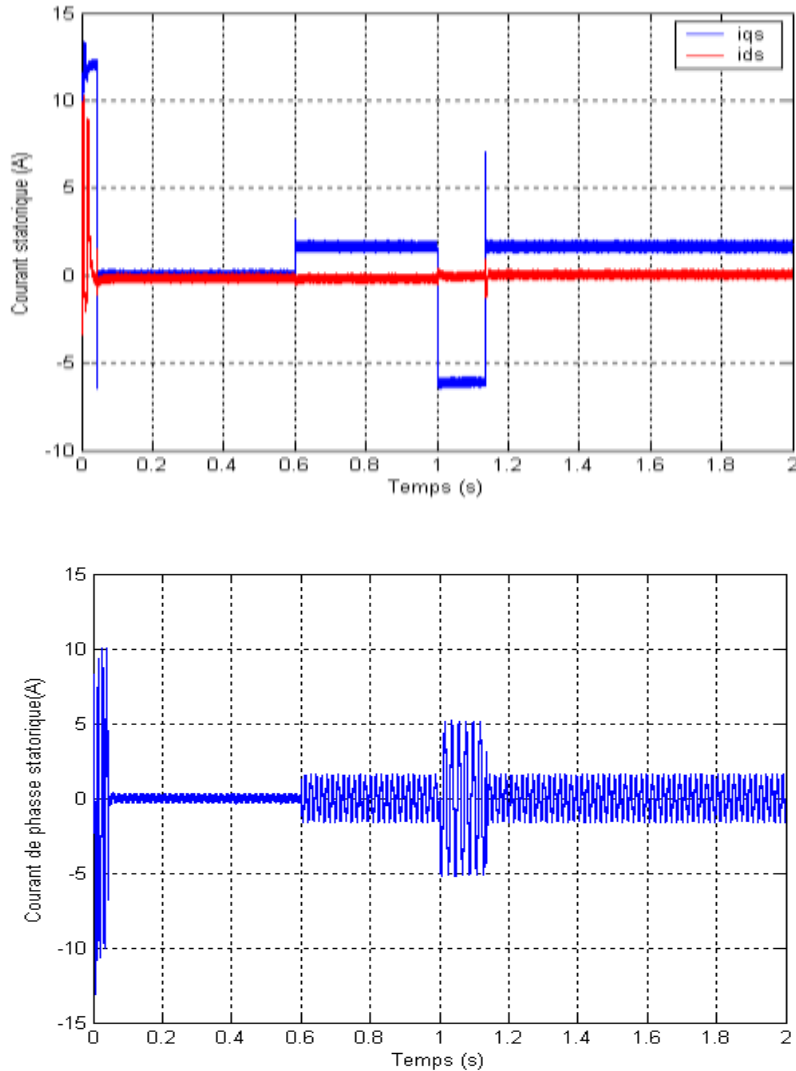


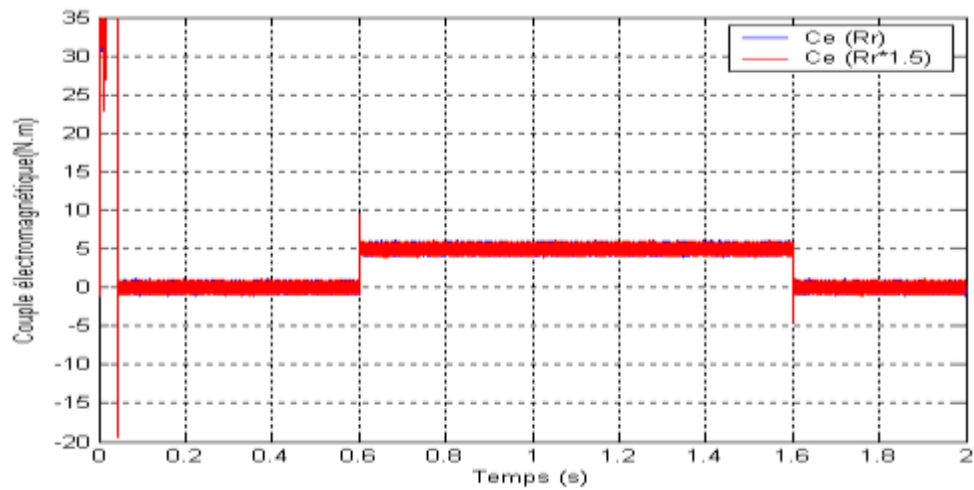
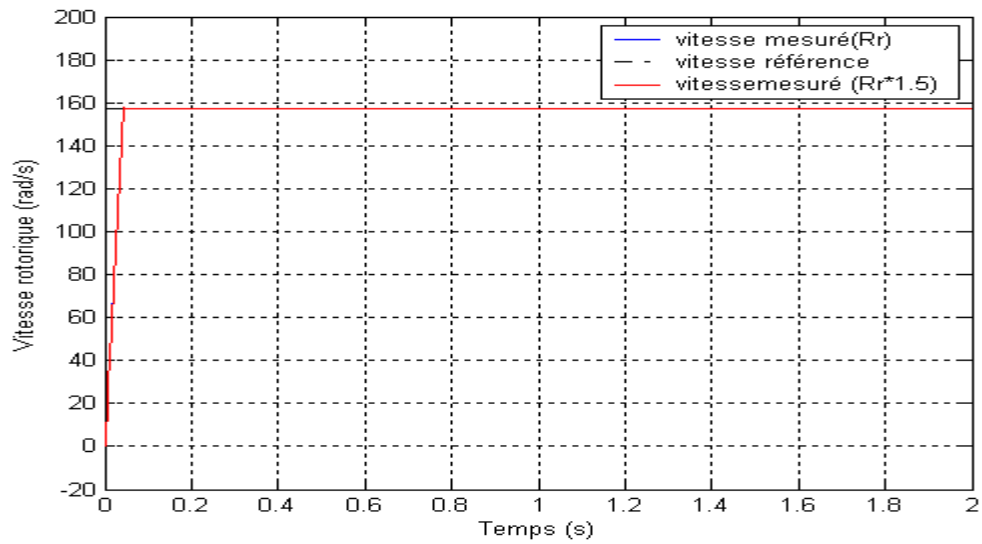
Figure.IV.12. Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.

IV.8.2.2 Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique

Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode de glissement vis -à-vis des variations paramétriques, on refait le même travail de simulation qui a été achevé dans le cas De régulation de vitesse par le régulateur IP classique .ces tests sont effectués au démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge 5N.m dans l'intervalle de $t=0.6$ à 1.6 sec.

La figure III.12 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour deux valeurs de la résistance rotorique (R_r et $1.5 * R_r$). D'après les résultats obtenus, on peut constater que la résistance rotorique ne provoque aucun effet

indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par mode de glissement face à la variation de la résistance rotorique. De plus, le découplage n'est pas affecté par cette variation. Ces mêmes remarques ont été montrées dans cas du IP classique.



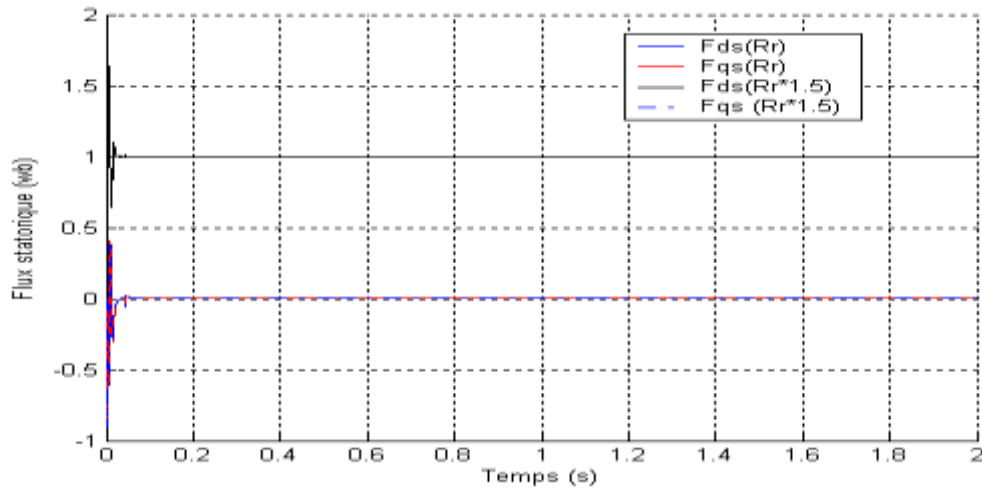


Figure IV.13. Résultats de simulation de la commande par mode de glissement de MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

IV.9. Conclusion

Cette partie a été consacrée à la commande par mode de glissement, les simulations ont montré les possibilités potentielles de cette stratégie de commande.

On a constaté qu'elle rejette totalement la perturbation, permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse et pratiquement insensible aux variations paramétriques.

Les avantages de cette technique se trouvent dans le fait qu'elle utilise toute la force de la commande pour conforter les effets extérieurs et la robustesse qu'elle présente vis-à-vis des variations paramétriques, malheureusement elle sollicite très fortement l'organe de commande avec une haute fréquence (broutement ou *chattering*) qui risque d'endommager ce dernier.

Ce problème a fait l'objet de recherches pour remédier au phénomène de glissement de manière à réduire les fortes sollicitations de l'organe fournisseur de commande.

*Conclusion
Générale*

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), le but d'améliorer les performances et la maîtrise de l'exploitation de la MADA; le travail présenté dans cette thèse vise les objectifs suivants :

- Le premier porte présenté sur l'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation pilotée par son convertisseur coté rotor (CCR), la modélisation et la commande vectorielle directe. Ensuite nous avons donné les principes de bases la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là ou le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.
- De troisième chapitre, on peut conclure que la commande sans capteur mécanique proposée est presque insensible vis-à-vis des critères qui ont été testé. Ces résultats ont montré que la caractéristique de la vitesse estimée par la MRAS est satisfaisante et montre une bonne réponse dynamique et ne montre influence sur le couple électromagnétique, sur les courants, et sur le flux rotorique.
- Dans le dernier port, notre objectif s'est orienté vers développe une loi de commande par mode de glissement, l'application de celle-ci au modèle de la machine asynchrone a permis, tenant compte des variations paramétriques, une régulation de flux et de vitesse assez satisfaisante au détriment d'une activation assez importante provoquant un phénomène appelé (chattering).

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par les régulateurs classiques PI et le régulateur par mode de glissement basé sur la commande vectorielle, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux; Nous concluons que le réglage par mode de glissement est plus robuste que les régulateurs classiques PI.

Bibliographie

Bibliographier

A

[Abd 12] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des Machines Electriques », Livre, Edition TECHNOSUP, Univ Batna , 2012.

[Abd 13] Sabrina ABDEDAIM, "Optimisation de deux Systèmes de Génération Renouvelable (Photovoltaïque et Éolienne) connectés au réseau", Thèse Doctorat en sciences en Génie Electrique, Université Mohamed Khider-Biskra, 19 Décembre 2013

[Add 15] Hamza ADDAD, «Commande Vectorielle sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone » mémoire de master en Génie Électrique , Université LARBI BEN M'HIDI Oum El-Bouagh, 2015

[Akk 10] Mme. AKKARI NADIA, “Contribution A L’amélioration De La Robustesse De La Commande D’une Machine Asynchrone A Double Alimentation”. Thèse de magistère. Université de Batna. 02 juin 2010

[Ami 12] Amine, H. M. (2012). Influence de la commande d’une GADA des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques (Doctoral dissertation, Université Ferhat Abbas de Sétif 1).

[Ard 16] S.ARDALLAH, «Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux de tension: appliqués à la commande d'une MAS à double alimentation» mémoire de master, Université Dr-Moulay Tahar de saida,2016

[Ati 11] ATIG Mebarka, "Différentes Structures MRAS pour l’Estimation de la vitesse du Moteur Asynchrone", Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme Magister en Electrotechnique, Université Des Sciences Et De La Technologie D’oran-Mohamed Boudiaf. 2011

B

[Bek 14] Youcef BEKAKRA, "Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation ", Thèse l'obtention Doctorat en sciences, Réseaux Electriques, Université Mohamed Khider Biskra, 21 Octobre 2014.

[Bek 18] BekkoucheBoubekeur et DjaborebbiMed.walid, «Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone» mémoire de master en Electrotechnique-Machines électriques. ,UniversiteKasdiMerbah Ouargla, 2018

[Bel 10] Belkacem, T. O. U. A. L. (2010). Modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice à double alimentation, application à un système éolien à vitesse variable (Doctoral dissertation, Université de Batna

[Ben 19]A. BENAMOR, "Contribution à la Modélisation, à la Commande et au Contrôle des Systèmes de Production de l'Energie Électrique Renouvelable", Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences en Génie Electrique Electrotechnique, Université Mohamed Khider Biskra, 18 Novembre 2019.

[Ben 17] BEN HAMMOU Mabrouk, «Commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoiles» mémoire de master, UniversiteKasdiMerbah Ouargla,2017

C

[Cha 10] AzeddineCHAIBA,"Commande de la Machine asynchrone a doublé alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle" Thèse Doctorat en Sciences, en Electrotechnique, Université de Batna, 11 Juillet 2010.

[Che 09] S. *Chekroun*, « Commande NEURO-FLOUE Sans Capteur de Vitesse D'une Machine Asynchrone Triphasée », Mémoire de Magister, ENSET d'Oran. 2009.

[Che 14]DJ.Cherifi, «Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour lacommande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sanscapteur mécanique», Thèse de Doctorat., U.S.T.O d'Oran. 2014.

D

[Den 10]Dendouga, A. (2010). Contrôle des puissances actives et reactivede la machine a doublé alimentation (DFIM) (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).

[Dri-05]S.Drid, «Contribution à la modélisation et la commande robuste d'une machineà induction double alimenté à flux orienté avec optimisation de la structured'alimentation»,thèse de doctorat, université Batna 2005.

[Dri 18] DRICI Mourad et MERZOUG Med Lamine , «Commande Numerique D'une Machine Asynchrone » mémoire de master, UniversiteBadji Mokhtar- Annaba , Juin 2018

E

[El.m 10]El Mahdi, A. S. A. (2010). Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation.

[Ela 04] S. El AIMANI, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse Doctorat, Ecole Centrale de Lille, Université des Sciences et Technologies de Lille, 06 Décembre 2004.

[Elb-09]Elbia Youcef, «Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté», Mémoire de magister ,université de Batna juin 2009.

G

[Gai 10]Arnaud GAILLARD, "Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service", Docteur Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique, 30 avril 2010.

H

[Hop 01] B. HopfenspegeretD.J.Atkinson, « Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison », European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE), Gras,2001.

[Hou 11]Houaria, A. (2011). Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran).

K

[Ken 12]KENDOUCI Khedidja, "Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences en Génie Electrique Electrotechnique, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf . 2012

[Kho 06]Khojet El Khil, S. (2006). Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA): optimisation des pertes dans les convertisseurs: reconfiguration de la commande pour un fonctionnement sécurisé (Doctoral dissertation, Toulouse, INPT).

[Kim 01]S.H Kim, T.S. Park and J.Y. Yoo, "Speed-Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation", IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 3, June 2001, pp. 609-614.

[Kou 08]K.Kouzi, «Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif», université de Batna, Mai 2008.

M

[Mer 08] E. Merabet,« Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile »,Thèse de magister de l'université de Batna, 2008.

[Mou 12] Mouloud, B. (2012). Etude d'un entraînement à double alimentation pour turbine éolienne à vitesse variable: application sur un site à Tindouf (Doctoral dissertation, Université M'hamedBougara de Boumerdès).

[Mou 15] MOUSSAOUI Taha Yacine et HADA Mounir , «Commande sans capteur de la machine asynchrone à double alimentation pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne » mémoire de master enGénie Électrique- Réseaux Électriques. ,Université d'EL-Oued, 2015

N

[Nac 02] Mme. A. NACIRA et Melle. B. AICHA. "Commande vectorielle de la MAS avec un estimateur Neuronal de vitesse". Mémoire d'ingénieur de fin d'études, Centre universitaire d'Oum Bouaghi (2002).

[Nac 06] NacereddineGhedbane et Amar Medjadi. "Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation à base d'un régulateur RST" MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE université de M'sila en 2006

[Nes 07] A. NESBA, "Caractérisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone" Thèse Doctorat d'état, ENP, 2007.

P

[Poi 10] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.

R

[Rez 09]REZGUI SALAH EDDINE, "Commande De Machine Electrique En Environnement", Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme Magister en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine. 2009

[Riy 12] Riyadh, R. O. U. A. B. H. I. (2012). Étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Application: Energie éolienne (Doctoral dissertation, Université Ferhat Abbas de Sétif 1).

S

[Sal 07] Salloum, G. (2007). Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation (Doctoral dissertation, Toulouse, INPT).

T

[Tam 06] H. Tamrabet, “Robustesse d’un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d’une Machine Asynchrone,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2006.

V

[Vas 03] *Veran Vasic*, Slobodan N. Vukosavic, Emil Levi, “A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives”, IEEE Transactions on energy conversion, vol. 18, no. 4, December 2003

[Vid 04] P-E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation » Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse , France, 2004.

Y

[You 10] Youcef, B. (2010). Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées (Doctoral dissertation, Université Mohamed Lakhdar Ben Amara dit Hamma Lakhdar d'El Oued)

[You 15] D. Youcef, « Commande directe du couple et des puissances d’une MADA associée à un système éolien par les techniques de l’intelligence artificielle.», Thèse de doctorat en Electrotechnique, universitedjillaliliabes de SIDI-BEL-ABBES ,Algérie, 2015.

Z

[Zao 18]ZAOUAK Abdelwahab et ELFODDA Mohammed , «Commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone » mémoire de master en Electrotechnique . ,Université Ahmed DraïaAdrar , 2018

[Zem 16] A. ZEMMIT, S. MESSALTI , «Modeling and Simulation of Doubly Fed Induction Motor (DFIM) Control using DTC and DFOC: A comparative study », International Journal of Applied Engineering Research ; Volume 11, Number 8 ; pp 5623-5628 , 2016.

Annexe

Annexe A

Tableau. A.2.1. Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation.

<i>Nom et symbole des paramètres</i>	<i>Valeur numérique</i>
Puissance nominale P_n	0.8kW
Courant nominal I_n	3.8/2.2 A
Tension nominale statorique V_s	220/380V
Fréquence nominale statorique f	50Hz
Vitesse nominale	1420tr/min
Résistance statorique R_s	11.98 Ω
Résistance rotorique R_r	0.904 Ω
Inductance statorique L_s	0.414H
Inductance rotorique L_r	0.1568H
Inductance mutuelle M	0.126H
Nombre de paires de pôles p	2

Annexe B

- Le modèle de la MADA sous SIMULINK/MATL

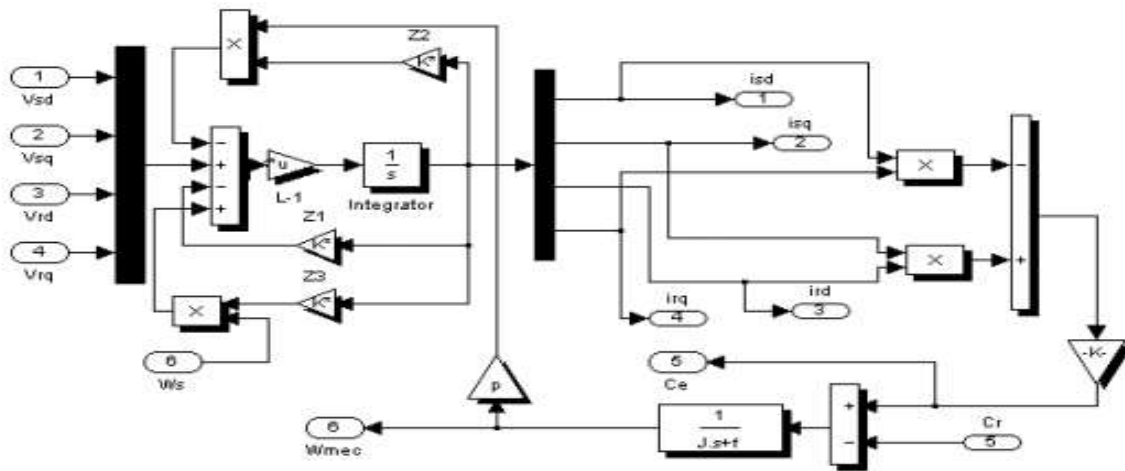


Figure. B.1. Le modèle de la commande vectorielle du MADA sous SIMULINK MATLAB.

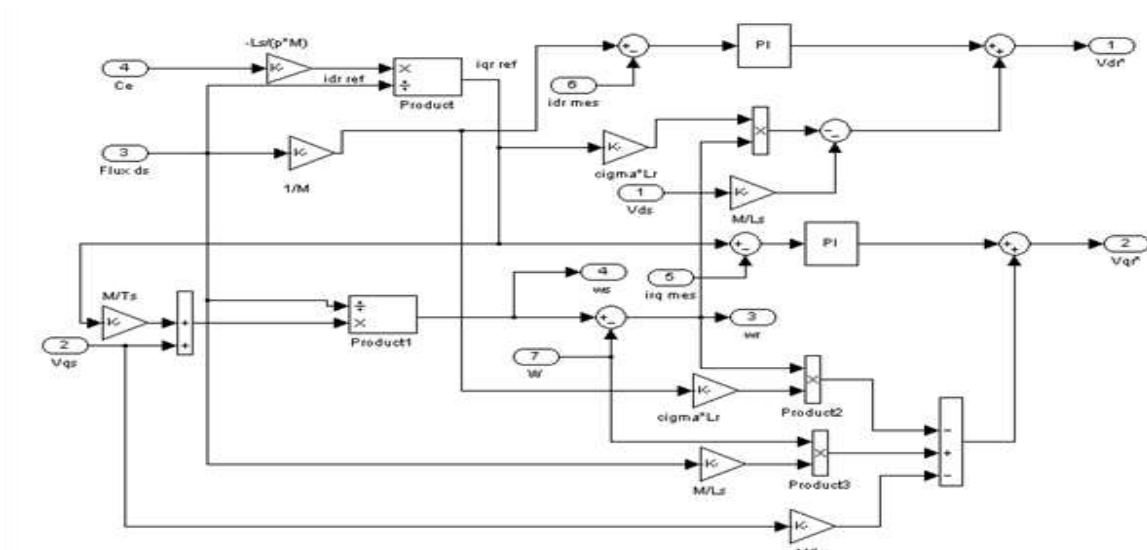


Figure. B.2. Modèle Simulink de la commande adaptative par modèle de référence MRAS basé sur le flux rotorique.

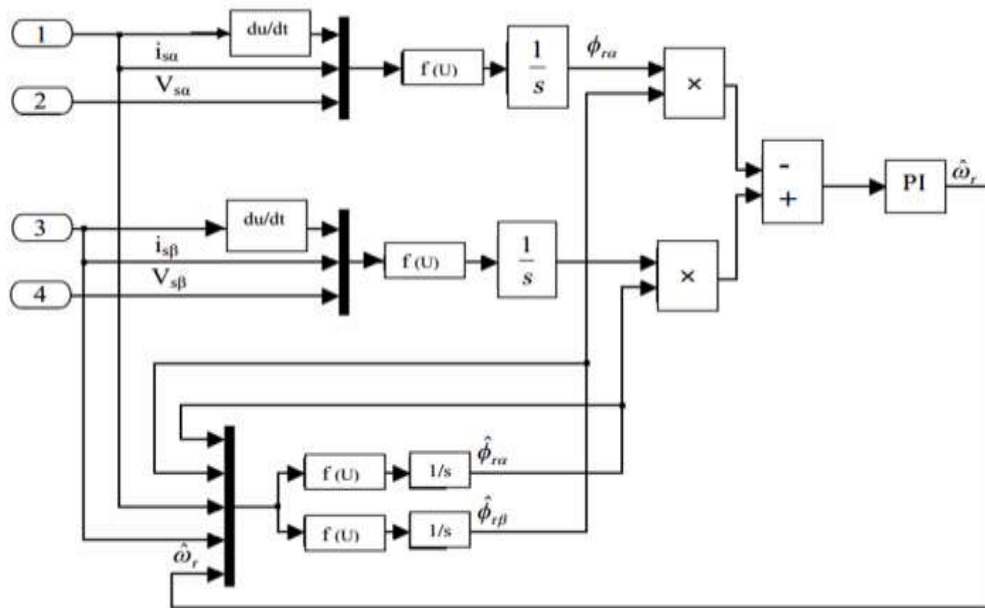


Figure. B.3. Le modèle de la commande par mode de glissement du MADA sous SIMULINK MATLAB.

