



THÈSE

Présentée à

L'Université de Batna

En vue de l'obtention du Diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Commande

Présentée par

Mme : AKKARI NADIA

Magister en Electrotechnique de l'université de Batna
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'université de Batna

**CONTRIBUTION A L'AMELIORATION DE LA
ROBUSTESSE DE LA COMMANDE D'UNE
MACHINE
ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION**

Thèse soutenue le 02 juin 2010 devant le jury :

Amor GUETTAFI	President	Professeur	Univ.Batna
Abdelaziz CHAGHI	Rapporteur	Professeur	Univ.Batna
Rachid ABDESSEMED	Co Rapporteur	Professeur	Univ.Batna
Abderrahmane Dib	Examineur	Maître de Conférence	Univ.O.E.Bouaghi
Lazhar HEROUS	Examineur	Maître de Conférence	Univ. Annaba
Salah SAAD	Examineur	Professeur	Univ. Annaba

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique (LEB)

Remerciement

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire de recherche d'électrotechnique du département d'électrotechnique de l'université de Batna LEB.

Je tiens tout particulièrement à remercier :

En premier lieu je voudrais remercier Monsieur **A. CHAGHI**, Professeur au département de l'électrotechnique de l'université de Batna et directeur de cette thèse pour la confiance qu'il m'a accordée. Je tiens à lui exprimer ma plus profonde reconnaissance d'avoir dirigé mon travail.

Je remercie également, Monsieur **ABEDESSEMED RACHID** Professeur au département d'électrotechnique à l'université de Batna et Directeur du laboratoire de recherche, pour ces conseils, ses encouragements et pour tout ce qu'il m'a apporté durant ma formation comme chercheur au sein de la section MADA.

Je suis très honorée de la présence de Monsieur **A. GUETTAFI** Professeur au département d'électrotechnique à l'université de Batna. Je tiens à le remercier et lui exprimer toute ma reconnaissance pour l'aide qu'il m'a apporté et je lui remercier pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de mémoire.

Je remercie Monsieur **S.SAAD** Professeur à l'université de Annaba. Je tiens à remercier d'avoir bien voulu participer à ce jury.

Je remercie Monsieur **L. HEROUS** Maître de Conférence à l'université de Annaba de l'intérêt qu'il manifeste pour ce travail en participant à ce jury.

Je remercie Monsieur **A. DIB** Maître de Conférence à l'université O.E. Bouaghi de d'avoir bien voulu participer au jury de mémoire.

Je remercie également très vivement tous mes *Enseignants* à l'institut.

CONTRIBUTION A L'AMELIORATION DE LA ROBUSTESSE DE LA COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

Mots Clés :

- Machine asynchrone à double alimentation
- Contrôle vectoriel à champ orienté
- Commande adaptative à modèle de référence MRAS
- Régulateur RST
- Commande non linéaire

Résumé :

Cette étude présente des stratégies linéaires et non-linéaires de contrôle appliquées à l'asservissement en vitesse d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dont les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur de tensions à Modulation de Largeur d'impulsion indépendants et le stator est alimentée par le réseau. L'étude à été menée en introduisant des techniques de commande robuste qui consistent en la commande adaptative à modèle de référence de la MADA, la commande vectorielle basée sur un régulateur RST. L'accent est aussi mi sur la conception d'un contrôleur non linéaire basé sur la technique de linéarisation afin d'optimiser le fonctionnement de la MADA. Les résultats de simulations des stratégies de contrôle linéaire (contrôle vectoriel), et non-linéaire (RST et MRAC), démontrent un bon découplage entre l'axe magnétisant et l'axe du couple. Les résultats montrent aussi un control de la vitesse satisfaisant.

CONTRIBUTION HAS IMPROVED THE ROBUSTNESS OF THE CONTROL OF A DOUBLY FED INDUCTION MACHINE

Keywords:

- Doubly Fed Induction Machine
- Field Oriented Control
- Variable Structure Control
- Model referencing adaptive control
- Regulator RST.

Abstract:

This study deals with linear and non-linear control strategies applied to the rotation speed feedback to improve the robustness of a doubly fed induction machine (DFIM), whose rotor windings are connected to a Pulse Width Modulation voltage source inverters and stator directly to the network. The study is carried out by introduction robust control techniques based on the model referencing adaptive control of the DFIM and RST regulator. The emphasize is also made on the design of a non linear controller in order to optimise the DFIM operation.

The simulations results of the linear control (field oriented control), and non-linear control (RST, MRAC), show a good independence between the main flux and the torque. The results presented show the satisfactory DFIM speed control.

تحسين في المساهمة صلابة التحكم آلة اللاتزامنية مزدوجة التغذية

المفاتيح الكلمات:

- مزامنة لا آلة
- تحكم شعاعي بمجال موجه
- تحكم مكيف بنموذج مرجعي
- منظم RST
- تحكم غير خطي

ملخص

هذه الدراسة تمثل استراتيجيات التحكم الخطي والغير الخطي المطبقة على تعديل السرعة للآلة اللامتزامنة مزدوجة التغذية بحيث ملفات الدوار موصلة بمذبذب الجهد بمقياس عرض للنابض مستقل والساكن مغذي بالشبكة. أجريت الدراسة من خلال إدخال تقنيات تحكم صلابة تنطوي على السيطرة تكيف التحكم مع نموذج مرجعي للآلة اللامتزامنة مزدوجة التغذية التحكم الشعاعي الذي يعتمد على منظم

RST

وينصب التركيز على تصميم وحدة تحكم غير خطية تعتمد على تقنية خطية من اجل تحسين تشغيل الآلة اللامتزامنة مزدوجة التغذية النتائج التجريبية لاستراتيجيات التحكم الخطية (تحكم شعاعي) وغير خطية تبين حسن التزاوج بين المحور المغناطيسي والمحور المزدوج وتظهر النتائج أيضا تحكم مرضي في سرعة الدوران.

NOTATIONS ET SYMBOLES

MADA	Machine asynchrone à double alimentation
MRAC	Commande adaptative à modèle de référence
ω_s, ω_r	Respectivement les pulsations des alimentations statorique et rotorique
ω	Pulsation mécanique du rotor
f_s, f_r	Respectivement les fréquences statorique et rotorique
V_s	Tension appliquée au stator
V_r	Tension appliquée au rotor
θ_s, θ_r	Positions respectives du référentiel synchrone par rapport à l'axe
$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$	Vitesse du référentiel synchrone par rapport au stator
$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$	Vitesse du référentiel synchrone par rapport au rotor
s,r	Indices d'axes correspondants au stator et au rotor
R_s	Résistance d'une phase statorique
R_r	Résistance d'une phase rotorique
L_s	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique
M	Inductance cyclique mutuelle
C_e	Couple électromagnétique de la machine
C_r	Couple résistant
J	Inertie des masses tournantes
f	Coefficient de frottement visqueux
Ω_s	Vitesse synchrone en rad/s

P	Nombre de paire de pole de la MADA
g	Glissement
η	Rendement
ϕ_{snom}	Flux statorique nominal
Ω	Vitesse mécanique
Ω_{nom}	Vitesse mécanique nominale
Ω_{ref}	Vitesse de référence
ϕ_{ref}	Flux de référence
P_s, P_r	Respectivement les puissances active statorique et rotorique
Q_s, Q_r	Respectivement les puissances réactive statorique et rotorique
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
I_{sd}, I_{sq}	Courant statorique selon l'axe d,q
I_{rd}, I_{rq}	Courant rotorique selon l'axe d,q
ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	Flux statorique selon l'axe d,q
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	Flux rotorique selon l'axe d,q
V_{sd}, V_{sq}	Composantes de la tension statorique dans le référentiel synchrone
V_{rd}, V_{rq}	Composantes de la tension statorique dans le référentiel synchrone
S	Opérateur dérivé de Laplace $\frac{d}{dt}$
T_s	Constante de temps statorique
T_r	Constante de temps rotorique
σ	Coefficient de fuite total
(x,y)	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor
(α,β)	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator

TABLES DE MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I : ETUDE DE L'ETAT DE L'ART DE LA MADA.....	3
Introduction.....	3
1. Topologie et emploi des machines asynchrones à double alimentation.....	4
1.1. Structure des machines asynchrones à double alimentation.....	4
2. Etat de l'art de machines asynchrones à double alimentation.....	4
2.1. Fonctionnement en génératrice.	4
2.2.Fonctionnement pour application moteur.....	6
2.2.1 Première configuration : Stator Alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur	6
2.2.2.Deuxième configuration : Stator relié au réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur.....	7
2.2.3. Troisième configuration : Stator Alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur.....	7
3. Les avantages et les inconvénients de la MADA	8
3.1. Les avantages de la MADA.....	8
3.2. Les inconvénients de la MADA.....	9
4. Mode de variation de vitesse.....	10
4.1. Action sur le glissement.....	10
4.2. Variation de la fréquence.....	10
4.3. Action sur le nombre de pôles.....	10
5. Bilan de puissance dans la MADA.....	10
5.1. Bilan de puissance en tenant compte des résistances rotoriques et statoriques.....	11
5.2. Bilan de puissance sans prise en compte des résistances rotoriques et statoriques..	11
6. Conclusion.....	12
CHAPITREII : MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA.....	13
Introduction.....	13
1. Modèle de la machine asynchrone à double alimentation.....	14
2.Hypotheses de travail.....	14

3. Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque.....	15
4. Transformation de PARK.....	17
4.1. Différents repères.....	17
4.1.1. Dans un référence lié au champ tournant	18
4.1.2. Dans un référence lié au stator	18
4.1.3. Dans un référence lié au rotor	19
5. Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation.....	22
6. Principe de la commande vectorielle.....	23
7. Commande vectorielle par orientation du flux statorique.....	23
7.1. Commande vectorielle directe et indirecte.....	25
7.1.1. Commande vectorielle directe.....	25
7.1.2. Commande vectorielle indirecte.....	25
7.2. Bloc de défluxage.....	26
8. La régulation.....	26
8.1. Calcul des régulateurs.....	28
8.1.1. Régulateur du courant I_{rd}	28
8.1.2. Régulateur du courant I_{rq}	29
8.1.3. Calcul de régulateur de vitesse.....	30
9. Schéma de simulation.....	31
10. Résultats de simulation.....	32
10.1. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	33
10.2. Test de réglage de vitesse.....	33
10.3. Test de la variation de la charge.....	34
10.4. Test pour la variation de la résistance statorique.....	35
10.5. Test pour la variation de la résistance rotorique.....	35
11. Conclusion.....	36
CHAPITRE III : COMMANDE ADAPTATIVE A MODELE DE REFERENCE	37
DE LA MADA.....	37
Introduction.....	37
1. Commande adaptative à modèle de référence.....	37
2. Spécificité de la commande adaptative.....	40
3. Principe d'adaptation des paramètres.....	42
4. Méthode basée sur l'optimisation.....	43

5. Méthode basées sur la stabilité.....	45
5.1. Approche de Lyapunov.....	46
5.2. Approche de L'hyperstabilité.....	46
6. Etude de la commande adaptative à modèle de référence.....	48
7. Equations du modèle de référence	49
8. Schéma de simulation.....	50
9. Résultats de simulation.....	51
9.1. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	51
9.2. Test de réglage de vitesse.....	52
9.3. Test de la variation de la charge.....	52
9.4. Test pour la variation de la résistance statorique.....	53
9.5. Test pour la variation de la résistance rotorique.....	54
10. Conclusion.....	55
CHAPITRE IV : COMMANDE PAR REGULATEUR RST DE LA MADA.....	56
Introduction.....	56
1. Synthèse d'un régulateur RST.....	56
2. Structure du régulateur " RST".....	57
3. Equation de la boucle fermée.....	58
4. Résolution de l'équation de "BEZOUT".....	59
5. Application à la régulation de la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation.....	61
6. Schéma de simulation.....	63
7. Résultats de simulation.....	63
7.1. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	63
7.2. Test de réglage de vitesse.....	64
7.3. Test de la variation de la charge.....	65
7.4. Test pour la variation de la résistance statorique.....	66
7.5. Test pour la variation de la résistance rotorique.....	67
8. Conclusion.....	67
CHAPITRE V : COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MADA.....	69
Introduction.....	69
1. Commande par linéarisation entrée-sortie.....	69
2. Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.....	70

3. Application à la machine asynchrone à double alimentation.....	72
3.1. Modèle non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation.....	72
3.2. Choix des grandeurs de sortie	73
3.3. Calcul du degré relatif.....	74
3.4. Linéarisation du système.....	75
4. Simulation.....	77
4.1. Résultats de simulation.....	78
4.1.1. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	78
4.1.2. Test de réglage de vitesse.....	79
4.1.3. Test de la variation de la charge.....	79
4.1.4. Test pour la variation de la résistance statorique.....	80
4.1.5. Test pour la variation de la résistance rotorique.....	81
5. Conclusion.....	81
CHAPITRE VI : ETUDE COMPARATIVE.....	82
Introduction.....	83
Résultats de simulation.....	83
1.1. Comparaison au niveau de démarrage à vide.....	83
1.2. Comparaison au niveau de démarrage à vide et de l'application d'une charge..	84
1.3. Comparaison au niveau de la variation de la charge.....	86
1.4. Comparaison pour la variation de la résistance statorique.....	89
1.4 Comparaison pour la variation de la résistance rotorique.....	91
2. Conclusion.....	92
CONCLUSION GENERALE.....	93
PUBLICATIONS.....	94
ANNEXE 1 :.....	96
ANNEXE 2 :.....	97
ANNEXE 3 :.....	98
ANNEXE 4 :.....	100
Référence bibliographique.....	102

TABLE DE FIGURES

Figure I.1	Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.....	4
Figure I.2	Schéma de l'alimentation de la MADA pour application génératrice.....	5
Figure I.3	Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Première Configuration.....	6
Figure I.4	Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Deuxième Configuration.....	7
Figure I.5	Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Troisième Configuration.....	8
Figure I.6	Comparaison de la zone de fonctionnement en survitesse sans démagnétisation de la machine à cage et de la MADA.....	9
Figure I.7	Représentation d'un fonctionnement avec démagnétisation de la MADA.....	9
Figure II.1	Transformation de Concordia ($abc-\alpha\beta$).....	16
Figure II.2	Transformation de Park.....	16
Figure II.3	Définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (d,q).....	18
Figure II.4	Définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (α,β)...	19
Figure II.5	Définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (x,y)...	19
Figure II.6	Principe de la commande vectorielle.....	24
Figure II.7	Profil du flux statorique de consigne (défluxage).....	26
Figure II.8	Schéma de compensation.....	28
Figure II.9	Schéma de régulation du courant I_{rd}	29
Figure II.10	Schéma de régulation du courant I_{rq}	30
Figure II.11	Schéma de régulation de la vitesse.....	31
Figure II.12	Structure sous MATLAB SIMULINK de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique.....	32
Figure II.13	Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	33
Figure II.14	Test de réglage de vitesse.....	34
Figure II.15	Test de la variation de charge.....	35
Figure II.16	Test pour la variation de la résistance statorique.....	35

Figure II.17	Test pour la variation de la résistance rotorique.....	36
Figure III.1	Schéma de la commande adaptative à modèle de référence.....	39
Figure III.2	Structure d'une commande basée sur l'optimisation.....	44
Figure III.3	Schéma d'une commande basée sur l'hyper stabilité.....	47
Figure III.4	Structure de la commande adaptative à modèle de référence.....	49
Figure III.5	Structure sous MATLAB SIMULINK de la commande adaptative à modèle de référence de la MADA.....	50
Figure III.6	Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	51
Figure III.7	Test de réglage de vitesse.....	52
Figure III.8	Test de la variation de la charge.....	53
Figure III.9	Test pour la variation de la résistance statorique.....	54
Figure III.10	Test pour la variation de la résistance rotorique.....	54
Figure IV.1	Système en boucle fermée avec un régulateur R-S-T en présence de perturbation en sorties et de bruits de mesure.....	57
Figure IV.2	Structure RST avec modèle de référence P_r	58
Figure IV.3	Schéma bloc de régulation de vitesse de la MADA.....	61
Figure IV.4	Structure sous MATLAB SIMULINK de la commande vectorielle par régulateur RST.....	63
Figure IV.5	Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	64
Figure IV.8	Test de réglage de vitesse.....	65
Figure IV.9	Test de la variation de la charge.....	66
Figure IV.10	Test pour la variation de la résistance statorique.....	66
Figure IV.11	Test pour la variation de la résistance rotorique.....	67
Figure V.1	Diagramme fonctionnel de la commande par découplage et linéarisation..	75
Figure V.2	Schéma bloc de la commande par linéarisation entrées-sorties pour une machine asynchrone à double alimentation	77
Figure V.3	Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	78
Figure V.4	Test de réglage de vitesse.....	79
Figure V.5	Test de la variation de la charge.....	81
Figure V.6	Test pour la variation de la résistance statorique.....	81
Figure V.7	Test pour la variation de la résistance rotorique.....	81
Figure VI.1	Test de démarrage à vide.....	86
Figure VI.2	Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	88

Figure VI.3	Test de la variation de la charge.....	90
Figure VI.4	Test pour la variation de la résistance statorique.....	91
Figure VI.5	Test pour la variation de la résistance rotorique.....	92

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles pour sa grande robustesse électromécanique et son faible coût, requiert des structures de contrôles spécifiques et complexes, qui sont utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable performants.

La machine asynchrone à rotor bobiné doublement alimentée a fait l'objet de nombreuses recherches principalement pour son fonctionnement en génératrice dans les applications de l'énergie éolienne. Nos travaux concernent le fonctionnement en moteur à vitesse variable, pour l'amélioration de la robustesse de la commande de la MADA .

Le développement de différentes méthodes de commande du moteur asynchrone est justifié par le besoin de prendre en compte sa structure non linéaire. C'est d'ailleurs pour cette raison, et en dépit de son plus faible coût et de son encombrement moindre, que l'industrie avait préféré, jusqu'aux années 1980, l'utilisation des moteurs à courant continu, puis synchrones, car leurs structures linéaires facilitaient la commande.

Actuellement plusieurs recherches et études ont émergé dans le but de faire translater les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine à courant alternatif. Dans ce sens, Blaschk et Hasse ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle : à savoir la commande vectorielle dite aussi commande à flux orienté. Cette dernière est d'une importance majeure puisqu'elle résoud les problèmes du couplage des variables de la machine.

Au cours de notre travail, nous avons essayé de donner les principaux avantages de cette machine par rapport à la machine asynchrone à cage. Ainsi, notre mémoire est composé de six chapitres :

Dans le premier chapitre nous dressons une étude de l'art de la MADA, ainsi qu'un bilan de ses avantages et de ses inconvénients. Notre choix s'est orienté vers une configuration utilisant un onduleur relié aux enroulements rotoriques de la MADA. Nous présenterons le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adapté est basé sur la transformation de Park.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des performances du contrôle vectoriel par orientation du flux statorique développé pour la MADA. Dans ce type de commande, la machine est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Le courant i_{rd} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant i_{rq} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes i_{rd} et i_{rq} sont mutuellement découplées.

La commande adaptative à modèle de référence de la MADA sera présentée dans le troisième chapitre. Pour aboutir aux performances désirées, le mécanisme d'adaptation consiste à éliminer toutes les divergences entre la réponse du modèle de référence et celle du système pour n'importe quelle entrée et dans n'importe quelle condition.

Le quatrième chapitre met en œuvre la commande vectorielle utilisant un régulateur polynomial RST basé sur la théorie du placement de pôles.

Dans le cinquième chapitre, un contrôleur non-linéaire basé sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties pour régler la vitesse de la MADA est introduit. Le sixième chapitre présente une étude comparative entre : la commande vectorielle, la commande adaptative à modèle de référence, le régulateur RST et la commande par linéarisation entrée- sortie. Il apparaît que chaque stratégie est fonction de son application selon la qualité et précision du contrôle.

CHAPITRE I

ETUDE DE L'ETAT DE L'ART DE LA MADA

INTRODUCTION :

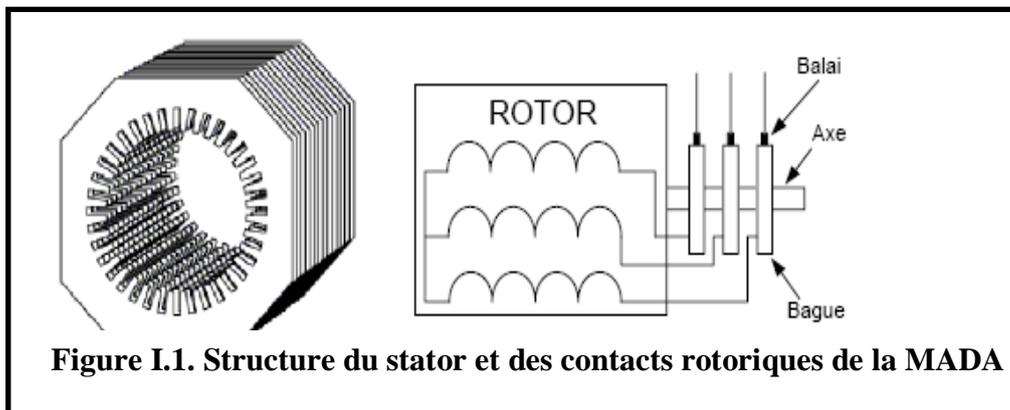
Traditionnellement, la machine à courant continu possède l'image de marque d'une machine essentiellement prédisposée à la vitesse variable, puisque la nature de la source qu'elle requiert, ainsi que sa commande pour assurer cette fonction sont simples à obtenir. La machine asynchrone à cage, conçue pour les applications à vitesse constante, est devenue, avec l'évolution de l'électronique de puissance et la maîtrise de la commande vectorielle ou de la commande directe du couple, la machine la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable. Cette machine présente l'avantage d'être plus robuste et moins coûteuse, à puissance égale, que les autres machines. Cependant cette machine présente des inconvénients, tels que : la sensibilité de la commande aux variations des paramètres électriques de la machine.

La machine asynchrone à bagues présente l'avantage d'être mieux adaptée à la variation de vitesse. Des dispositifs primitifs, comme les plots résistifs et le hacheur rotorique, ont été introduits afin d'assurer le fonctionnement à vitesse variable de cette machine [SAL 07]. Toutefois, ces dispositifs ne présentent qu'une plage de variation de vitesse limitée et un rendement global réduit. Plus tard le montage en cascade hyposynchrone de la machine à bagues vient améliorer le problème de rendement. Enfin, suite à une grande évolution des composants de l'électronique de puissance et de la commande numérique, deux structures ont émergé pour l'alimentation de cette machine pour varier sa vitesse : la première consiste à coupler le stator au réseau et alimenter le rotor à travers un onduleur de tension ; dans la seconde, les deux armatures sont couplées à deux onduleurs de tension. C'est la double alimentation de la machine, dont la structure présente une bonne flexibilité et un nombre suffisant de paramètres de réglage.

I.1.TOPOLOGIE ET EMPLOI DES MACHINES ASYNCHRONES A DOUBLE ALIMENTATION

I.1.1 Structure des machines asynchrones à double alimentation

La Machine Asynchrone à Double Alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne Figure (I-1) [POI 03].



I.2.ETAT DE L'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la Machine Doublement Alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [HOP 01]. Ainsi dans cet état de l'art, il existe trois thèmes différents :

I.2.1 Fonctionnement en génératrice

L'utilisation de la MADA pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne est très répandue. Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré

dans cette thèse, son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.) [KHA 06], [VID 04]. En effet, avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec la MADA connaissent un grand essor et un grand nombre de publications accompagnent ce développement [SAL 07]. La littérature est abondante dans ce domaine et les thèmes abordés sont très variés :

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

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure (1-2). Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau.

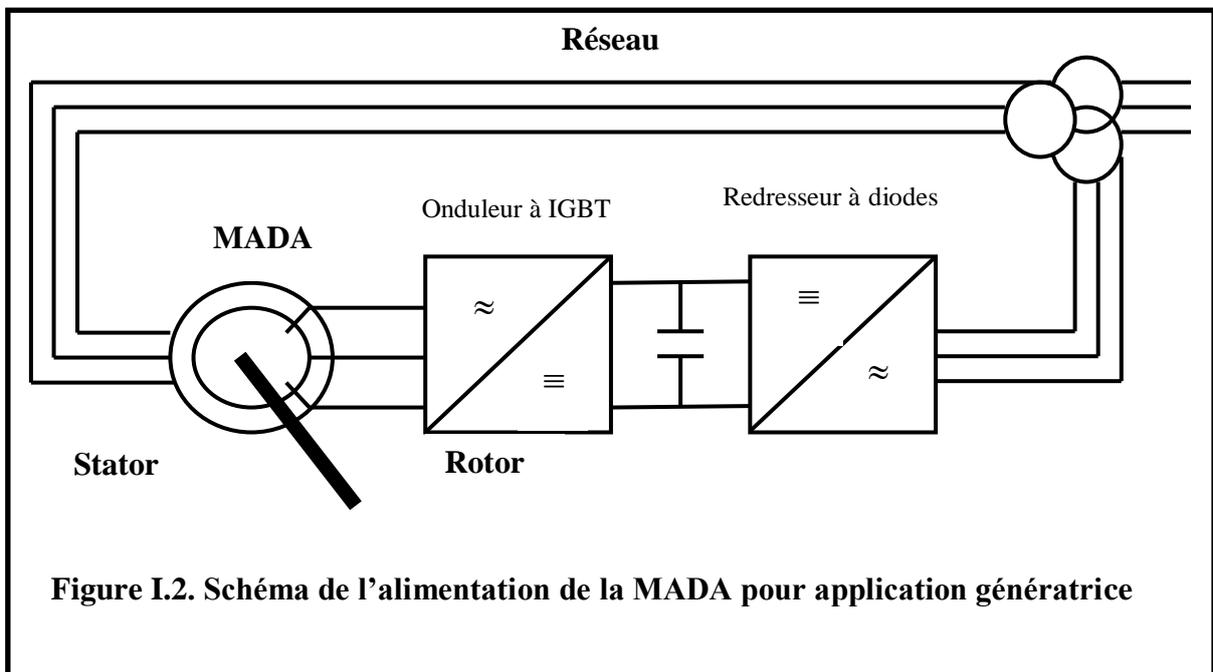


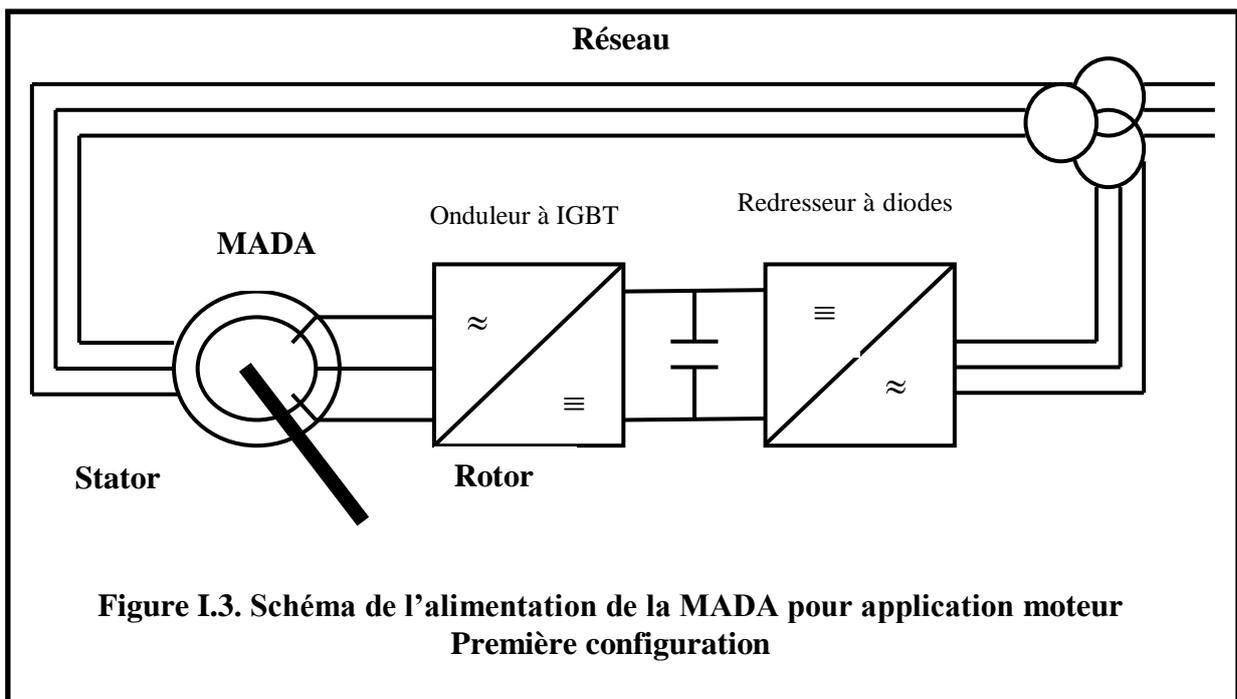
Figure I.2. Schéma de l'alimentation de la MADA pour application génératrice

1.2.2 Fonctionnement pour application moteur

Pour le cas de l'application moteur de la MADA, les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaires et non linéaires avec ou sans capteur de vitesse ou de Position [SAL 07]. L'objet de nos travaux, concerne le fonctionnement moteur où le rotor de la MADA est alimenté par un convertisseur et le stator est alimenté par le réseau figure (1-3). Le nombre d'études traitant ce type de configuration est inférieur au précédent. Néanmoins les travaux présents dans la littérature montrent les bonnes performances de cette machine dans ce mode de fonctionnement. Ces travaux concernent principalement les stratégies de commande.

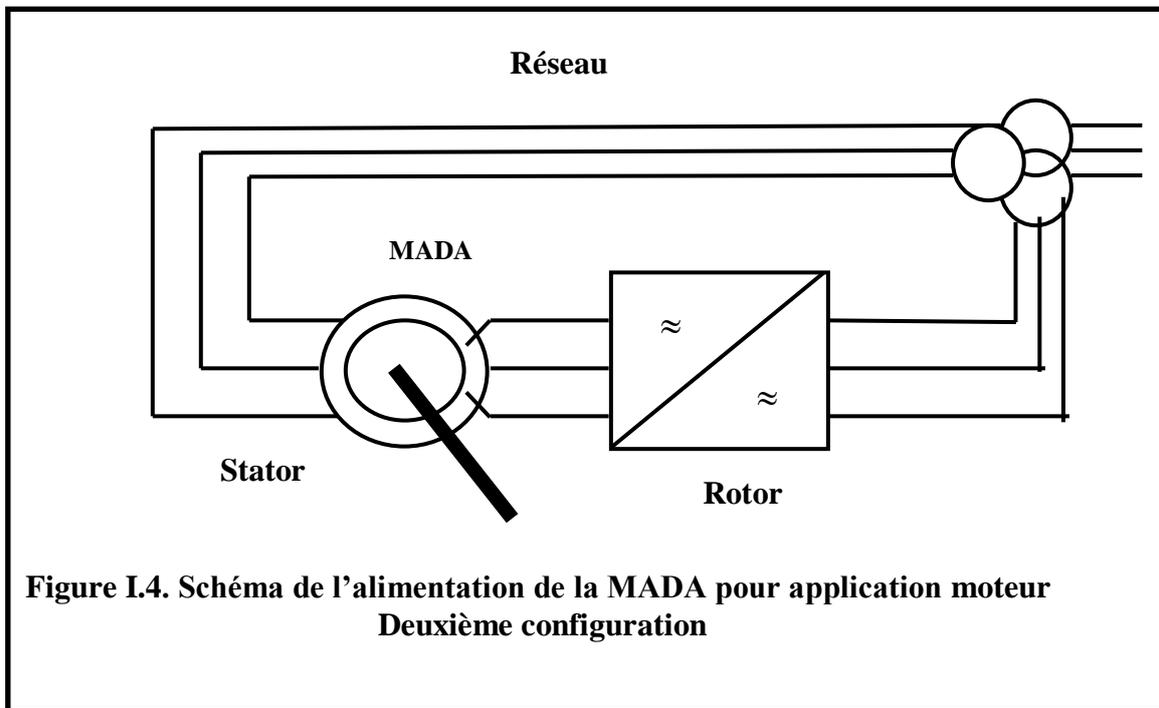
1.2.2.1 Première configuration : Stator Alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Cette classe est dite MADA simple. Les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à son propre onduleur. La figure I.3 représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA [KHO 06].



1.2.2.2. Deuxième configuration : Stator relié au réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur

Dans cette configuration les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à un cycloconvertisseur. La figure (I-4) représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA [SAL 07].



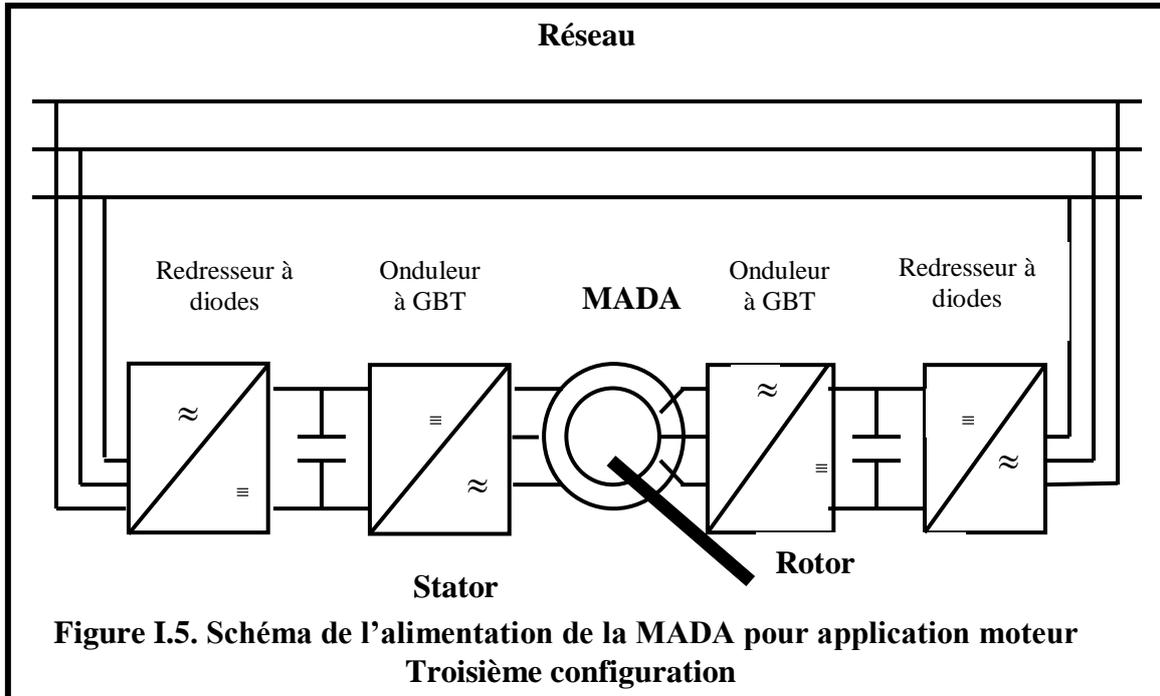
**Figure I.4. Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur
Deuxième configuration**

1.2.2.3. Troisième configuration : Stator Alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur

Cette configuration consiste en une MADA dont les deux côtés, stator et rotor, sont alimentés par des onduleurs de tension [KHO 06]. Elle peut prendre deux formes équivalentes :

- * Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés,
- * Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés.

La figure (1-5) représente un schéma générique de cette structure.



I.3. LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE LA MADA

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

I.3.1. Les avantages de la MADA

La MADA présente plusieurs avantages à savoir :

- * La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.

- * 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 vitesse de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentent son rendement. De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs permet de travailler à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine [GHO 01], [RAM 00].

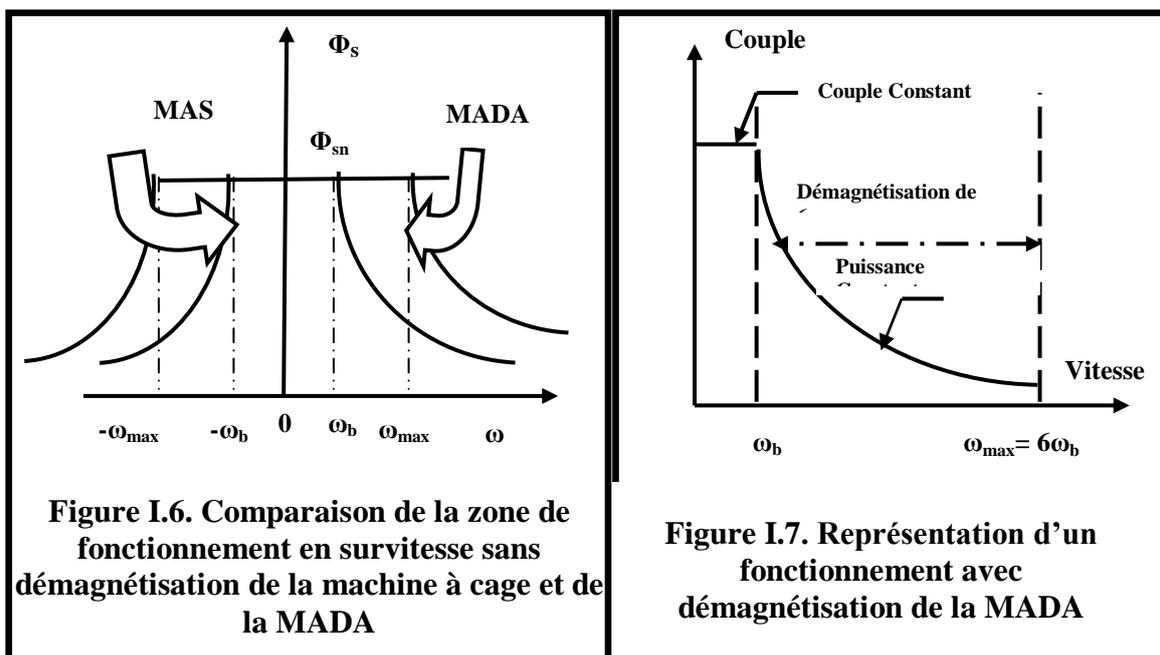
* La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.

* La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.

* La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6).

* Un fonctionnement en régime dégradé plus souple que la machine à simple alimentation, quand un onduleur tombe en panne.

Les figures (I.6) et (I.7) notent les zones de fonctionnements d'une MADA



I.3.2. Les inconvénients de la MADA :

Contrairement à ses avantages, la MADA présente aussi des inconvénients tels que :

* Un nombre important de convertisseurs est utilisé (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) que celui utilisé pour la machine à cage. Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA.

* La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grande puissance [RAM 00].

I.4. MODE DE VARIATION DE VITESSE

L'examen de la formule de la vitesse donné par : $\Omega = \frac{2\pi}{P} f_s (1 - g)$, fait sortir trois modes de variations :

I.4.1. Action sur le glissement

Pour régler la vitesse, lorsqu'on utilise ce principe, on place entre le réseau et le moteur un gradateur pour chacune des phases. On fait varier la vitesse par action sur l'angle de passage des courants durant chaque alternance. Ce mode affecte directement le rendement $\eta = (1 - g)$. Techniquement on réalise ce type par action sur la tension d'alimentation pour le moteur à rotor à cage et avec une résistance rotorique pour le moteur à rotor bobiné [SIG 97].

I.4.2. Variation de la fréquence

Pour faire varier la vitesse dans de bonnes conditions, il faut faire varier sa fréquence d'alimentation en utilisant des convertisseurs (onduleur MLI ou plein onde-cycloconvertisseur) [SIG 97].

I.4.3. Action sur le nombre de pôles

C'est un mode constructif par action sur le nombre de pôles, cette technique de bobinage consistant à changer la polarité de la machine par un changement des sens de courant. La vitesse Ω varie du simple au double et inversement ce qui implique une variation discontinue [SIG 97].

I.5. BILAN DES PUISSANCES DANS LA MADA

Le calcul des puissances active et réactive côté rotor et côté stator peut être établi à partir des équations de la machine.

En régime permanent, les équations de la machine s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (I.1)$$

1.5.1. Bilan des puissances en tenant compte des résistances rotoriques et statoriques

Le bilan de puissances côtés stator et rotor en tenant compte des termes résistifs et des hypothèses suivantes :

Le fonctionnement se fait à facteur de puissance unitaire au rotor. Le courant $I_{rd} = 0$, la tension V_{rd} s'annule aussi ; d'où $Q_r = 0$.

****Côté stator***

Les puissances active et réactive côté stator sont données par les équations (I.2) et (I.3) :

$$P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} = \frac{R_s}{M^2} (\phi_{rd}^2 + L_r^2 I_{rq}^2) - \omega_s I_{rq} \phi_{rd} \quad (I.2)$$

$$Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \approx (\phi_{sd} I_{sd} + \phi_{sq} I_{sq}) \omega_s = \left(\frac{L_s}{M^2} \phi_{rd}^2 + \sigma L_s \frac{L_r^2}{M^2} I_{rq}^2 \right) \omega_s \quad (I.3)$$

**** Côté rotor***

Les puissances active et réactive côté rotor sont données par les équations (I.4) et (I.5) :

$$P_r = V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \approx V_{rq} I_{rq} = R_r I_{rq}^2 + \omega_r I_{rq} \phi_{rd} \quad (I.4)$$

$$Q_r = V_{rq} I_{rd} - V_{rd} I_{rq} \approx 0 \quad (I.5)$$

Les puissances actives, contiennent des termes relatifs aux pertes par effet Joule et un autre terme représentant l'énergie transmise. Ce dernier terme est fonction des pulsations du stator et du rotor ainsi que de la valeur du couple.

1.5.2. Bilan des puissances sans prise en compte des résistances rotoriques et statoriques

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

$$V_{sd} \approx -\omega_s \phi_{sq} \quad (I.6)$$

$$V_{sq} \approx \omega_s \phi_{sd} \quad (I.7)$$

$$V_{rd} \approx -\omega_r \phi_{rq} \quad (I.8)$$

$$V_{rq} \approx \omega_r \phi_{rd} \quad (I.9)$$

*** Côté stator**

Les puissances active et réactive coté stator sont données par les équations (I.10) et (I.11) :

$$P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} = -\omega_s I_{rq} \phi_{rd} \quad (I.10)$$

$$Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \approx (\phi_{sd} I_{sd} + \phi_{sq} I_{sq}) \omega_s = \left(\frac{L_s}{M^2} \phi_{rd}^2 + \sigma L_s \frac{L_r^2}{M^2} I_{rq} \right) \omega_s \quad (I.11)$$

*** Côté rotor**

Les puissances active et réactive coté rotor sont données par les équations (I.7) et (I.8) :

$$P_r = V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \approx V_{rq} I_{rq} = \omega_r I_{rq} \phi_{rd} \quad (I.12)$$

$$Q_r = V_{rq} I_{rd} - V_{rd} I_{rq} \approx 0 \quad (I.13)$$

Les puissances actives P_s et P_r dépendent de la composante directe du flux rotorique, du courant I_{rq} ainsi que des pulsations ω_s et ω_r . La puissance réactive au stator Q_s dépend de Φ_{rd} , I_{rq} , ω_s , ainsi que des paramètres inductifs de la MADA. L'énergie réactive sera toujours fournie à la machine par le stator et ceci quelque soit le signe de ω_s . [KHO 06]

I.6.CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté un état de l'art de la machine à double alimentation MADA. Trois configurations sont généralement utilisées dans la littérature selon l'alimentation du rotor et du stator. L'utilisation d'un convertisseur au rotor (onduleur ou cycloconvertisseur) et d'un stator relié directement au réseau.

Ces structures fonctionnent en moteur ou en génératrice. Le fonctionnement en moteur correspond à celui des systèmes de grandes puissances pour lesquels la vitesse est relativement faible. L'application en génératrice la plus répandue actuellement concerne l'énergie éolienne où la variation de vitesse de la turbine a lieu sur une plage réduite.

CHAPITRE II

MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

INTRODUCTION

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement.

Notre objectif est de présenter mathématiquement une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation sous forme d'état selon le choix des différents repères. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d,q) , soit fixe au stator (α,β) . Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la MADA à l'aide de transformations mathématiques adaptées [MER 07].

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère (d,q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner.

Le principe du contrôlé vectoriel réside dans l'orientation du flux dans la machine au stator, au rotor ou dans l'entrefer suivant l'un des deux axes d,q . Conventionnellement nous travaillons avec une orientation suivant l'axe d , l'axe en quadrature portera par

conséquent le courant qui participera à la création du couple électromagnétique dans la machine.

Donc le contrôle des courants suivant l'axe d va déterminer l'état magnétique de la machine alors que le contrôle des courants suivants l'axe q nous assure le couple nécessaire [SAL 07].

II.1. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

Le modèle de la machine asynchrone présenté traditionnellement est un modèle en 'régime permanent'. C'est à dire que la machine est supposée fonctionner en régime établi, qu'elle est alimentée sous un système triphasé de valeurs efficaces constantes et qu'elle tourne à une vitesse constante [CAR 00].

Les grandeurs sont alors sinusoïdales et l'approche dans l'espace complexe est valable.

Ce modèle n'est plus valable si la machine est alimentée par un onduleur triphasé commandé suivant un schéma de contrôle.

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit « V/f », permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. C'est un *contrôle scalaire*. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basées sur le modèle en 'régime permanent' de la machine [BAJ 03], [BAG 99].

Il existe un schéma de contrôle basé sur le modèle 'transitoire' ou 'dynamique' de la machine qui est le *contrôle vectoriel* de la machine.

Ce type de contrôle permet d'avoir une dynamique de réponse plus rapide et une meilleure précision du contrôle de couple.

L'étude de la machine asynchrone est basée essentiellement sur la transformée de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes électriquement perpendiculaires appelés d pour l'axe direct, et q pour l'axe quadrature.

II.2. HYPOTHESES DE TRAVAIL

Pour la mise en équation, le bobinage est supposé réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux [ABD 97], [HAU 95].

Le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligés ainsi que le fonctionnement se fait en régime non saturé.

En fin le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié [CAR 00].

II.3. LES EQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME QUELCONQUE

La mise en équation de la machine asynchrone à double alimentation avec les hypothèses que nous avons retenues étant classique, nous ne mentionnerons que les points qui nous semblent essentiels et les choix qui nous sont propres par rapport à ce qui se fait habituellement. Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer à [LES 81], [BOS 86], [VAS 90], [LEO 96], [BAG 95].

Précisons tout d'abord que nous préférons utiliser la transformation de Clark plutôt que celle de Concordia pour passer des grandeurs triphasées (a,b,c) aux grandeurs diphasées (α, β).

Ce choix de matrice de passage non normée est bien pratique en commande où l'on traite les grandeurs d,q.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = C_{23} [x_{abc}] \quad (\text{II.1})$$

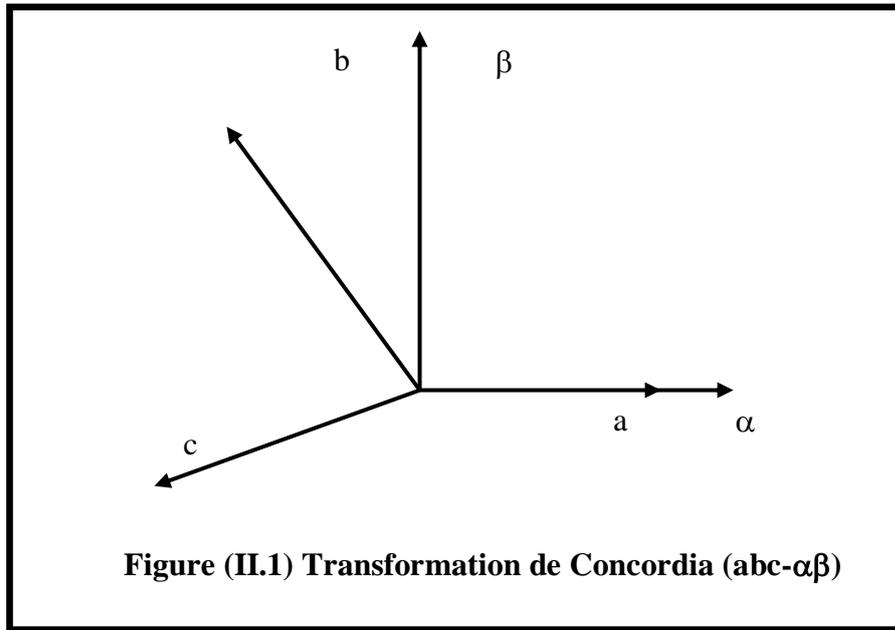
Avec :

$$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{abc}] = C_{32} [x_{\alpha\beta}] \quad (\text{II.3})$$

et :

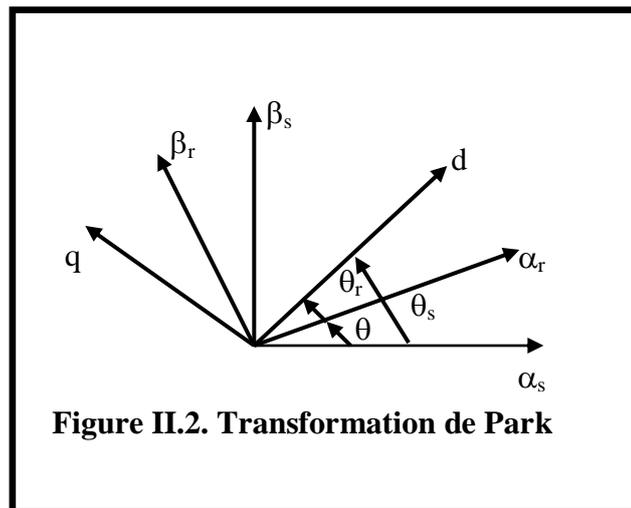
$$C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$



Il apparaît clairement ensuite que les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celles des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations.

Ceci se fait en liant les angles

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{II.5})$$



Les flux dans ce système d'axes s'écrivent :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression :

$$C_e = \frac{3}{2} P (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{II.7})$$

II.4. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq. Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc Fig (II-2), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [CAR 00], [GRE 00].

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques), il existe une rotation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final [BAR 82], [ED 00].

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation : $\theta_s = \theta + \theta_r$

II.4.1. Différents repères

Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations. On peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant.

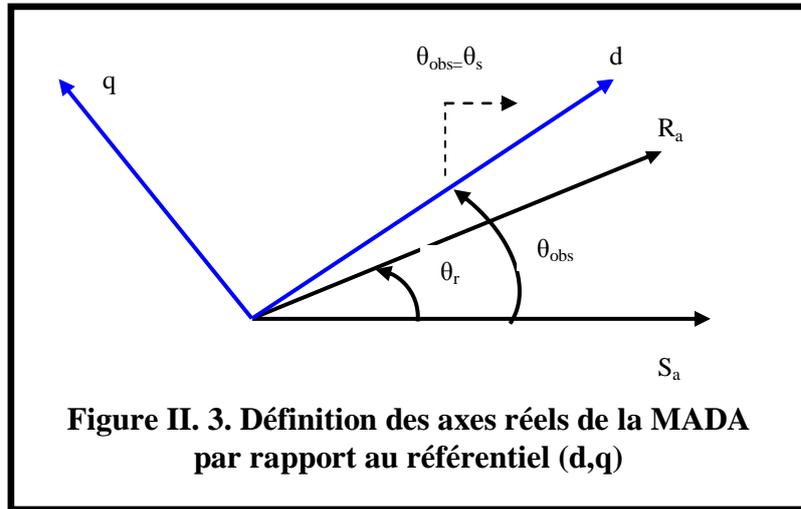
Le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'en vérité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Le flux rotorique, quant à lui, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui 'glisse' par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux, statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme [CAN 00].

II.4.1.1. Référentiel lié au champ tournant :

Notons $\omega_s = \frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = \dot{\theta}_s$ que nous appellerons pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdale).

De même nous noterons $\omega_r = \dot{\theta}_r$ la pulsation rotorique et $\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = P\Omega$ la pulsation mécanique.



Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \end{cases} \quad (II.8)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, permet d'obtenir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

II.4.1.2. Référentiel lié au stator :

Dans ce cas les repères (α_s, β_s) et (d,q) sont confondus :

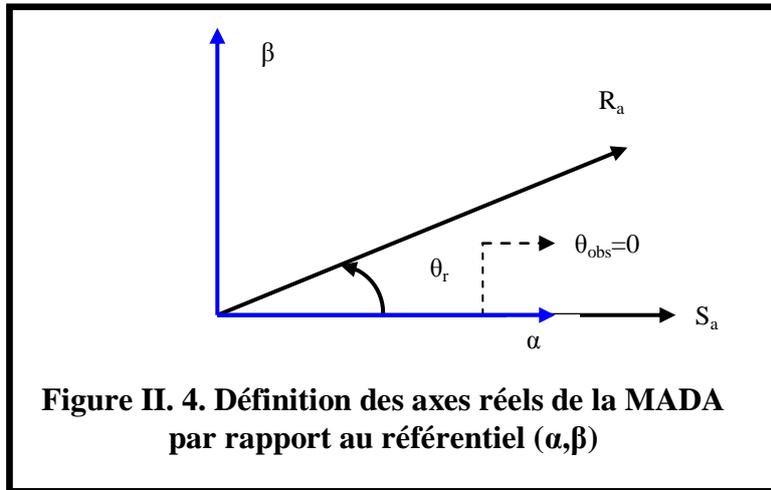
$$\begin{cases} \omega_s = \omega_{obs} = 0 \\ \omega_r = -\omega = -P\Omega \end{cases} \quad (II.9)$$

$$(II.10)$$

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \phi_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

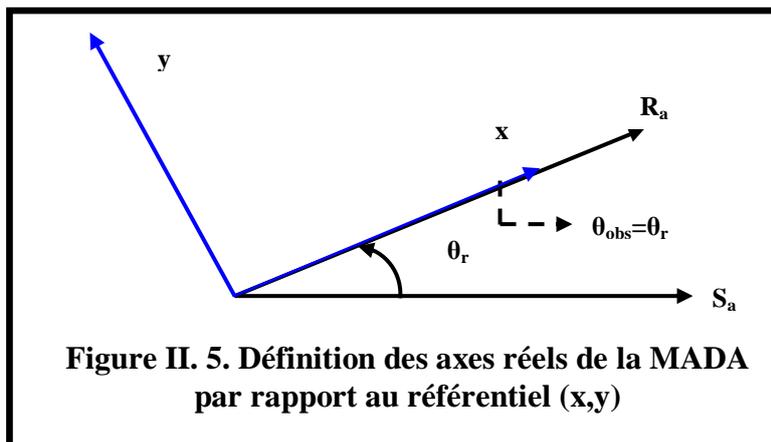
C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [HAU 95].



II.4.1.3. Dans un référentiel lié au rotor :

Il se traduit par la condition :

$$\omega_{\text{obs}} = \frac{d\theta_{\text{obs}}}{dt} = \omega_r \quad (\text{II.12})$$



Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega_r \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} + \omega_r \phi_{sx} \\ V_{rx} = R_r I_{rx} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = R_r I_{ry} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

L'équation mécanique est de la forme suivant :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} - f\Omega \quad (\text{II.14})$$

Nous considérons le flux statorique et le courant rotorique comme étant les variables d'état et les tensions statoriques et rotoriques comme étant les variables de commande.

Alors, le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{\mathbf{X}} = \frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Et :

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} \omega & -\left(\frac{1}{\sigma T_r} + \frac{M^2}{\sigma L_s T_s L_r}\right) & (\omega_s - \omega) \\ \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} & -(\omega_s - \omega) & -\left(\frac{1}{\sigma T_r} + \frac{M^2}{\sigma L_s T_s L_r}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Pour faciliter la réalisation du modèle, on peut écrire la matrice [A] sous la forme :

$$[A] = [A_1] + [A_2]\omega + [A_3]\omega_s \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} & 0 & -\frac{1}{\sigma T_r} - \frac{M^2}{\sigma L_s T_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} & 0 & -\frac{1}{\sigma T_r} - \frac{M^2}{\sigma L_s T_s L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & -1 \\ \frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$[A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

De plus, l'équation représentant le mouvement mécanique est donnée par :

$$C_e = p \frac{M}{L_s L_r} [\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}] \quad (\text{II.24})$$

Modéliser la machine de cette manière permet de réduire le nombre de grandeurs dont on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la MADA. En effet seul les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

II.5.COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

Dans le but de faire translater les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine asynchrone, Blaschke et Hasse ont proposé une méthode de contrôle vectoriel de la machine asynchrone. La commande vectorielle dite aussi 'commande à flux orienté' est d'une importance majeure puisqu'elle résout les problèmes du couplage des variables de la machine [BLA 96].

Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment.

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales :

- * Méthode directe développée par Blaschke.
- * Méthode indirect développée par Hasse.

Plusieurs techniques ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [VAS 90] :

Suivant la source d'énergie :

- * Commande en tension ;
- * Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère (d,q) :

- * Le flux rotorique ;
- * Le flux statorique ;
- * le flux de l'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

- * Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase)
- * Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Dans notre cas, nous nous intéressons à une commande en tension avec orientation du repère (d-q) suivant le flux statorique.

II.6.PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

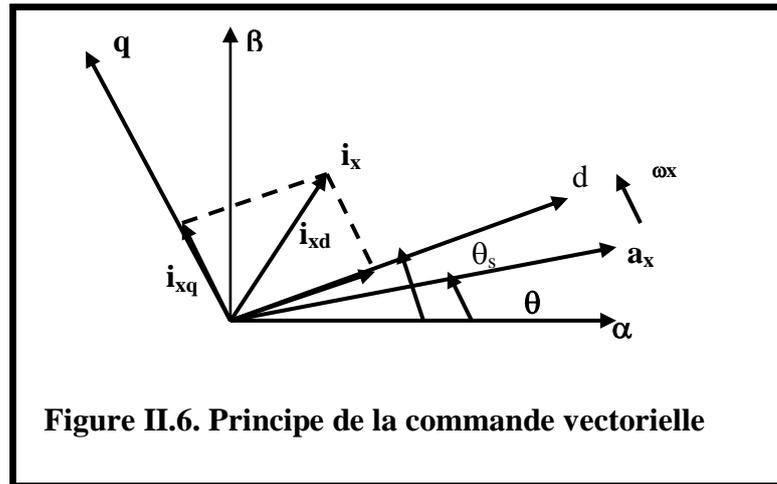
La commande par orientation de flux proposé par Blaschke, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones.

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, i_{rd} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant i_{rq} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes i_{rd} et i_{rq} sont mutuellement découplées.

II.7. COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE

La machine asynchrone est un système multivariable régit par des équations différentielles. L'utilisation de la transformation de Park par le changement des repères, sous certain hypothèses, permet de simplifier ces équations et donc d'appréhender une meilleure compréhension du comportements physique de la machine.

Un choix adéquat du référentiel (d-q) est fait de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (d) permettant d'obtenir une expression de couple dans laquelle deux courants orthogonaux (i_{rd}, i_{rq}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple.



En se basant sur l'orientation du flux statorique on peut écrire:

$$\phi_{sd} = \phi_s \text{ et } \phi_{sq} = 0, \text{ alors.}$$

$$\phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} = 0, \quad (\text{II.25})$$

$$\text{Impose } I_{sq} = \frac{-M}{L_s} I_{rq} \quad (\text{II.26})$$

En introduisant l'équation (II-26) dans l'expression du flux ϕ_{rq}

$$\phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \quad (\text{II.27})$$

On trouve:

$$\phi_{rq} = \sigma L_r \cdot I_{rq} \quad (\text{II.28})$$

$$C_e = p \frac{M}{L_s} \phi_s \cdot I_{rq} \quad (\text{II.29})$$

$$\phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd}, \text{ alors} \quad (\text{II.30})$$

$$\phi_s = M \cdot I_{rd} \quad (I_{sd} = 0) \quad (\text{II.31})$$

En introduisant l'équation (II.31) dans l'expression (II-29) on trouve :

$$C_e = K_t i_{rd} i_{rq} \quad (\text{II.32})$$

$$\text{Avec } K_t = \frac{pM^2}{L_s}$$

L'expression (II-32) est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. Ceci permet d'obtenir une commande vectorielle découplée ou la composante i_{rq} contrôle le couple et le flux ϕ_s étant imposé par la composante i_{rd}

Puisque $\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$, on peut écrire les équations suivants :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = \frac{-1}{T_s} \phi_s + \frac{M}{T_s} i_{rd} \quad (\text{II.33})$$

$$\frac{d\phi_{sq}}{dt} = 0 = -\omega_s \phi_s + \frac{M}{T_s} + V_{sq} \quad (\text{II.34})$$

$$\frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{M}{\sigma.L_s.T_s.L_r} \phi_s - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s.T_s.L_r} \right) I_{rd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} - \frac{M}{\sigma.L_s.L_r} V_{sd} + \frac{1}{\sigma.L_r} V_{rd} \quad (\text{II.35})$$

$$\frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{M}{\sigma.L_s.L_r} \omega \phi_s - (\omega_s - \omega) I_{rd} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s.T_s.L_r} \right) I_{rq} - \frac{M}{\sigma.L_s.L_r} V_{sq} + \frac{1}{\sigma.L_r} V_{rq} \quad (\text{II.36})$$

$$I_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \quad (\text{II.37})$$

D'après le système d'équations (II.8) :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s.M}{L_s} I_{rq} + V_{sq} \right) / \phi_s^* \quad (\text{II.38})$$

Et d'après l'équation (II.29) :

$$I_{rq} = \frac{C_e^*}{K_t \cdot \phi_s^*} \quad (\text{II.39})$$

II.7.1.COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE ET INDIRECTE

II.7.1.1.Commande vectorielle directe

Dans la méthode directe, le flux statorique est régulé par une boucle de contre réaction, ce qui nécessite sa mesure ou son estimation qui doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures. Dans son essence, la commande vectorielle directe doit être réalisée par la mesure du flux qui nécessite l'utilisation de capteur placé dans l'entrefer de la machine, opération généralement délicate à réaliser [AKA 05].

II.7.1.2. Commande vectorielle indirecte

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 température surtout pour la constante de temps rotorique [AKA 05].

Les équations (II.37), (II.39) mettent en évidence le courant I_{rd} producteur de flux et le courant I_{rq} producteur le couple. Cela offre la possibilité de contrôler la machine.

II.7.2. Bloc de défluxage

Les opérations toutes vitesses caractérisant le fonctionnement de la MADA sont réalisées par un bloc de défluxage figure (II-7). Ce dernier est défini par la non-linéarité suivante :

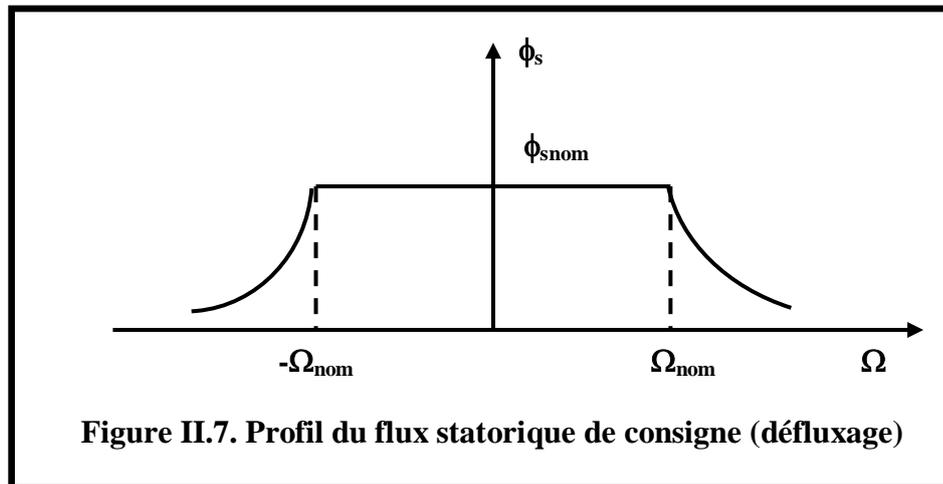
$$\phi_s = \phi_{nom} \quad \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \quad (II.40)$$

$$\phi_s = \phi_{nom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \quad \text{pour } |\Omega| \geq \Omega_{nom} \quad (II.41)$$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse nominale

ϕ_{nom} : Flux statorique nominale



II.8. LA REGULATION

Pour régler les courants I_{rd} et I_{rq} , on utilise deux régulateurs de type PI et une troisième régulation est éventuellement envisagée pour la régulation de la vitesse.

En règle générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et compenser rapidement les perturbations.

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

Tous les régulateurs, qui seront utilisés dans notre travail, seront de type PI dont la forme est donnée par la relation :

$$G_{PI}(S) = K_p + \frac{K_I}{S} \quad (\text{II.42})$$

Avec :

K_p : Coefficient de proportionnalité ;

K_I : Coefficient d'intégration.

D'après le système d'équations (II-35), (II-36) on a donc

$$V_{d\text{-cor}} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} \quad (\text{II.43})$$

$$V_{q\text{-cor}} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} \quad (\text{II.44})$$

$$V_{d\text{-cp}} = \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rq} \quad (\text{II.45})$$

$$V_{d1} = V_{d\text{-cp}} - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (\text{II.46})$$

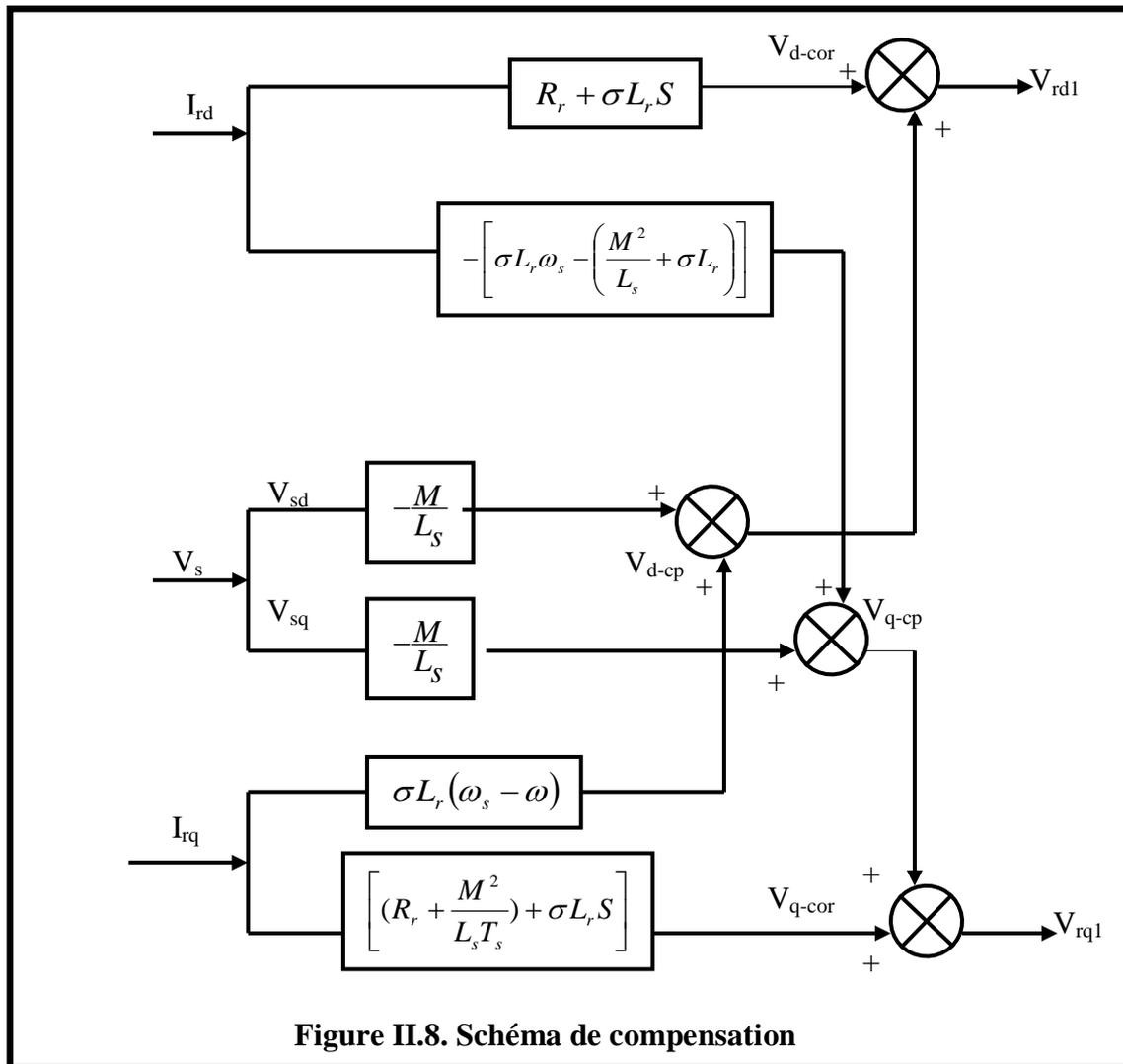
$$V_{q\text{-cp}} = \left[\sigma L_r \omega_s - \left(\frac{M^2}{L_s} + \sigma L_r \right) \omega \right] I_{rd} \quad (\text{II.47})$$

$$V_{q1} = V_{q\text{-cp}} - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (\text{II.48})$$

Les termes ($V_{d\text{-cp}}, V_{q\text{-cp}}$) représentent les forces électromotrices de compensation que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur.

($V_{d\text{-cor}}, V_{q\text{-cor}}$), représentent les f.e.m de compensation qui permettent le découplage de régulation du courant I_{rd} et le courant I_{rq}

Le modèle que nous allons utiliser pour la compensation est donc donné par la figure (II-8)



II.8.1. Calcul des régulateurs

II.8.1.1. Régulateur du courant I_{rd}

Il prend en entrée le courant I_{rd}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence V_{rd}^* . Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux statorique constant.

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rd} est représenté par la figure (II-9).

La fonction de transfert est donnée par l'expression suivante :

$$\frac{I_{rd}^*}{V_{rd}^*} = \frac{1}{R_r + \sigma T_r S} \quad (\text{II.49})$$

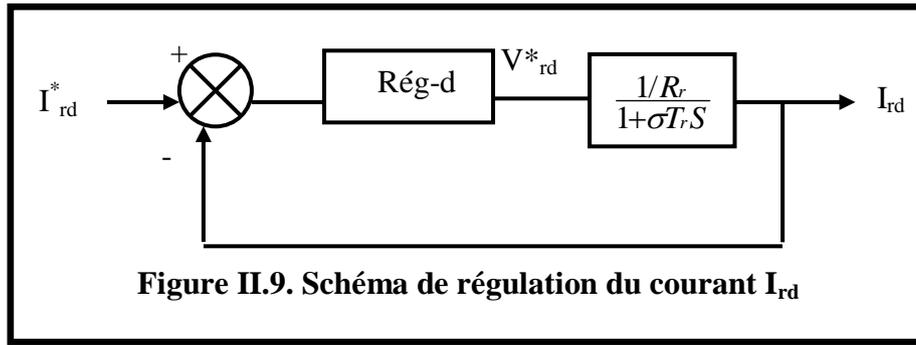


Figure II.9. Schéma de régulation du courant I_{rd}

$$\text{Re } g_d = K_d \frac{1 + \sigma T_r S}{S} \quad (\text{II.50})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\text{F.T.B.O} = \frac{K_d}{R_r S} \frac{(1 + \sigma T_r S)}{(1 + \sigma T_r S)} = \frac{K_{d1}}{S} = T \quad (\text{II.51})$$

$$\text{Avec: } K_{d1} = \frac{K_d}{R_r}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\text{F.T.B.F} = \frac{T}{1 + T} = \frac{K_{d1}}{K_{d1} + S} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{d1}} S} = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (\text{II.52})$$

On choisie

$$\tau = \sigma T_r = \frac{1}{K_{d1}} = \frac{R_r}{K_d} \Rightarrow K_d = \frac{R_r}{\sigma T_r} \quad (\text{II.53})$$

$$\text{Re } g_d = \frac{R_r}{\sigma T_r} \frac{1 + \sigma T_r S}{S} \quad (\text{II.54})$$

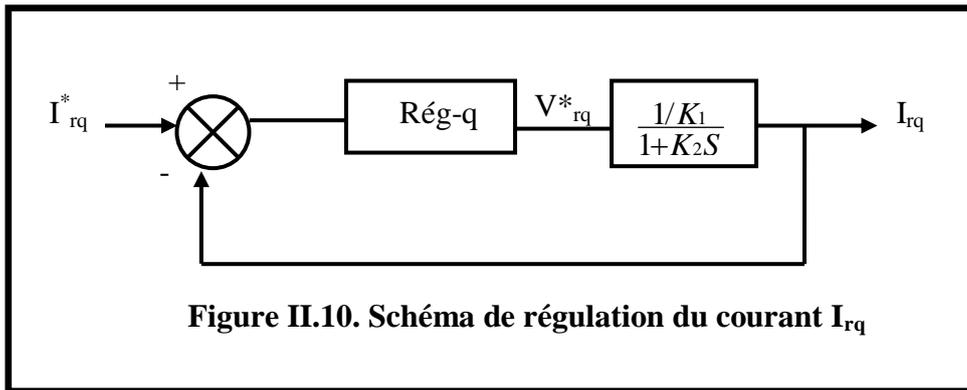
II.8.1.2. Régulateur du courant I_{rq}

Il prend en entrée le courant I_{rq}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence V_{rq}^* pour ajuster le courant I_{rq} .

La régulation du courant I_{rq} est représentée par la figure (II-10).

La fonction de transfert est donnée par l'équation suivant :

$$\frac{I_{rq}^*}{V_{rq}^*} = \frac{1}{K_1 + \sigma L_r S} = \frac{1/K_1}{1 + K_2 S} \quad (\text{II.55})$$



Avec:

$$K_1 = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}, \quad K_2 = \frac{\sigma L_r L_s T_s}{R_r L_s T_s + M^2} \quad (\text{II.56})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\text{F.T.B.O} = \frac{K_q (1 + K_2 S)}{K_1 S (1 + K_2 S)} = \frac{K_{q1}}{S} = T \quad (\text{II.57})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\text{F.T.B.F} = \frac{T}{1 + T} \frac{K_{q1}}{K_{q1} + S} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{q1}} S} = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (\text{II.58})$$

$$\text{Re } g_q = \frac{K_1}{\sigma L_r} \frac{1 + K_2 S}{S} \quad (\text{II.59})$$

II.8.1.3. Calcul du régulateur de vitesse

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence) pour réguler la vitesse.

La figure (II-11) montre le système de régulation de vitesse.

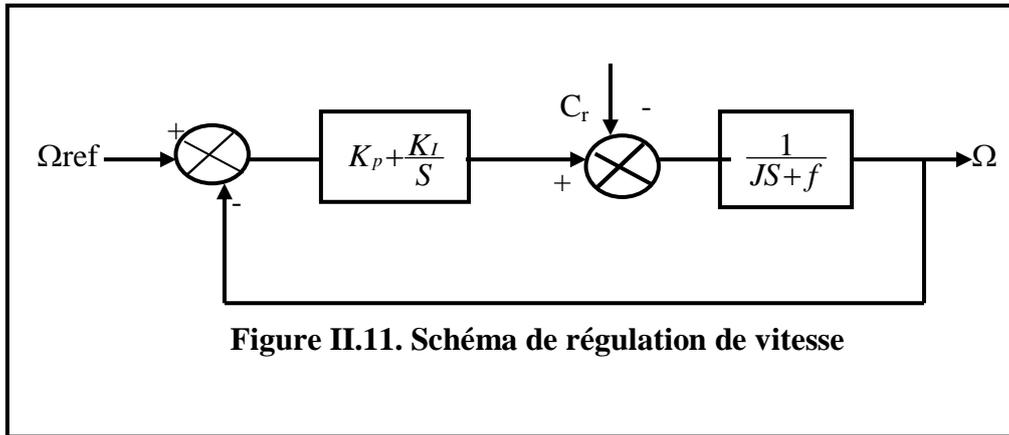


Figure II.11. Schéma de régulation de vitesse

$$\text{On a : } K_p + \frac{K_I}{S} = K \frac{(1 + \tau S)}{S}, \quad \tau = \frac{K_p}{K_I} \quad (\text{II.60})$$

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega_{ref}(S)} = \frac{1}{\frac{J}{K_I} S^2 + \tau S + 1} \quad (\text{II.61})$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert avec la forme standard, on trouve :

$$\frac{K_I}{J} = \omega_0^2, \quad \tau = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad (\text{II.62})$$

Avec ξ : Coefficient d'amortissement ξ .

Pour un amortissement critique $\xi=1$ on trouve :

$$\tau = \frac{4J}{\tau^2}, \quad K_p = K_I \tau \quad (\text{II.63})$$

II.9.SCHEMA DE SIMULATION

La Figure (II-13) représente la structure sous MATLAB SIMULINK de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique d'une machine asynchrone à double alimentation MADA avec l'onduleur alimentant le rotor.

Les résultats de simulation obtenus sont acceptables du point de vue poursuite de la consigne. La vitesse suit sa référence sans dépassement.

Le couple électromagnétique à vide, se stabilise au bout de 0.5s à une valeur de 1 Nm compensant ainsi le couple du aux frottement puis passe à la valeur 11 Nm après l'application de la charge.

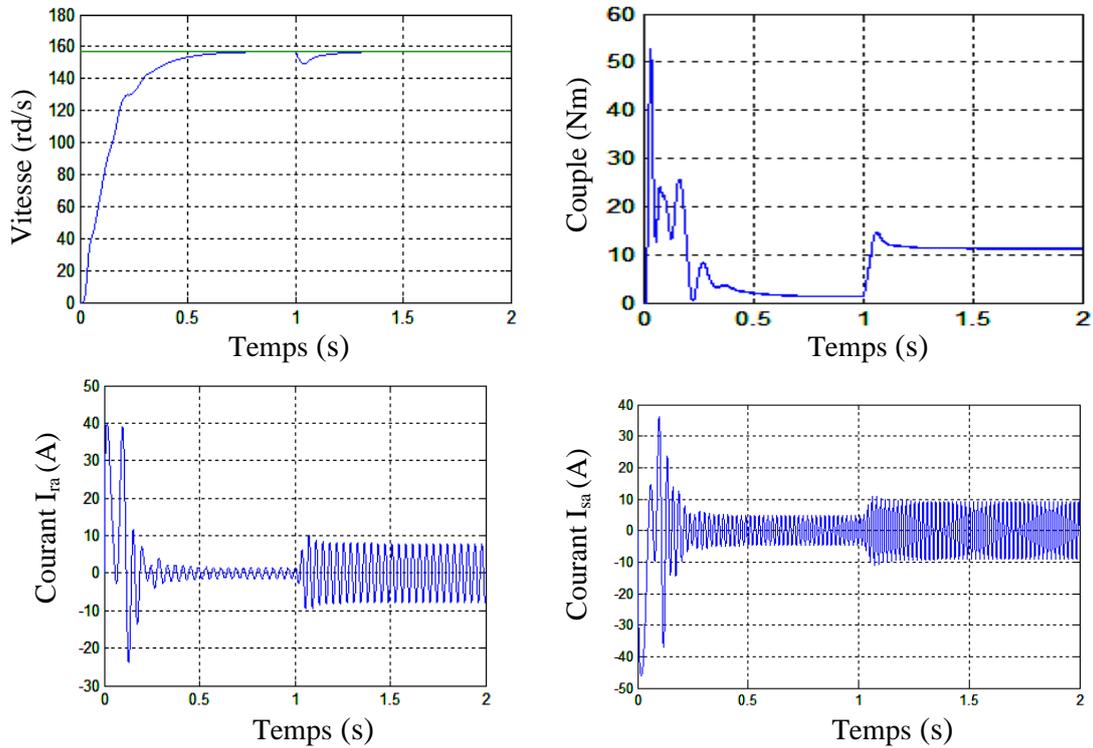
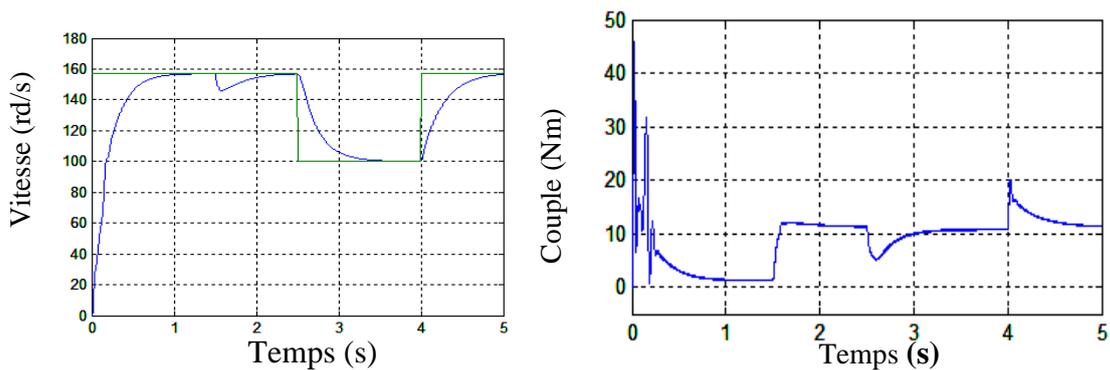


Figure II.13. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge

II.10.2. Test de réglage de vitesse

La figure (II-14) montre les résultats de simulation obtenus pour une variation de vitesse pour les valeurs (157, 100 et 157 rad/s), avec une charge de 10 N.m appliquée à $t=1.5s$.

La vitesse suit sa grandeur de référence sans dépassement ; par contre le couple subit quelques variations pendant le changement de référence de vitesse, puis se stabilise a sa valeur nominale $C_r=10N.m$,



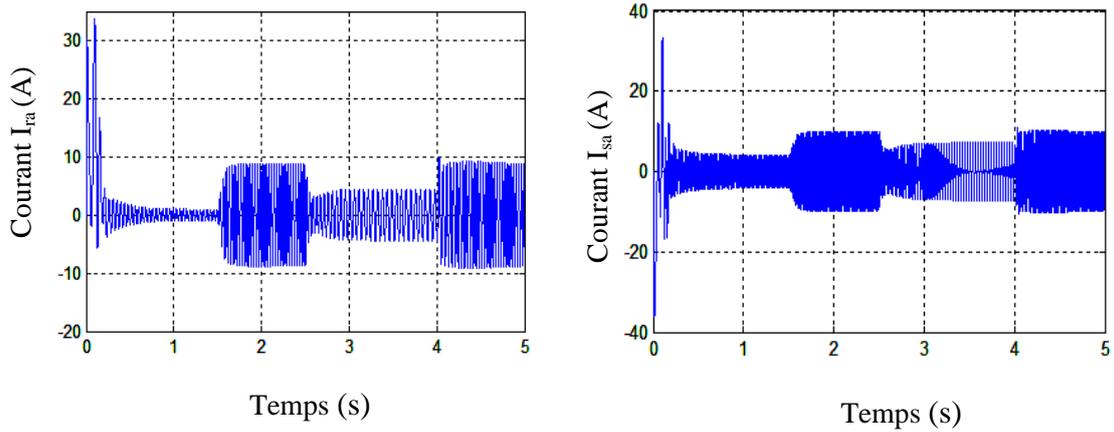


Figure II.14. Test de réglage de la vitesse

II.10.3. Test de la variation de la charge

La figure (II-15) montre les résultats de simulation obtenus pour des variations de la charge (5N.m et 10N.m). La vitesse et le couple ne subissent pas des variations et suivent leurs valeurs de références.

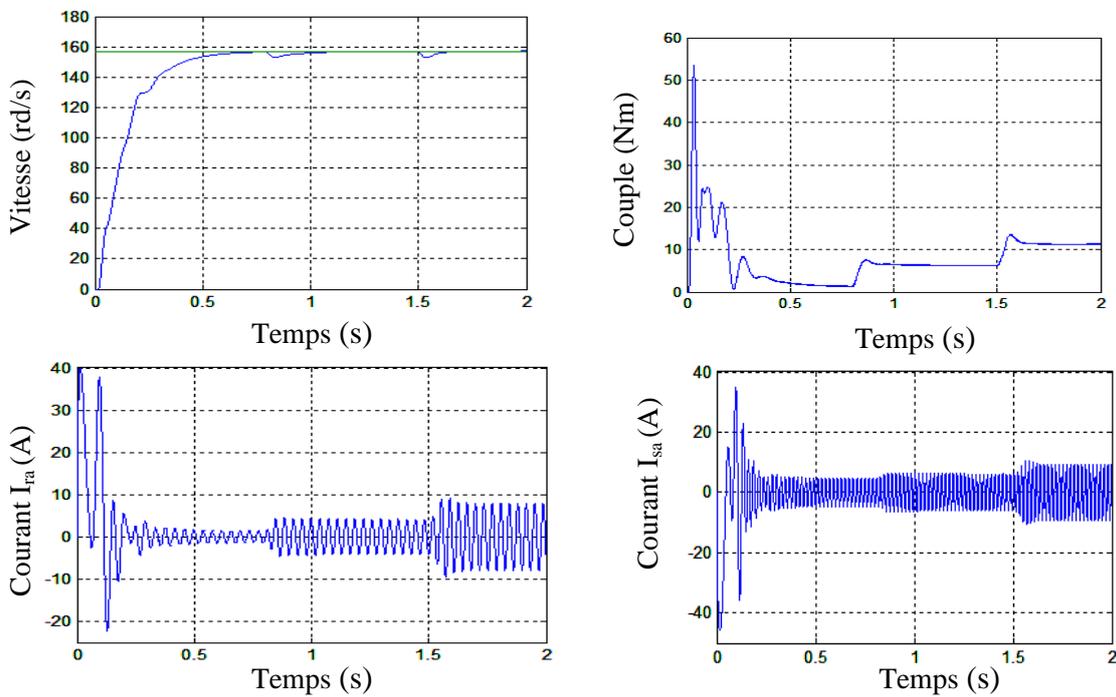


Figure II.15. Test de la variation de charge

II.10.4. Test de variation de la résistance statorique

Pour étudier l'influence des variations paramétriques sur la commande vectorielle nous avons introduit une variation de la résistance statorique telle que : $R_s = R_{sn} + 50\% R_{sn}$

comme le montre la figure (II-16). La commande est insensible aux variations de la résistance statorique.

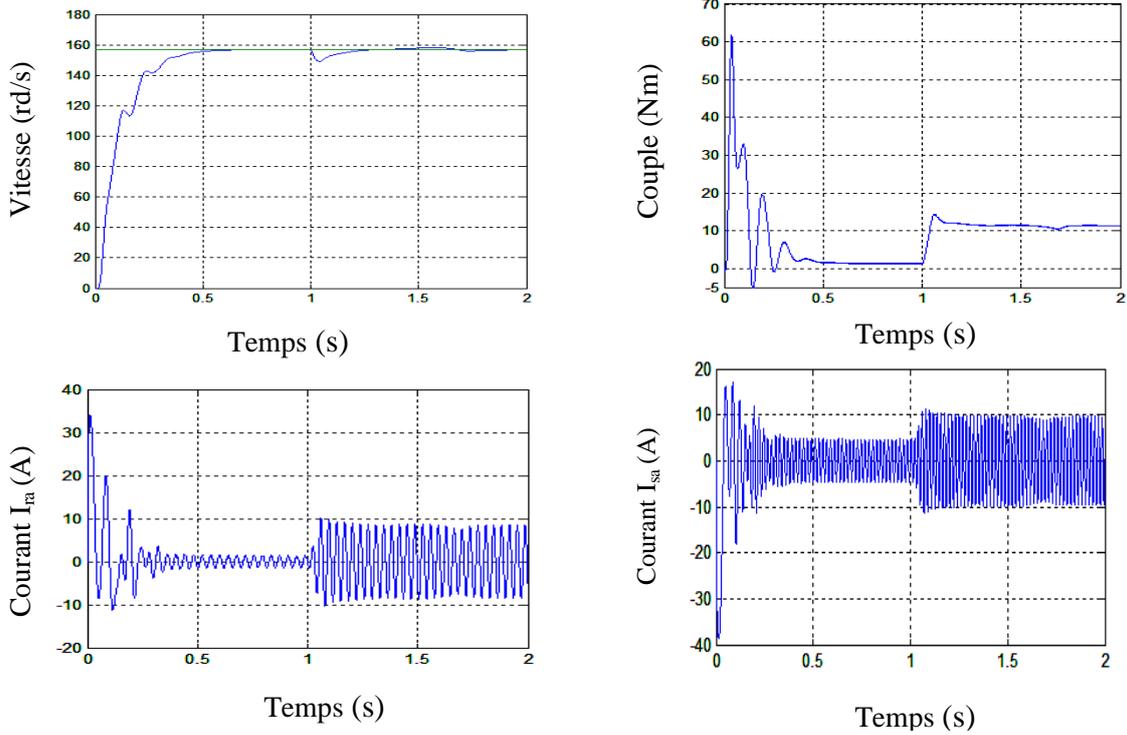
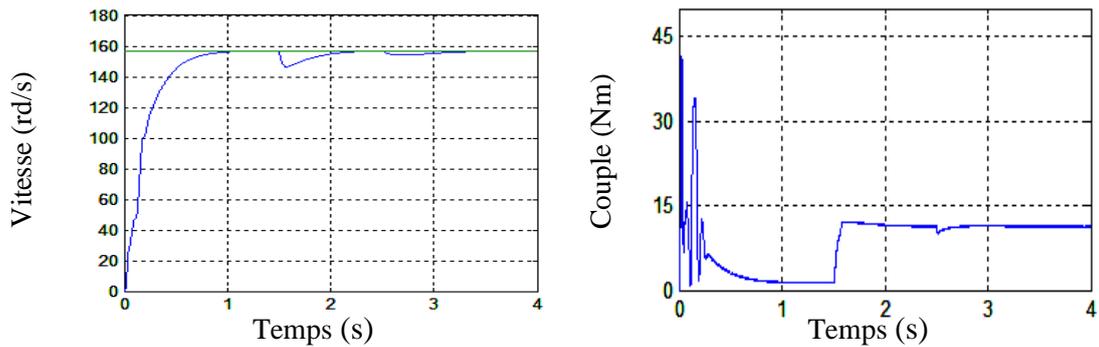


Figure II.16. Test de variation de la résistance statorique

II.9.5. Test de variation de la résistance rotorique

La figure (II-17) montre les résultats de simulation obtenus pour une variation de la résistance rotorique $R_r = 50\% R_{rn}$ à $t = 2.5$ s. Nous observons qu'avant l'instant $t = 2.5$ s c'est-à-dire à l'instant de l'augmentation de la résistance rotorique aucune variation sur les courbes de vitesse, couple et courant et après on remarque que la vitesse est obtenue sans dépassement de même pour les autres grandeurs.



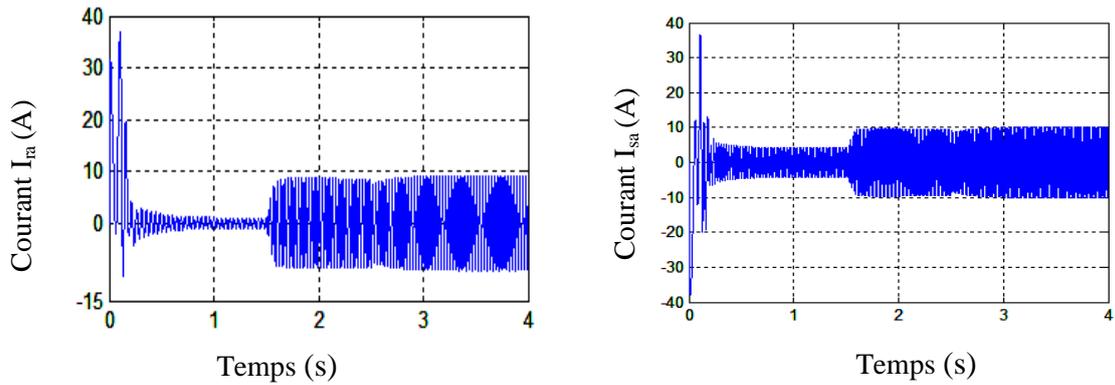


Figure II.17. Test de variation de la résistance rotorique

II.11.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe de la modélisation de commande vectorielle par orientation du flux statorique qui permet de traiter la machine asynchrone à double alimentation de façon semblable à celle de la machine à courant continu.

Les résultats de la simulation en mode de régulation de vitesse nous conduisent à dire que la MADA commandée vectoriellement constitue un véritable variateur électronique de vitesse. Les performances de la MADA obtenues par une commande vectorielle sont tributaires du choix du référentiel.

Afin de juger de l'efficacité de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués où les résultats montrent une robustesse de la MADA qui à notre avis est acceptable.

Nous avons évoqué, les problèmes de la variation des paramètres de la machine, particulièrement les résistances statoriques et rotoriques. On peut à priori conclure que les performances offertes par la MADA commandée vectoriellement ne seront d'autant plus meilleures que lorsqu'un réglage précis des différents régulateurs est bien mené et cela ne peut se concevoir qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine.

CHAPITRE III

COMMANDE ADAPTATIVE A MODELE DE REFERENCE DE LA MADA

INTRODUCTION

Les techniques de régulation classique PI utilisées dans la commande vectorielle ont apporté une stabilité remarquable de réglage, mais il reste à signaler que ces régulateurs sont calculés pour imposer en boucle fermée une réponse du deuxième ordre, qui ne donne pas un bon rejet de la perturbation. Ceci nous a conduit à proposer un régulateur adaptative à modèle de référence qui apporte de meilleures performances lors de la variation de la vitesse, de la charge et des paramètres de la machine [OUH 00], [SEG 96]

III.1. COMMANDE ADAPTATIVE A MODELE DE REFERENCE

Actuellement la commande adaptative est d'une grande importance dans le domaine du contrôle. Cette commande est dominante dans les systèmes qui présentent des incertitudes, des perturbations structurales et des variations de l'environnement [BAG 99]. Le principal objet de la commande adaptative est la synthèse de la loi d'adaptation, pour l'ajustement automatique en temps réel des régulateurs des boucles de commande, afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performance quand les paramètres du procédé à commander sont difficiles à déterminer ou variant avec le temps. L'intérêt de la commande adaptative apparaît essentiellement au niveau des perturbations paramétriques, c'est à dire agissant sur les caractéristiques du processus à commander et celles agissant sur les variables à réguler ou à commander.

Selon le caractère des adaptations programmées, on distingue les systèmes de commande adaptative suivants :

- * A gains pré-programmés;
- * A modèle de référence ;
- * Avec régulateurs auto-ajustables.

Plusieurs stratégies de commande adaptative à modèle de référence jouant un rôle très important, font l'objet de diverses investigations.

Etant donné un modèle de référence pour désigner les performances désirées, la fonction du contrôleur consiste à éliminer toutes les divergences entre la réponse du modèle de référence et celle du système pour n'importe quelle entrée et dans n'importe quelle condition.

Deux approches principales existent pour la commande adaptative des processus à paramètres inconnus ou variables dans le temps :

* ***La commande adaptative directe*** : Dans ce cas les paramètres du régulateur sont ajustés directement en temps réel à partir d'une comparaison entre les performances réelles et les performances désirées (c'est le cas en particulier de la commande adaptative à modèle de référence). La stratégie de commande adaptative directe est généralement utilisée dans la méthode d'identification [ZAL 01].

* ***La commande adaptative indirecte*** : Elle suppose une estimation des paramètres du processus par une procédure d'identification (c'est le cas des régulateurs auto-ajustables). Ce dernier type de commande qui tient compte des caractéristiques d'évolution du processus, est en fait plus utilisé que le précédent type de commande [ZAL 01].

Plusieurs recherches ont été développées pour aboutir à diverses structures de systèmes adaptatifs à modèle de référence. Ces dernières sont utilisées dans de larges domaines pour résoudre une variété importante de problèmes rencontrés en commande, identification et estimation d'état.

Pour palier à certains inconvénients de la commande à gains programmés, Whitaker MF (en 1958) a proposé un système de commande à modèle de référence figure (III-1) largement développé par plusieurs spécialistes [ZAL 01]. De tels systèmes sont composés par deux boucles fermées : une boucle interne principale et l'autre externe.

La boucle interne comprend le système à commander et le régulateur dont les paramètres sont ajustés selon un algorithme établi au niveau de la boucle externe de façon à ce que la différence entre la sortie du modèle de référence et celle du processus soit minimale.

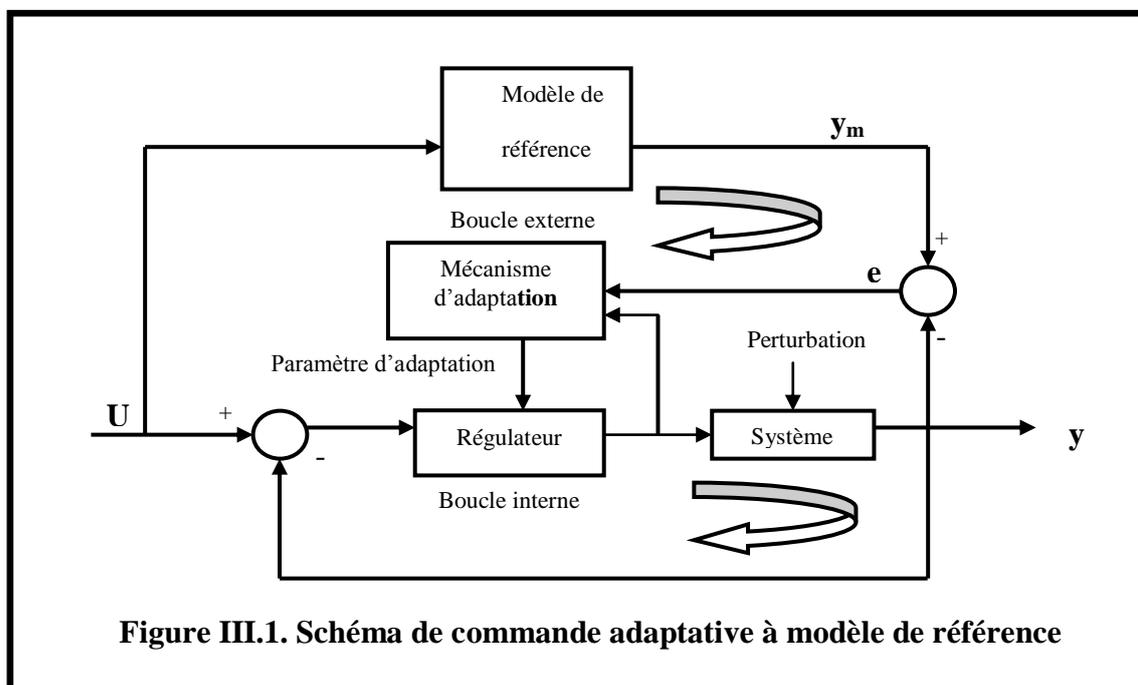
Le modèle de référence doit générer une réponse instantanée désirée $y_m(t)$ du système à commander. Les signaux de sortie de la boucle interne et du modèle de référence sont comparés et leur différence est utilisée pour concevoir la loi d'ajustement des paramètres du régulateur. Cet ajustement est nécessaire pour compenser les changements externes et internes qui provoquent des déviations de la caractéristique de la boucle interne par rapport à celle du modèle de référence [AST 95].

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

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

- * Elle assure la stabilité et la qualité de la commande pour des limites assez grandes de variation des caractéristiques du système à commander ;
- * Elle permet de simplifier la boucle interne grâce à la simplification des dispositifs de correction ;
- * Elle est simple à réaliser.

Par conséquent la fiabilité du modèle de référence est relativement élevée par rapport aux systèmes classiques.



En plus du schéma de base figure (III-1) il existe d'autres schéma des MRAS, classés suivant plusieurs critères, à savoir : la structure, l'indice de performance, le type d'application et le mode d'adaptation [ZAL 01].

D'après le premier critère, on distingue trois structures de base des MRAC qui sont : parallèle, série et mixte (série-parallèle). La première structure est souvent utilisée pour l'asservissement des systèmes. Quant à la deuxième, elle trouve une large application en régulation des processus industriels. Enfin, la structure mixte est destinée, en général, pour l'identification des systèmes.

En fonction du mode d'adaptation, on distingue les structures de MRAC à adaptation paramétrique avec un signal synthétisé) et combinée.

III.2. SPECIFICITE DES SYSTEMES DE COMMANDE ADAPTATIVE

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

Les systèmes de commande adaptative n'exigent pas une information complète sur le modèle du système qui est lié aux changements des conditions externes car en s'auto ajustant, ils doivent garantir un critère de performance désiré. Pour détecter les écarts des paramètres du système à commander par rapport aux paramètres optimaux dans les systèmes adaptatifs, on utilise différents moyens par exemple, l'organisation des déplacements d'essais automatiques du système à partir de l'analyse des données initiales courantes. En principe, cette recherche automatique est une particularité propre aux systèmes adaptatifs.

Les éléments de l'auto ajustement sont introduits dans le système si la loi des changements des caractéristiques du système à commander au cours du temps, n'est pas connue et l'ajustement manuel ou programmé ne permet pas d'obtenir la qualité désirée durant toute la durée de fonctionnement. Parfois, l'ajustement manuel est difficile à utiliser au cours du processus d'exploitation et l'ajustement programmé ne peut être appliqué à cause des changements des paramètres du système à régler de façon aléatoire [ZAL 01].

L'emploi des régulateurs auto-ajustables nécessitent l'introduction dans les boucles de réglage des éléments suivants : un calculateur et un dispositif de correction à paramètre variables, ect....

Les systèmes adaptatifs sont avant tous, des systèmes dynamiques régis d'après le principe de commande par écart ou combiné. La présence des perturbations paramétriques qui agissent sur le système à régler, nécessite l'emploi des éléments de l'auto-ajustement des paramètres du régulateur pour le maintien des performances désirées du système de commande. Par contre, dans les systèmes classiques de réglage, le régulateur à paramètres fixes est utilisé pour réduire ou éliminer l'effet des perturbations agissantes sur les grandeurs à régler. Pour atteindre ce but, les variables réelles sont mesurées et comparées aux valeurs désirées, leurs différences sont injectées à l'entrée du régulateur pour générer le signal de commande.

La définition d'un système de commande adaptative adaptée par de nombreux auteurs est la suivantes : un système de commande adaptative traite l'écart entre l'indice de performance désiré et celui qui est mesuré dans le système réel. Le mécanisme d'adaptation intervient lors de l'ajustement des coefficients du régulateur afin de réaliser un comportement souhaité du système en boucle fermée'.

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

Les principales fonctions des systèmes de la commande adaptative sont :

- La détection des variations anormales des caractéristiques du système à commander ;
- Le maintien des performances du système de commande quand les caractéristiques des systèmes à commander changent ;
- La détermination automatique des paramètres optimaux des régulateurs dans divers points de fonctionnement ;
- L'ajustement automatique des paramètres au cours du fonctionnement ;
- La possibilité de mise au point des régulateurs complexes et plus performants que les PID (comme conséquence de l'ajustement automatique) ;
- La commande des nouveaux procédés technologiques dont les modèles sont connus avec peu de précision.

III.3. PRINCIPE D'ADAPTATION DES PARAMETRES

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

Dans le cas idéal, les hypothèses suivantes sont émises, à savoir :

- * Le modèle de référence doit être un modèle du système linéaire invariant dans le temps ;
- * Le modèle de référence et le système à commander doivent être de même ordre ;
- * En cas d'adaptation paramétrique, tous les paramètres du système à commander doivent être accessibles pour l'adaptation ;
- * Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation (condition de non stationnarité) ;
- * Aucun signal autre que celui du vecteur d'entrée, n'agit sur le système ;
- * La différence initiale entre les paramètres du modèle et ceux du système est connue ;
- * Le vecteur d'état d'entrée et de sortie est mesurable.

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

- * Le modèle de référence est un système non linéaire variable dans le temps ;
- * Le système ajustable est un système non linéaire variable dans le temps ;
- * Le modèle de référence et le système ajustable n'ont pas la même dimension ;
- * Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable ne dépendent pas seulement du mécanisme d'adaptation mais ils sont aussi soumis à d'autres perturbations paramétriques [ZAL 01];
 - Par rapport à tous les paramètres, le système peut être en boucle ouverte ;
 - Les perturbations sont appliquées à différentes parties du système ;
 - La mesure du vecteur d'erreur est toujours affectée par un bruit additif.

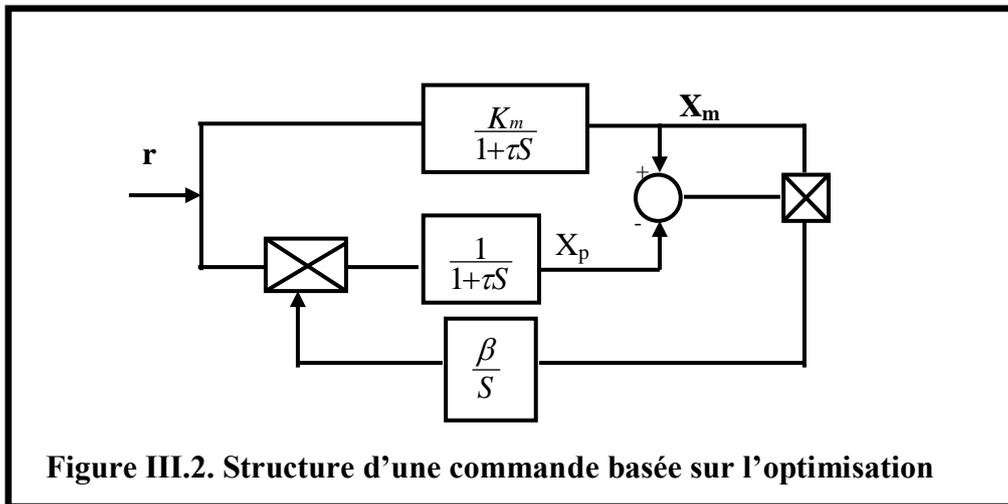
Nous présentons dans ce qui suit une étude sur la théorie de la commande adaptative à modèle de référence. On décrira certaines méthodes couramment utilisées, il s'agit des méthodes basées sur l'optimisation, celles basées sur la stabilité de Lyapunov ainsi que celle de l'hyperstabilité.

III.4. METHODE BASEE SUR L'OPTIMISATION

Le système de commande adaptative à modèle de référence a été initialement développé par Whitater [ZAL 01], en utilisant par la suite la règle du gradient pour la synthèse du mécanisme d'ajustement. Cette approche est basée sur la minimisation de l'indice de performance sur la base du gradient des paramètres. Cette règle ne nécessite pas la stabilité globale du système, mais il s'agit de trouver un compromis entre la stabilité et la vitesse de réponse lors de la simulation.

La règle du gradient est basée sur la minimisation de l'intégrale quadratique de l'erreur entre la sortie du modèle et celle du système réel.

Cette méthode utilise des techniques d'optimisation de la fonction d'erreur du modèle de référence. L'exemple connu pour cette approche est appelé en littérature la règle du MIT qui utilise une intégrale pour le carré de l'erreur de la sortie [ZAL 01].



Le système est décrit par l'équation :

$$\frac{x_p}{r} = \frac{K_p}{1 + \tau S} \quad (\text{III.1})$$

Le modèle de référence est défini par :

$$\frac{x_m}{r} = \frac{K_m}{1 + \tau S} \quad (\text{III.2})$$

Supposons que nous allons minimiser l'erreur $e = X_m - X_p$, alors nous formons la fonction sensitive suivante :

$$\frac{\partial e}{\partial K_p} = -\frac{\partial x_p}{\partial K_p} \quad (\text{III-3})$$

La règle du MIT est donnée par :

$$K_p = -B \left[\frac{\partial e}{\partial K_p} \right] \cdot e \quad (\text{III.4})$$

Avec B un constante positive, donc :

$$\frac{\partial e}{\partial K_p} = -\frac{r}{r + \tau S} \quad (\text{III-5})$$

La loi de commande K_p devient :

$$K_p = B' \cdot x_m \cdot e \quad (\text{III-6})$$

$$\text{Avec } B' = \frac{B}{K_m}$$

La loi adaptative apparaît très simple, cependant l'analyse des systèmes d'ordre supérieur est difficile et consiste en une réponse rapide autour de la stabilité de l'erreur qui est logiquement impossible. Cette loi de commande ne produit pas un système stable pour tous les signaux d'entrée particulièrement pour les entrées sinusoïdales. Une autre limitation de cette loi adaptative est que la différence entre les paramètres du modèle de référence et ceux du système ajusté est supposé être petite, chose qui a motivé les chercheurs à s'orienter vers le développement de lois adaptatives basées sur la méthode de la stabilité [ZAL 01].

III.5. METHODES BASEES SUR LA STABILITE

III.5.1.Approche de Lyapunov

A présent, l'approche la plus répandue est basée sur la méthode de Lyapounov [ZAL 01] qui consiste à estimer la stabilité sur un fait évident : la valeur de l'erreur du processus $e(t)$ est bornée ce qui peut être interprété comme un indice de stabilité des systèmes de commande à modèle de référence. C'est pourquoi la structure de la boucle d'ajustement est choisie à partir de la condition de stabilité de Lyapounov.

L'approche de Lyapounov offre une stabilité globale pour n'importe quelle restriction, soit en utilisant les conditions initiales de l'erreur ou les entrées du système. La méthode de Lyapounov est appliquée pour la synthèse d'une commande adaptative à modèle de référence.

La fonction de Lyapounov est donnée par :

$$V = e.e^T + B.x^2 \quad (\text{III.7})$$

Où B est une constante positive et $x = K_m - K_p$

Si V est négative donc assure une convergence globale asymptotique de l'erreur vers zéro. Les recherches de Lyapounov ont rapidement évoluées et des extensions du concept de base sont apparues. Les lois adaptatives sont classées comme suit :
« Modification de l'erreur et synthèse de la boucle d'erreur [ZAL 01].

Pour examiner ces deux méthodes, on est obligé d'établir une représentation du système et du modèle de référence.

Le système est décrit par l'équation:

$$\dot{x} = A.x + B.u \quad (\text{III.8})$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$

Le modèle de référence est décrit par l'équation :

$$\dot{x}_m = A_m.x + B_m.u_m \quad (\text{III.9})$$

Avec $x_m \in \mathbb{R}^n$, $u_m \in \mathbb{R}^m$

A_m est une matrice d'Hurwitz.

L'erreur ($e = x_m - x$) peut être formulée comme suit :

$$\dot{e} = A_m.e + w \quad (\text{III.10})$$

Avec :

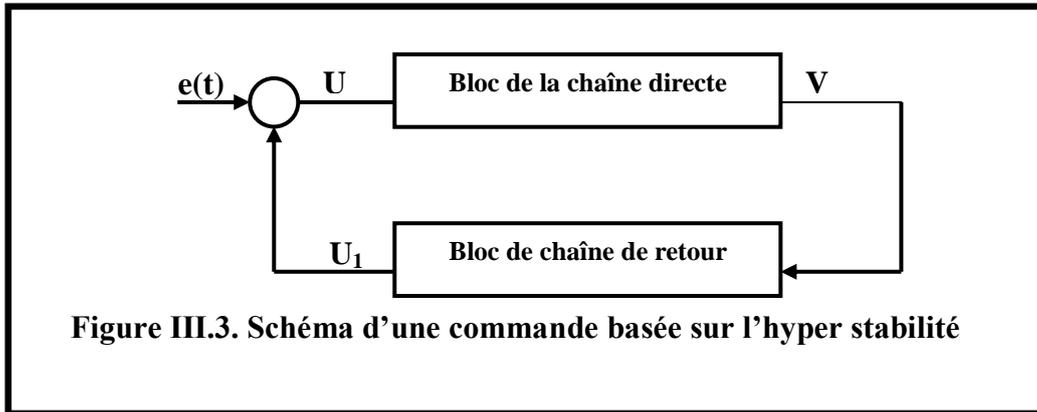
$$w = (A_m - A)x + B_m.u_m - B.u \quad (\text{III-11})$$

III.5.2.Approche de L'hyperstabilité

L'objectif de l'approche basée sur les concepts d'hyperstabilité et de positivité consiste à assurer l'annulation de l'erreur tout en garantissant la stabilité du système, en dépit des incertitudes paramétriques et de perturbations externes [ZAL 01]. Ainsi, le problème consiste à déterminer un mécanisme d'adaptation qui assure à la fois la stabilité et la poursuite du système à commander. Pour la synthèse de ce mécanisme, il faut connaître le modèle du système à commander. Cependant, quel que soit le modèle, il faut respecter certaines règles pour que la structure du mécanisme d'adaptation soit réalisable. Par exemple, en ce qui concerne le signal de commande, il ne doit pas atteindre des valeurs excessives conduisant à un fonctionnement non linéaire du système.

La théorie d'hyperstabilité est proposée par Popov et développée par Landau [ZAL 01].

Le concept de l'hyperstabilité suppose qu'un système de contrôle peut être représenté sous la forme standard ; il s'agit de deux blocs, figure (III-3).



Le bloc de contre réaction peut être linéaire ou non linéaire et satisfait la relation entrée-sortie «Inégalité de Popov » de la forme :

$$\int_0^T \mathbf{V}^T \mathbf{U}_1 dT \geq -c_0^2 \quad \text{pour tout } T \geq 0 \quad (\text{III.12})$$

Avec :

c_0 : une constante indépendante de T.

Le bloc de la chaîne directe est supposé être linéaire, il est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(t).\mathbf{x} + \mathbf{B}(t).\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}(t).\mathbf{x} + \mathbf{D}(t).\mathbf{u} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Si le bloc de contre réaction satisfait l'inégalité (III-8), alors les propriétés de la stabilité de x sont entièrement indépendantes des conditions de la fonction de transfert du bloc feed forward G(p), avec :

$$G(p) = D(p) + C(p)[pI - A(p)]^{-1} B(p) \quad (\text{III.14})$$

A partir des résultats de la théorie de l'hyperstabilité, le point équilibré $x = 0$ est asymptotiquement hyperstable ou globalement asymptotiquement stable si la fonction de transfert G(p) est réelle, et strictement positive. De façon Similaire, le point équilibré $x = 0$ est hyperstable ou globalement stable si la fonction de transfert G(p) est réelle positive. Les étapes pour désigner les systèmes MRAS sont données par Landau comme suit :

Etape1 : Transformer un système MRAS en un système de contre réaction standard équivalant composé de deux blocs figure (III-4)

Etape2 : Chercher des solutions qui apparaissent dans la voie de la chaîne directe telle que la voie feed forward soit représentée par une fonction de transfert réelle positive. Celle-ci assure une stabilité globale du système [IOA 96].

L'approche de Lyapounov et l'approche de l'hyperstabilité sont théoriquement les mêmes. Cependant, les lois générales d'adaptation peuvent être obtenues en utilisant la théorie de l'hyperstabilité. Dans diverses situations adaptatives l'approche de l'hyperstabilité peut être plus facile à appliquer que la méthode de Lyapounov [ROG 01].

III.6. ETUDE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE A MODELE DE REFERENCE

Le principe de la commande est basé sur les lois du flux orienté. Une procédure similaire à celle présentée précédemment sera suivie par l'introduction des algorithmes adaptatifs par modèle de référence simplifié.

La structure de la commande adaptative par modèle de référence simplifiée figure (III-4) utilisant une réponse du premier ordre pour le modèle de référence de vitesse et une formulation simple du couple électromagnétique de référence en fonction des grandeurs mesurables [SCH 89], [ZAL 01].

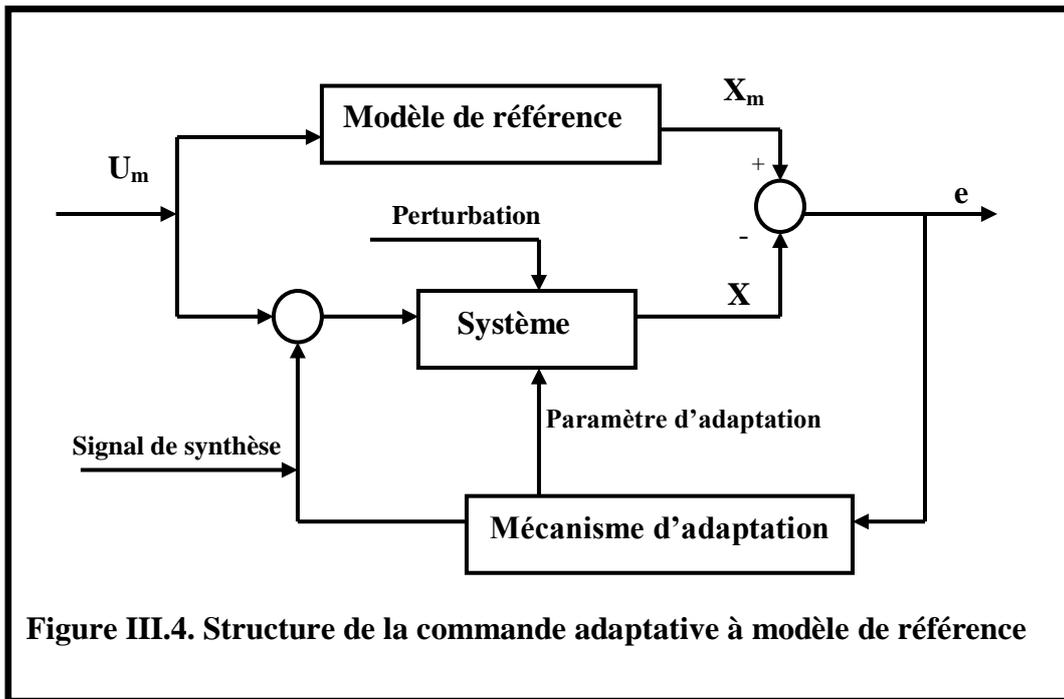
On considère le cas de la MADA contrôlée par des consignes de flux et de couple. La consigne de la vitesse sollicite simultanément le modèle de référence ainsi que la commande adaptative. L'adaptation des paramètres de cette dernière est effectuée à l'aide de l'erreur résultante de la comparaison des sorties de la machine et de la sortie du modèle de référence Figure (III-4).

La commande adaptative à modèle de référence est associée à deux types d'alimentations :

- * Alimentation en courant ;
- * Alimentation en tension.

Dans notre cas, nous nous intéressons au type d'alimentation en tension

Cette méthode de contrôle est utilisée généralement pour réduire la complexité des calculs pour la mise en œuvre des algorithmes. A cet effet, nous avons choisi un modèle de référence du premier ordre.



III.7. EQUATIONS DU MODELE DE REFERENCE

Le modèle de référence peut être décrit par l'équation :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} + f \Omega_m = C_e - C_r \quad (III.15)$$

Le modèle de référence pour le système est représenté par l'équation :

$$\frac{J}{K} \frac{d\Omega_m}{dt} + \Omega_m = U_m \quad (III.16)$$

Le passage du modèle de référence à commande découplée se fait par :

l'erreur donnée par:

$$e = \Omega_m - \Omega \quad (III.17)$$

La loi de commande U est donnée par :

$$U = K_u + K_p x + K_e e \quad (III.18)$$

Avec les valeurs de K_u , K_p qui sont données par :

$$K_u(e, t) = \int_0^t \alpha \cdot y \cdot u_m^T dt + \beta \cdot y \cdot u_m^T \quad (III.19)$$

$$K_p(e, t) = \int_0^t \alpha \cdot y \cdot x^T dt + \beta \cdot y \cdot x^T \quad (III.20)$$

Les gains K_u et K_p utilisés dans le cas de la commande vectorielle sont constants et dépendent uniquement des paramètres de la machine étudiée. Notre objectif consiste à ce

III.9.RESULTATS DE SIMULATION

Pour mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande adaptative à modèle de référence par rapport la de vitesse de rotation, on a simulé le système pour les cas suivants :

- * Le démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge ;
- * Le réglage de vitesse de rotation.
- * La variation de la charge.
- * Les variations des résistances statorique et rotorique.

III.9.1. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge

La figure (III-6) montre un démarrage à vide avec application d'une charge nominale de 10N.m à la MADA à $t=1s$. Nous remarquons que la réponse de la vitesse, du couple et des courants présentent une bonne stabilité; par contre nous constatons qu'avec l'introduction de l'onduleur, le couple électromagnétique présente des ondulations.

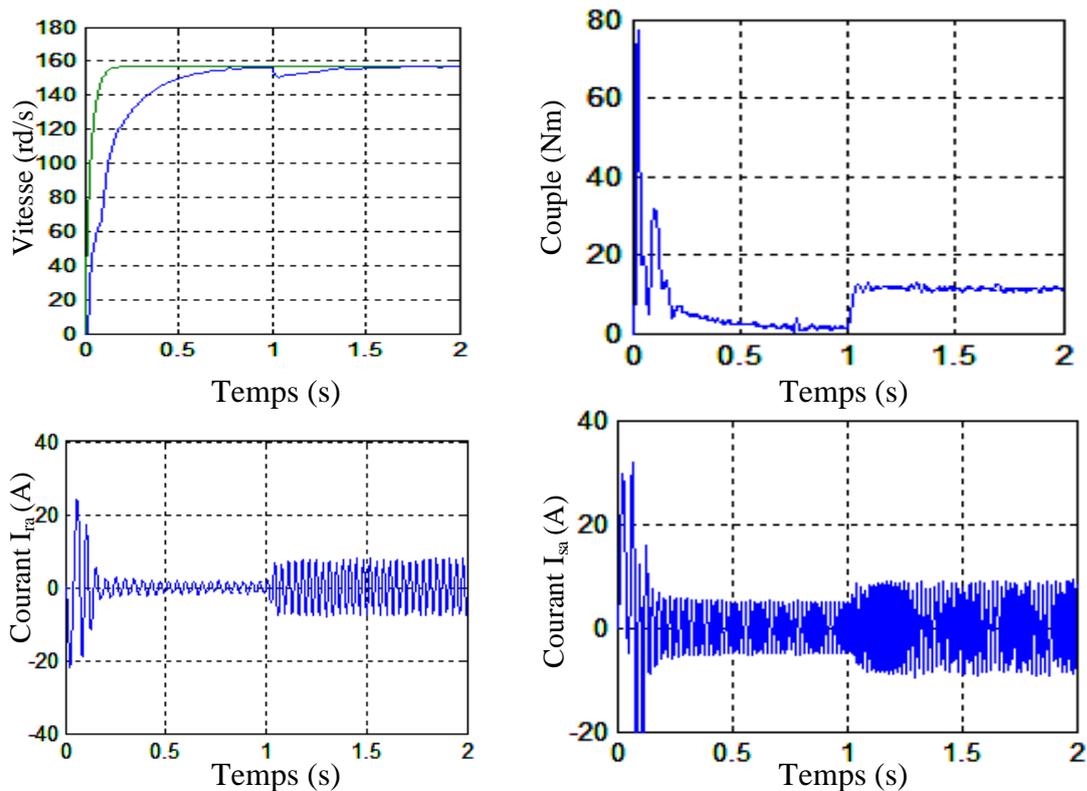


Figure III.6. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge

II.9.2. Test de réglage de vitesse

Les résultats de simulation présentés sur la figure (III-7) concernent l'application d'un échelon de vitesse en régime nominal de 0 à 157rad/s, l'application d'un couple de charge nominale 10N.m à $t=1.5s$, puis un changement de consigne de 157rad/s à 100rad/s à $t=2.5s$ et en fin un autre changement de consigne de 100rad/s à 157rad/s à $t=4s$.

On peut noter que la vitesse suit la grandeur de référence sans dépassement. Le couple subit quelques variations puis se stabilise à sa valeur nominale $C_r=10N.m$.

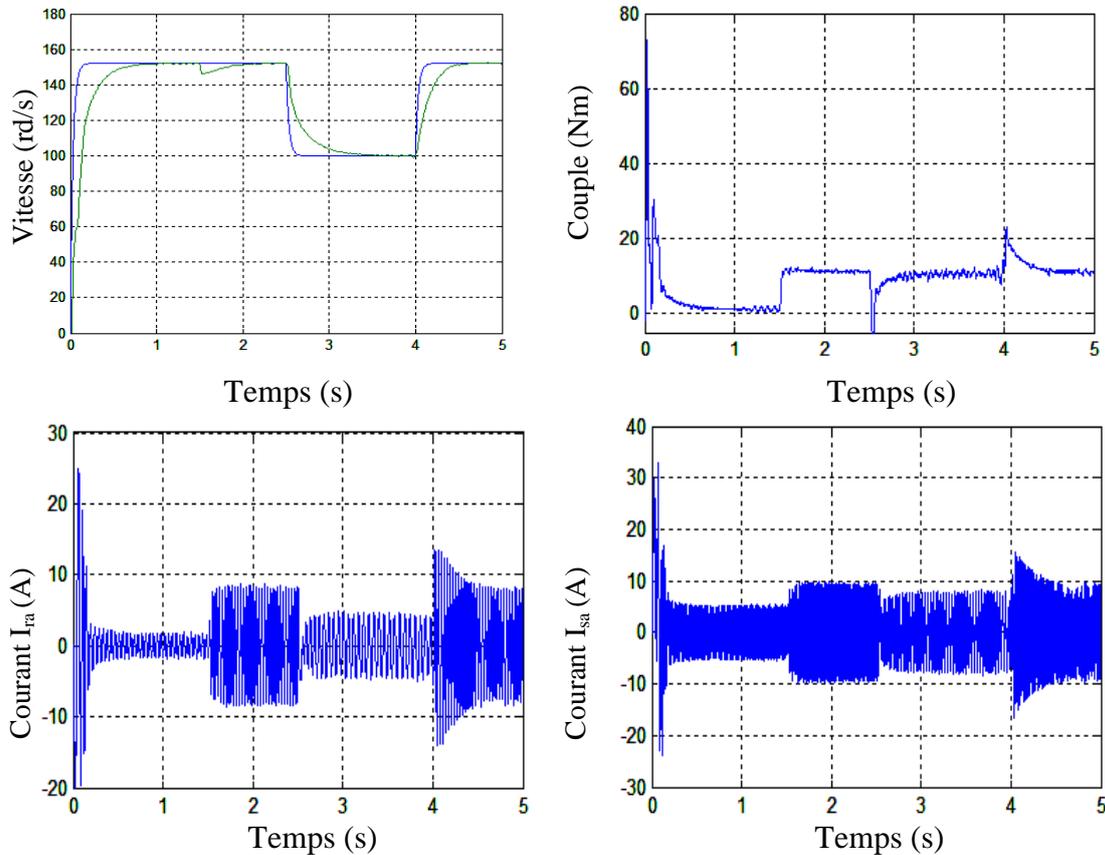


Figure III.7. Test de réglage de vitesse

II.9.3. Test de la variation de la charge

La figure (III-8) montre les résultats de la simulation obtenue pour la variation de couple de charge de (5N.m, 10N.m). On note que le système répond positivement au test de la variation de charge. Les variables du couple et du courant, répondent avec succès à ce type de test. Le couple électromagnétique suit parfaitement la consigne sans aucune erreur statique.

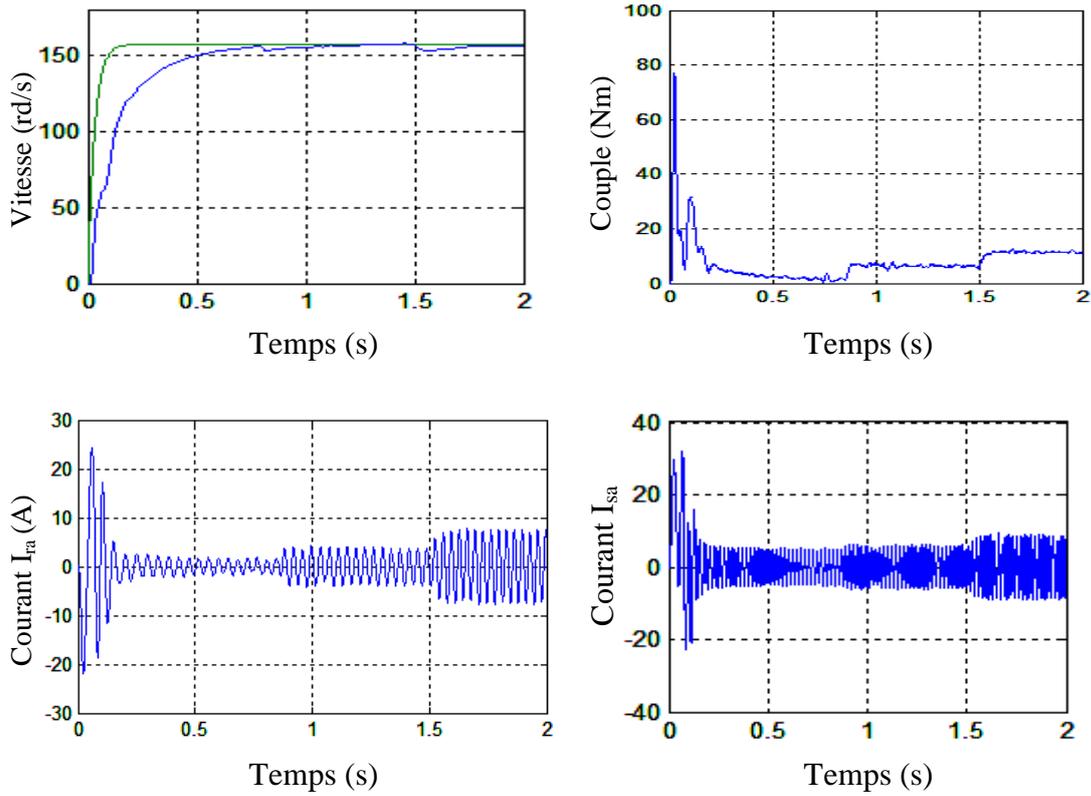
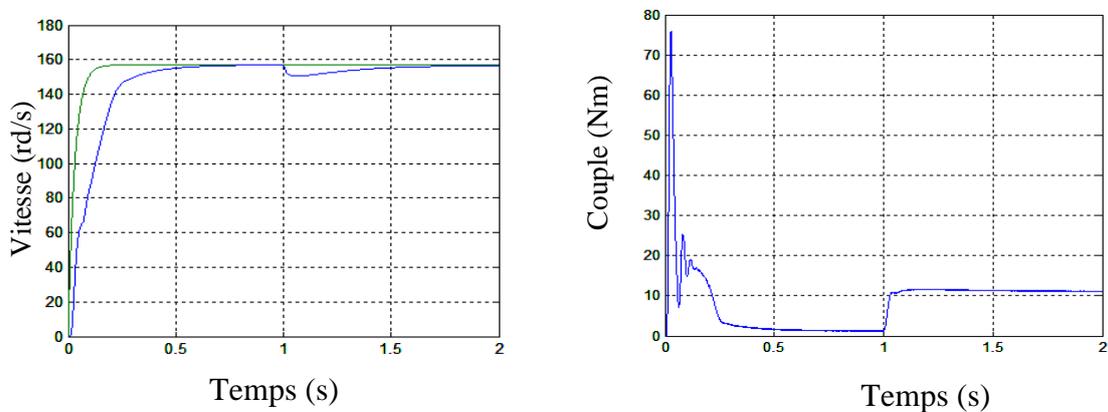


Figure III.8. Test de variation de charge

II.9.4. Test de variation de la résistance statorique

La figure (III-9) montre les résultats de simulation dans cas où la résistance est augmentée de 50%. Nous constatons que la vitesse de rotation est obtenue sans déformation au niveau de l'allure. Ceci nous conduit à dire que la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur le régime dynamique de la machine.



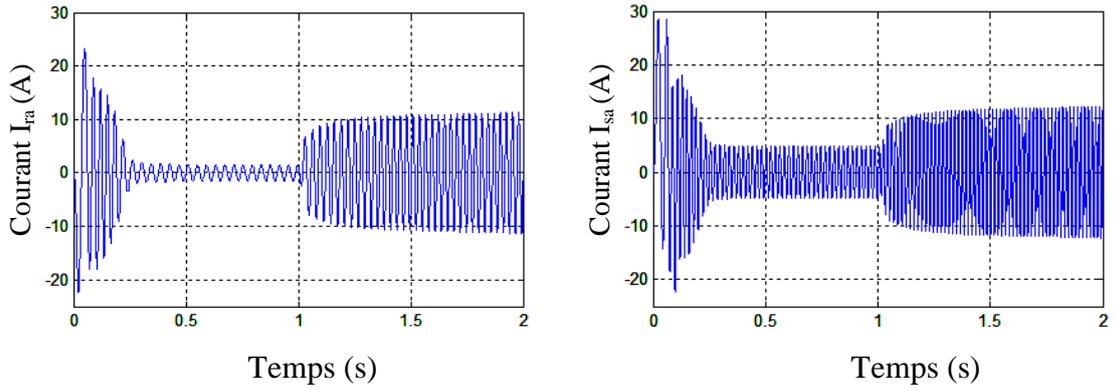


Figure III.9. Test de variation de la résistance statorique

II.9.5. Test pour la variation de la résistance rotorique

D'après la figure (III-10) on remarque que lorsque la résistance rotorique augmente de 50% de sa valeur nominale à $t=2.5$ s, la vitesse de rotation est obtenue sans dépassement.

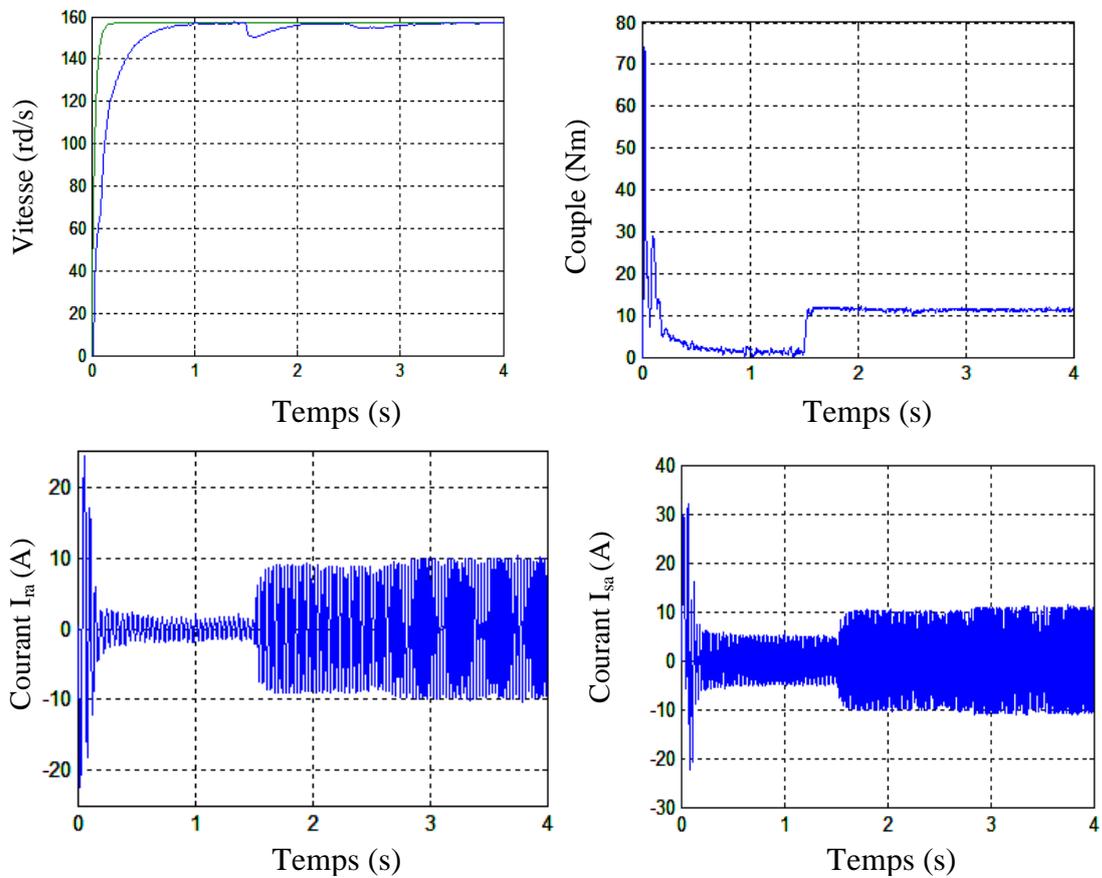


Figure III.10. Test de variation de la résistance rotorique

III.10.CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié la structure de la commande adaptative à modèle de référence qui est constituée de l'association d'un onduleur de tension MLI alimentant le rotor de la MADA.

Pour étudier l'efficacité de la commande adaptative à modèle de référence, différents tests ont été conduits. Nous avons étudié les problèmes de la variation des paramètres de la machine, particulièrement les résistances statorique et rotorique où les résultats donnent une certaine robustesse de la MADA qui à notre avis reste acceptable.

CHAPITRE IV

COMMANDE PAR REGULATEUR RST DE LA MADA

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous introduisons la commande vectorielle par orientation de flux statorique avec un régulateur RST de la vitesse. Cette technique de régulation est réalisée en vue d'améliorer les performances de la commande. Le principe est basé sur la résolution de l'équation de Bézout qui conduit à l'identification des polynômes R, S et T, permettant ainsi de limiter largement les effets de perturbation et d'atteindre d'excellentes performances de compensation avec une très bonne robustesse [ROB 89].

La diversité des structures de commande disponibles aujourd'hui est essentiellement liée aux objectifs donnés par le cahier de charge d'une part et à la qualité du modèle du procédé d'autre part [GER 00].

Ces structures doivent respecter les objectifs suivants :

- * Stabilité de la boucle.
- * Rejet des perturbations.
- * Suivi d'une consigne.

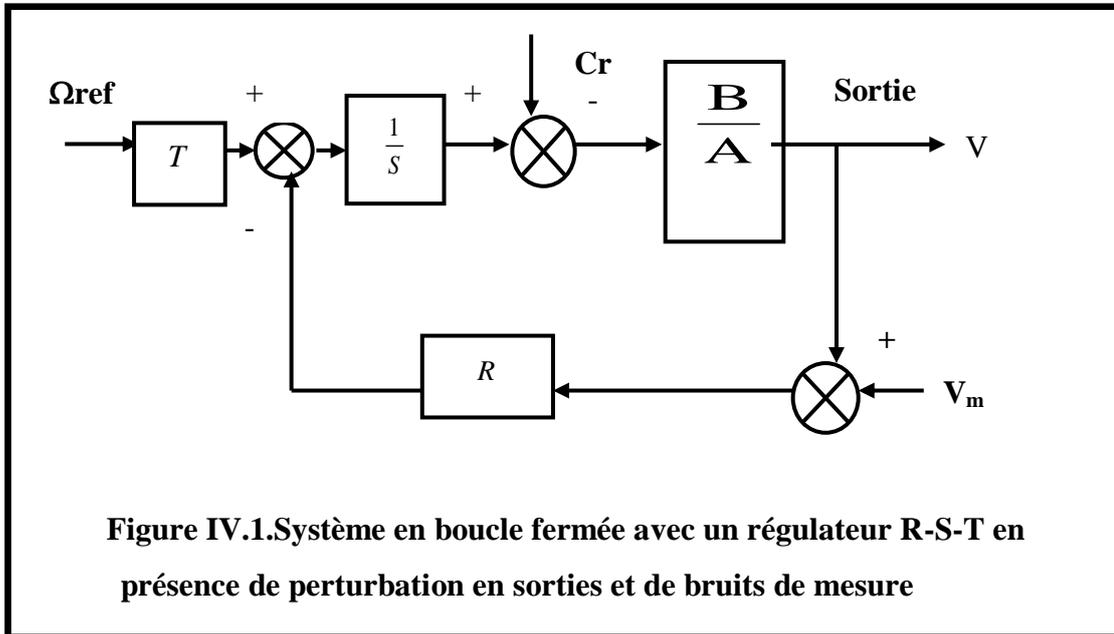
IV.1. SYNTHESE D'UN REGULATEUR RST

Un régulateur de type RST est un régulateur polynomial qui se présente comme une alternative intéressante aux régulateurs de type Proportionnel- Intégral. Il permet de mieux gérer le compromis rapidité et performances. Les éléments R, S et T sont des polynômes dont le degré est fixé suivant le degré des fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement de pôles robustes. Cette stratégie permet le réglage des performances de l'asservissement à l'aide de deux paramètres de synthèses (T_c , T_f) seulement. Ces paramètres sont respectivement des horizons de commande et de filtrage à partir desquels sera défini la région où les pôles en boucle fermée seront placés [LAR 96], [POI 03].

IV.2. STRUCTURE DU REGULATEUR " RST "

La structure de la commande *RST* s'appuie sur la structure formelle donnée par la figure (IV.1)

Où *A*, *B*, *R*, *S* et *T* sont des polynômes de la variable «s» pour les systèmes continus ou «z» pour le cas des systèmes discrets.



Le procédé est décrit par la fonction de transfert suivante :

$$G = \frac{B}{A} \quad (IV.1)$$

La sortie vérifie l'équation différentielle :

$$y = \frac{B}{A} U + d \quad (IV.2)$$

On suppose que *A* et *B* sont des polynômes à coefficients réels ($d^0(B) \leq d^0(A) = n$) et «*d*» une perturbation.

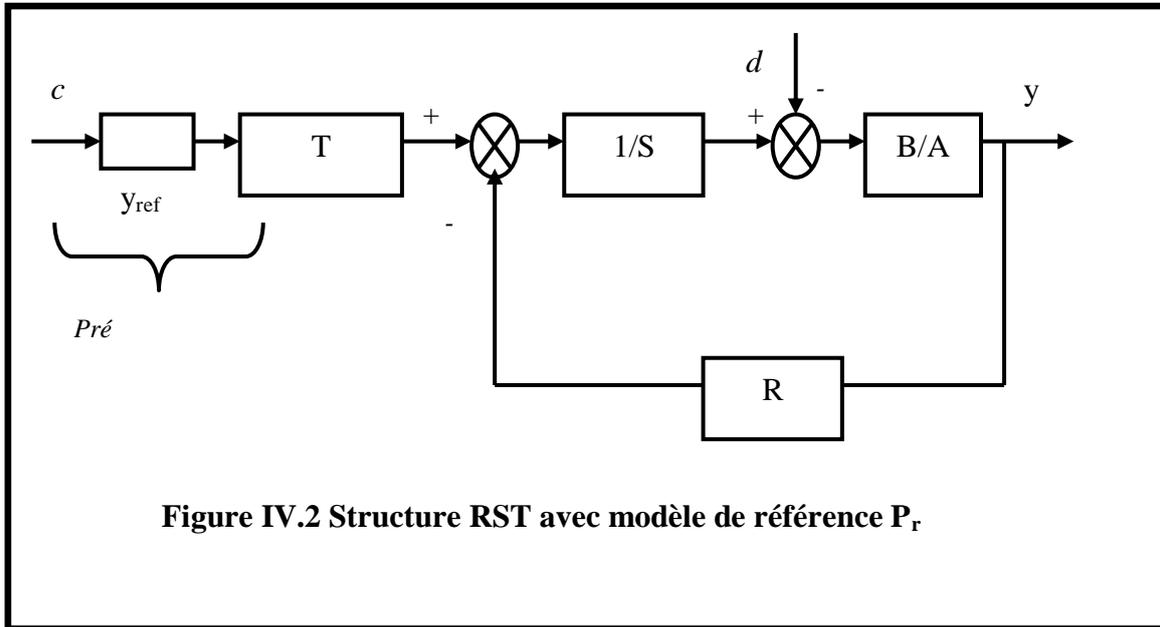
L'objectif de réglage consiste à annuler l'erreur de poursuite :

$$e = c - y \quad (IV.3)$$

En réalité, la sortie *y* est mesurée par un capteur. Elle est entachée d'un bruit de mesure *b* ; on a donc :

$$y_m = y + b \quad (IV.4)$$

Dans la structure représentée par un la figure (IV-2), T désigne une fonction rationnelle (N_T et D_T). En effet, ceci représente une deuxième configuration de la structure RST et ne change rien au calcul de la détermination du régulateur considéré. Ceci peut être vu comme un précompensateur introduit en vue d'un adoucissement de la commande.



IV.3. EQUATION DE LA BOUCLE FERMEE

Etant donné un procédé défini par sa fonction de transfert, pour réaliser la synthèse d'un compensateur afin de rendre la sortie y la plus proche possible d'une référence donnée pour une certaine classe de consignes « c » et de perturbation « d », deux questions se posent alors :

- * Comment choisir le modèle de référence ?
- * Si l'on sait répondre à la première question, comment déterminer les polynômes R , S et T ?

D'après les équations (IV.2), (IV.3) et (IV.4), on a :

$$S.U = -R.y_m + T.c \tag{IV.5}$$

$$= -R.(y + b) + T.c \tag{IV.6}$$

$$\Rightarrow T.c = S.\left(\frac{A.y - A.d}{B}\right) + R.(y + b) \tag{IV.7}$$

$$B.T.c = (A.S + B.R)y + R.B.b - A.S.d \tag{IV.8}$$

$$\Rightarrow y = \frac{B.T}{(A.S + B.R)} c + \frac{R.B}{(A.S + B.R)} b - \frac{A.S}{(A.S + B.R)} d \quad (\text{IV.9})$$

Où $A.S+B.R$, représentent le polynôme caractéristique de la boucle fermée.

IV.4. RESOLUTION DE L'EQUATION DE "BEZOUT"

Conformément à la figure (IV-1) et en l'absence de bruit de mesure, on rappelle l'équation en boucle fermée donnant les fonctions de transferts en poursuite et en régulation [ROB 98] :

$$y = \frac{B.T}{A.S + B.R} c + \frac{A.S}{AS + B.R} d \quad (\text{IV.10})$$

Le principe de placement des pôles consiste à spécifier le comportement $D(s)$ de la boucle fermée ; c'est-à-dire calculer les polynômes R et S tels que :

$$A.S+B.R=D \quad (\text{IV.11})$$

On suppose pour clarifier les expressions suivantes que :

- * La consigne «c» et la perturbation «d» sont constantes.
- * Le rejet de la perturbation «d» est assuré si et seulement si $S(0) = 0$ ou de façon équivalente :

$$S(s) = s. \tilde{S}(s) \quad (\text{IV.12})$$

- * Le gain statique de la fonction de transfert consigne- sortie est égal à 1 si et seulement si

$$T(0) = R(0) \quad (\text{IV.13})$$

On peut remarquer que le polynôme T intervient uniquement dans le transfert consigne-sortie.

Il permet de spécifier le comportement du transfert en poursuite :

$$\frac{y}{c} = \frac{B.T}{D} \quad (\text{IV.14})$$

En d'autres termes, T peut contenir une partie de la dynamique D , à cette condition, il est utile de remarquer aussi que le rapport $\frac{T(s)}{R(s)}$ doit être propre.

La fonction de transfert $\frac{A}{B}$ du processus étant propre ; le régulateur $\frac{R}{S}$ l'est également.

$$d^\circ(A.S + B.R) = d^\circ(D) = d^\circ(A.S) = d^\circ(A) + d^\circ(S) \quad (\text{IV.15})$$

La détermination des polynômes R et S passe par la résolution du système linéaire (IV-6), où les inconnues sont les coefficients des puissances en s de ces polynômes. Le choix du degré de R et S se fait en général par régulateur retenu, propre ou strictement propre [POI 03], [ROB 98] :

* Pour un régulateur propre : $d^\circ(R) = d^\circ(S)$

$$\begin{aligned} d^\circ(R) &= d^\circ(A) \\ d^\circ(D) &= 2.d^\circ(A) \end{aligned} \quad (\text{IV.16})$$

* Pour un régulateur strictement propre : $d^\circ(S) = d^\circ(R) + 1$

$$\begin{aligned} d^\circ(S) &= d^\circ(A) + 1 \\ d^\circ(D) &= 2.d^\circ(A) + 1 \end{aligned} \quad (\text{IV.17})$$

Selon le choix d'un régulateur propre ou strictement propre, on peut aboutir à l'équation de *Bezout*. Pour un régulateur strictement propre et avec les notions suivantes :

$$\begin{aligned} A(s) &= s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n \\ B(s) &= b_1 s^{n-1} + \dots + b_n \\ R(s) &= r_0 s^n + r_1 s^{n-1} + \dots + r_n \\ S(s) &= s_0 s^{n+1} + s_1 s^n + \dots + s_n s \\ D(s) &= d_0 s^{2n+1} + d_1 s^{2n} + \dots + d_{2n+1} \end{aligned} \quad (\text{IV.18})$$

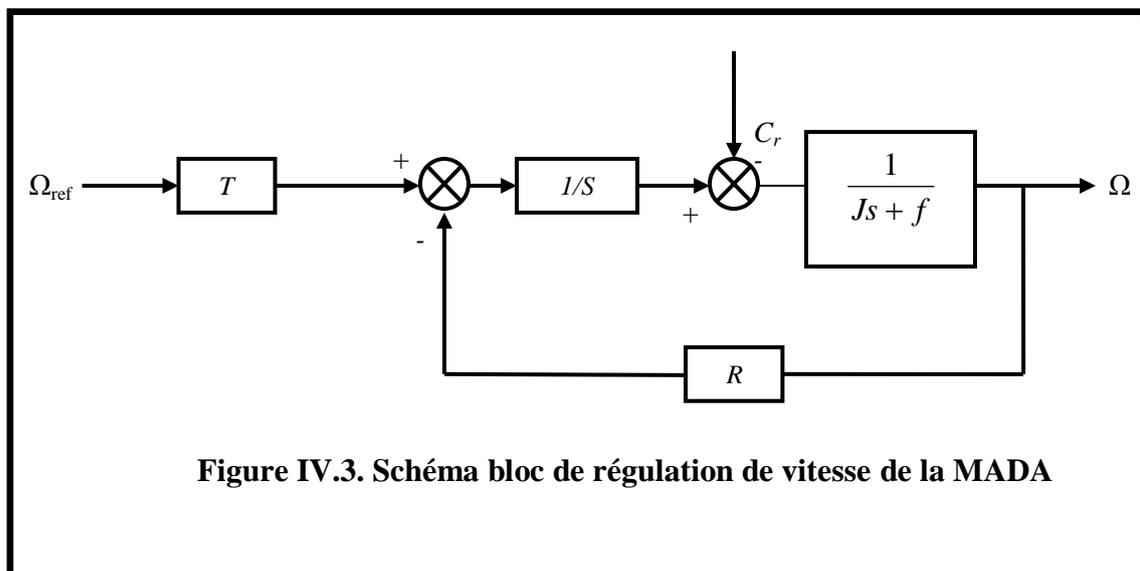
On aboutit au système linéaire suivant dit système de *Sylvester* :

$$\begin{bmatrix}
 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 a_1 & 1 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & b_1 & \dots & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 a_n & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & 0 \\
 0 & \dots & \dots & a_1 & b_n & \dots & 0 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & b_1 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & 0 & \dots & a_n & \dots & 0 & \dots \\
 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & b_n
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 s_0 \\
 s_1 \\
 \dots \\
 s_n \\
 r_0 \\
 \dots \\
 r_n
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 d_0 \\
 d_1 \\
 \dots \\
 d_n \\
 d_{n+1} \\
 \dots \\
 d_{2n+1}
 \end{bmatrix}
 \quad (IV.19)$$

Ce système possède une solution unique.

IV.5. APPLICATION A LA REGULATION DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION

Dans une régulation polynôme, avec un régulateur *RST* appliqué sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation. Le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure (IV-3) :



La fonction de transfert de système à réguler est :

$$G = \frac{1}{Js + f} \quad (\text{IV.20})$$

$$d^0(S) = 2d^0(A) + 1 = 2 \quad (\text{IV.21})$$

Le polynôme T pour notre cas est fixé à une constante

$$d^0(D) = 2d^0(A) + 1 = 3 \quad (\text{IV.22})$$

On aura :

$$R(s) = r_0s + r_1 \quad (\text{IV.23})$$

$$S(s) = s_0s^2 + s_1s \quad (\text{IV.24})$$

$$D(s) = d_0s^3 + d_1s^2 + d_2s + d_3 \quad (\text{IV.25})$$

On choisira la dynamique de stabilité arbitraire en boucle fermée comme suite :

$$D(s) = (s+0.1238)(s+0.2476)(s+0.4952) \quad (\text{IV.26})$$

L'équation de *Bezout* est à quatre équations avec quatre inconnues où le coefficient de polynôme D est lié au coefficient des polynômes R et S par la matrice de système :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.27})$$

Ce qui nous amène à la régulation suivante :

$$\begin{cases} R(s) = 12.4287s + 0.0032 \\ S(s) = s^2 - 0.8964s \\ T(s) = 98.525s + 0.0032 \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

IV.6. SCHEMA DE SIMULATION

La Figure (IV-4) représente la structure sous MATLAB SIMULINK de la commande par régulateur *RST* d'une machine asynchrone à double alimentation MADA où le stator est alimenté par le réseau.

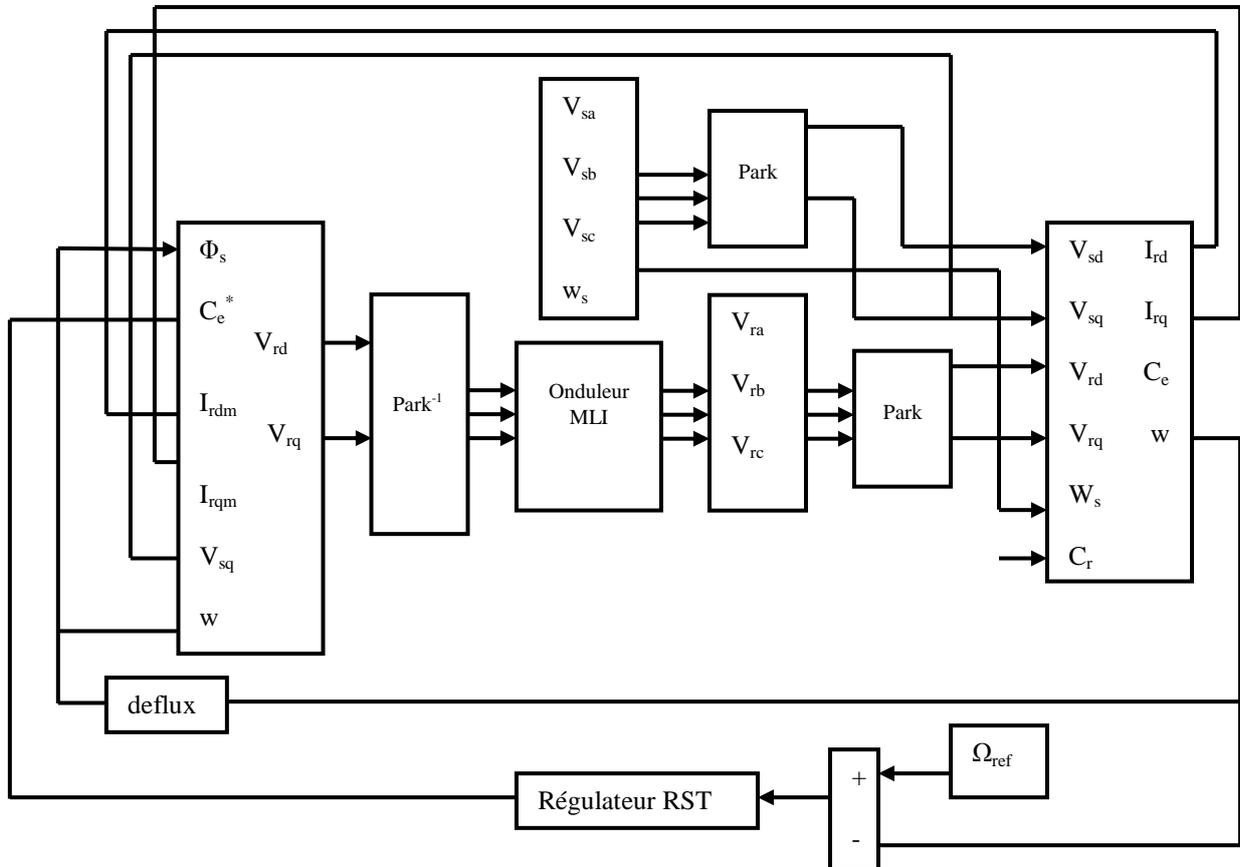


Figure IV.4. Structure sous MATLAB SIMULINK de la commande vectorielle par régulateur RST

IV.7. RESULTATS DE SIMULATION

Cette analyse nous a permis de mettre en évidence les propriétés statiques et dynamiques de la vitesse de rotation de la commande adaptative à modèle de référence. Le système a été simulé pour les cas suivants :

- * Le démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge
- * Le réglage de vitesse de rotation.
- * La variation de la charge.
- * Les variations des résistance statorique et rotorique.

II.7.1. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge

La figure (IV-5) présente la réponse de la vitesse, des couple et des courant rotoriques et statoriques suite à un démarrage à vide. Une charge nominale de 10N.m est appliquée à $t=1s$.

Les résultats de simulation montrent bien un rejet de la perturbation avec un retour à la consigne de la vitesse. Autrement dit la réponse présente une bonne stabilité.

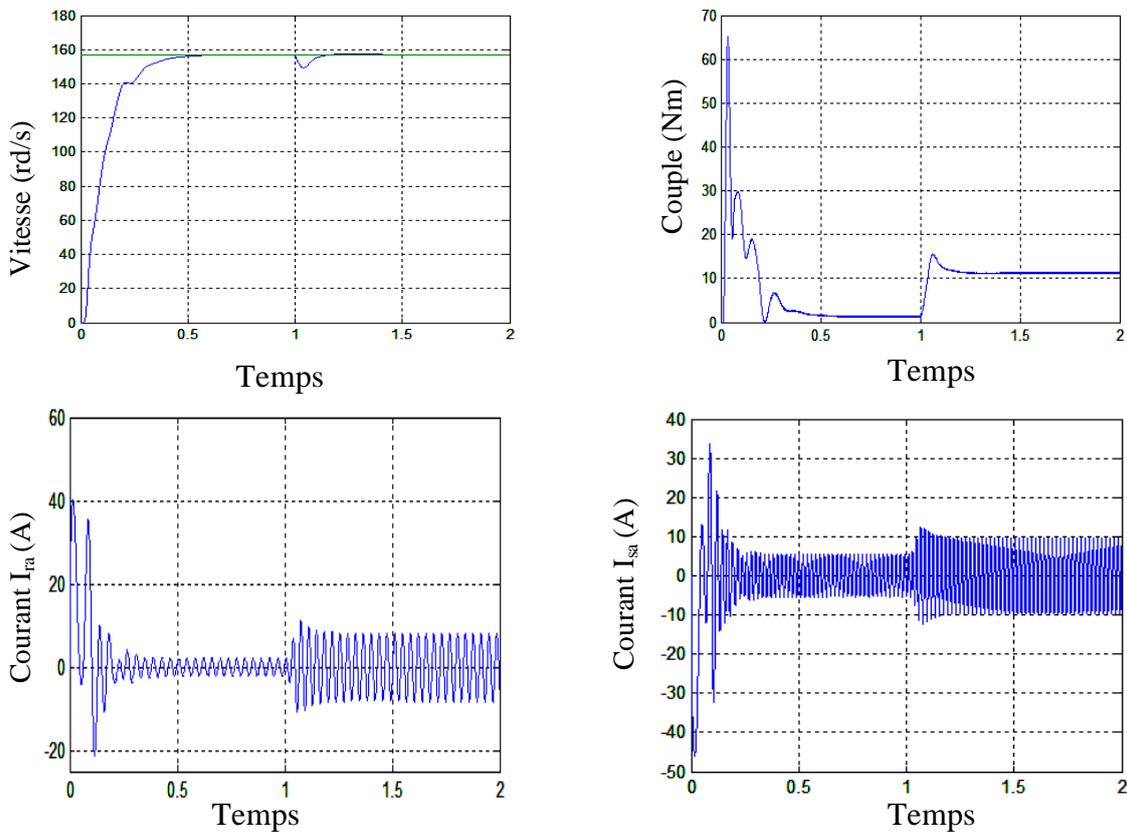


Figure IV.5. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge

II.7.2. Test de réglage de vitesse

La figure (IV-6) montre les résultats de simulation pour une variation de la vitesse (157rad/s puis l'application d'un couple de charge nominale 10N.m à $t=0.8s$ et à $t=1.4s$ on applique une vitesse 100rad/s et en fin, un changement de consigne de 100rad/s à 157rad/s à $t=1.5s$).

La vitesse dans ce cas, suit la grandeur de référence sans dépassement de même que pour le couple mais avec un dépassement lors de chaque changement de consigne.

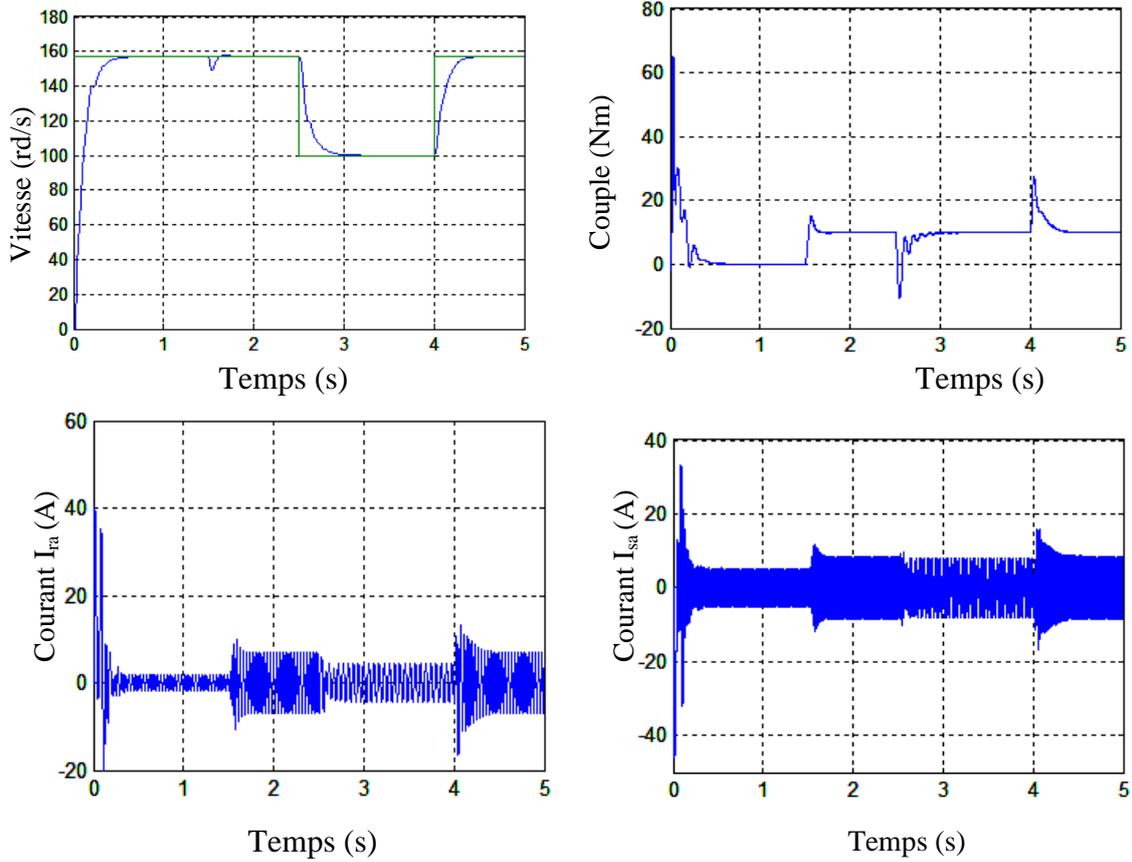
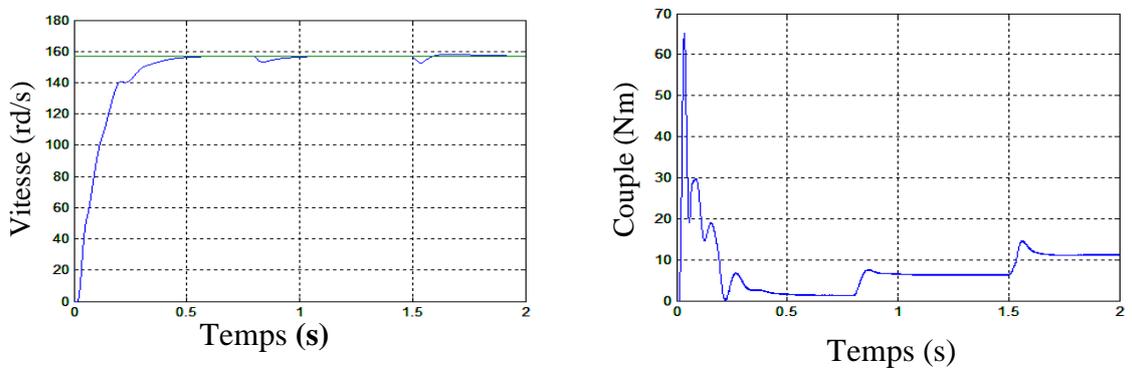


Figure IV.6. Test de réglage de vitesse

II.7.3. Test de la variation de la charge

La figure (IV-7) montre que le système répond directement au test de variation de la charge. On applique la charge nominale $Cr=5N.m$ à $t=0.8s$ puis on applique à $t=1.5s$ une autre charge de $Cr=5N.m$; les variables couple, courants répondent avec succès à ce type de test.



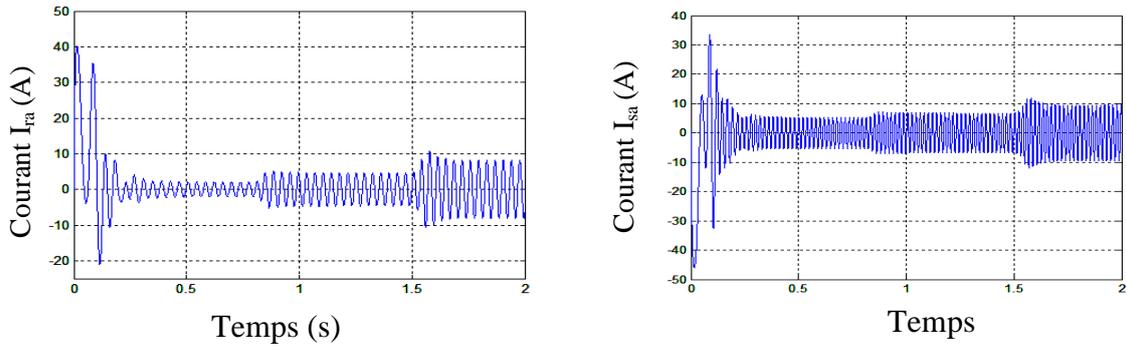


Figure IV.7. Test de la variation de la charge

IV.7.4. Test de variation de la résistance statorique

La figure (IV-8) montre l'influence de la variation de résistance statorique sur la réponse de système. On constate que la vitesse suit pratiquement la référence mais avec un certain dépassement puis elle se stabilise à ça valeur de référence, les autres grandeurs couple, courants rotoriques et courants statoriques ne sont pas affectés par cette variation.

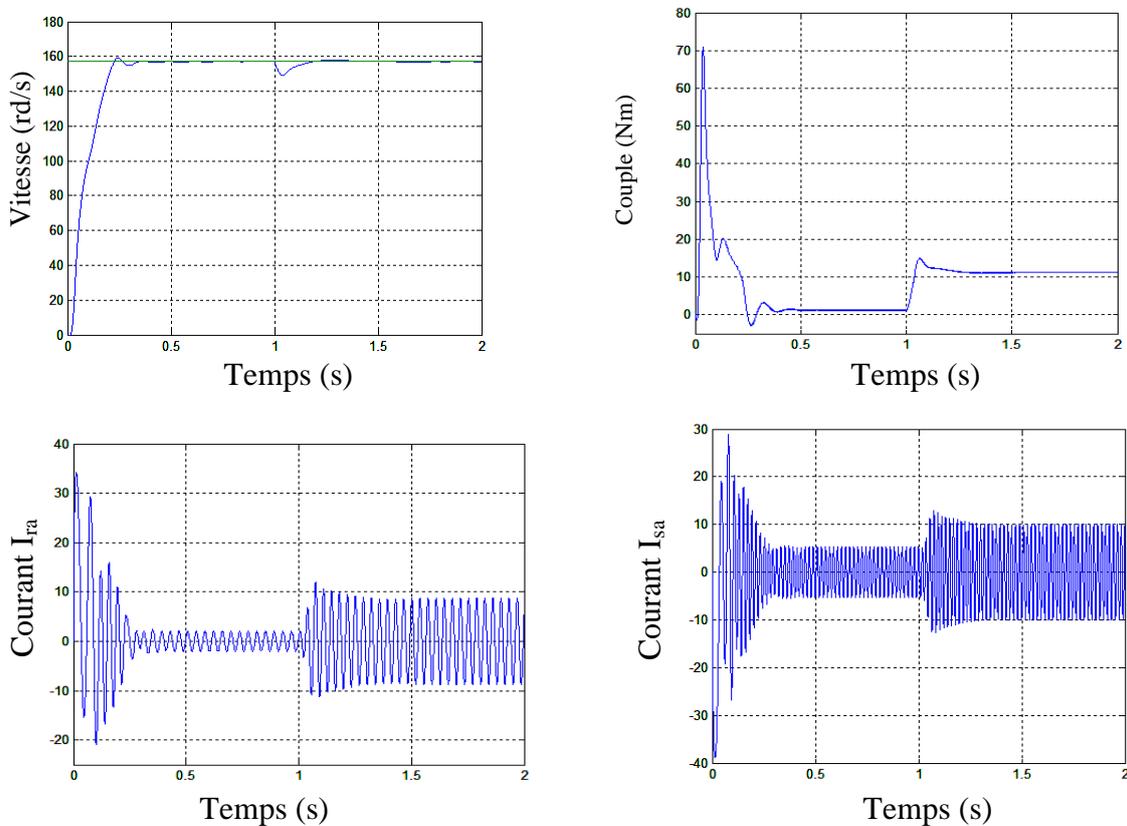


Figure IV.8. Test de variation de la résistance statorique

IV.7.5. Test de variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulations présentés par la figure (IV-9) sont donnés pour tester la robustesse de la régulation par RST vis-à-vis la variation de la résistance rotorique $R_r=50\%$ R_m à $t=2.5s$. D'après ces résultats, on remarque que la vitesse suit la référence mais avec un léger dépassement pendant le démarrage.

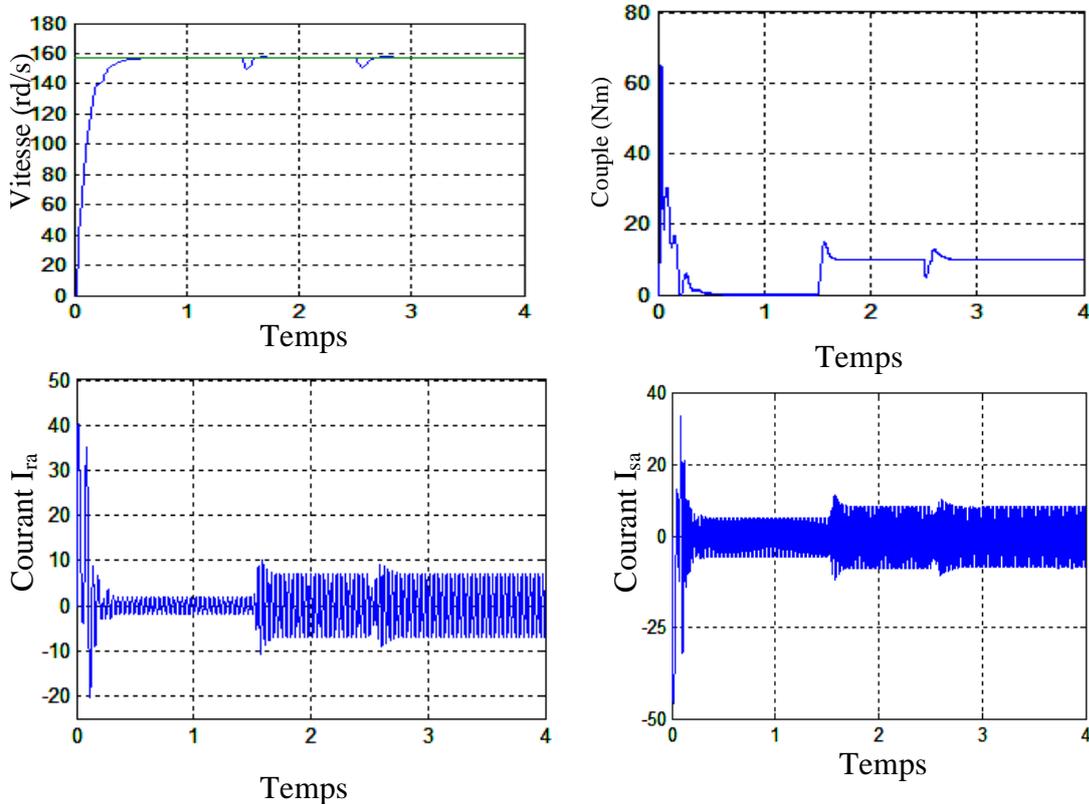


Figure IV.9. Test de la variation de la résistance rotorique

IV.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié la structure de la commande par régulateur *RST* de la machine asynchrone à double alimentation. Cette commande présente l'avantage d'une mise en œuvre très simple puisqu'elle repose sur un principe formel de manipulation de polynômes permettant de déboucher sur des fonctions de transfert faciles à traiter.

Cette commande permet de répondre aux objectifs espérés d'une commande notamment la stabilité, le rejet de la perturbation et le suivi de la consigne.

De plus les résultats de simulation montrent que les performances dynamiques obtenues sont très satisfaisantes, la perturbation est rapidement rejetée, ce qui vérifie la robustesse du régulateur, le découplage est maintenu même en cas de la variation de la charge et de réglage de vitesse.

L'avantage d'utiliser un régulateur de type RST est la possibilité d'améliorer considérablement la qualité du filtrage tout en gérant le compromis entre les performances de la poursuite de trajectoire et celles du rejet de perturbations. Associé à une stratégie de placement de pôle robuste, le réglage de la loi de commande se résume au choix des horizons de filtrage et de commande. Cependant, les inconvénients de ce type de régulateur résident tout d'abord dans son ordre élevé et ensuite dans l'impact peu explicite des paramètres de synthèse sur les performances de l'asservissement.

CHAPITRE V

COMMANDE NON LINEAIRE

DE LA MADA

INTRODUCTION:

Parmi les stratégies de commande offrant des performances dynamiques élevées, on trouve la commande non linéaire qui fut introduite par Porter. Cette commande, découplante et linéarisante, peut être appliquée sur les machines synchrones ou asynchrones [ISM 03].

La commande non linéaire est introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Présentement, plusieurs méthodes traitant le sujet sont disponibles. Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire [MAR 95], [TAR 97], [MER 07], [ISI 89].

Dans ce chapitre, on présente dans une première étape, le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties, puis dans une deuxième étape concevoir un contrôleur non linéaire basé sur cette technique afin de réguler la vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation.

V.1.COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREE-SORTIE

Le but de cette section est de rappeler le principe de la commande du moteur asynchrone par linéarisation entrée-sortie. Cette méthode généralise les commandes de type vectoriel en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé [MAR 90], [CHI 93].

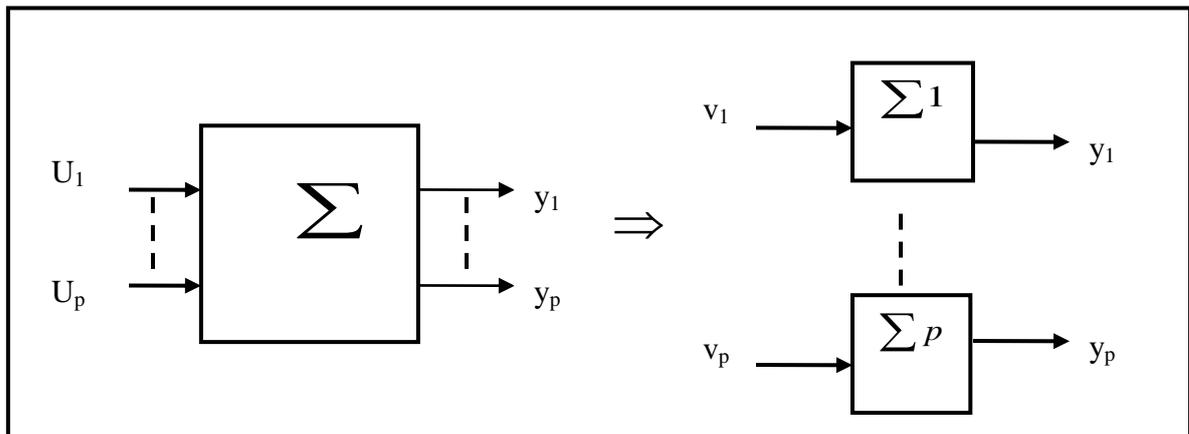
Plusieurs travaux ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quand au découplage couple/flux et à la robustesse

paramétrique. Cette structure de commande apparaît ainsi comme une alternative intéressante à la commande par orientation du flux [NIJ 90], [TAR 97], [BOU 04].

V.2. PRINCIPE DE LA TECHNIQUE DE LINEARISATION AU SENS DES ENTREES-SORTIES

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques [KAD 00],[CHI 93],[SLO 91].

La phase de découplage consiste à transformer par bouclage le système en systèmes monovariés indépendants [BOD 94]. Avant tout, on considère que le système non linéaire de p entrées et p sorties a pour forme:



$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x).U_i$$

(V.1)

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1,2,3,\dots,p$$

(V.2)

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_p]$ est le vecteur des états, $u = [u_1, u_2, \dots, u_p]$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1, y_2, \dots, y_p]$ représente le vecteur des sorties. f, g_i sont des champs de vecteurs lisses et h_i , est une fonction lisse [MER 07].

$$\text{Soit le système défini par : } \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{avec } \begin{cases} x \in \mathbb{R}^n \\ u \in \mathbb{R}^m \\ y \in \mathbb{R}^p \end{cases} \quad (\text{V.3})$$

En dérivant la sortie y , on obtient l'équation suivante :

$$\dot{y} = A(x) + B(x)u \quad (\text{V.4})$$

Définition :

Le degré relatif noté r de la sortie y_p est le plus petit ordre de dérivation k tel que l'on ait :

$$\begin{cases} y_p^{(k)} = A_{k,p}(x) + B_{k,p}(x) * u \\ \text{Avec } B_{k,p}(x) \neq 0 \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

D'après le Théorème, [Moog] :

Un système défini par (V.3) est découplable par bouclage statique si et seulement si

$$\text{rang} \left(\frac{\partial (y_1^{r_1}, \dots, y_p^{r_p})}{\partial (u_1, \dots, u_m)} \right) = p \quad (\text{V.6})$$

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_j^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x) u_i) \quad (\text{V.7})$$

$$j = 1, 2, 3, \dots, p$$

Qui peut être exprimé sous forme matricielle [MAR 93] :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = A_0(x) + B_0(x).u \quad (\text{V.8})$$

Avec :

$$A_0(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix}$$

Et

$$B_0(x) = \begin{bmatrix} L_{g1}L_f^{r1-1}h_1(x) & L_{g2}L_f^{r1-1}h_1(x) & \dots & L_{gp}L_f^{r1-1}h_1(x) \\ L_{g1}L_f^{r2-1}h_2(x) & L_{g2}L_f^{r2-1}h_2(x) & \dots & L_{gp}L_f^{r2-1}h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g1}L_f^{rp-1}h_p(x) & L_{g1}L_f^{rp-1}h_p(x) & \dots & L_{gp}L_f^{rp-1}h_p(x) \end{bmatrix}$$

La loi de linéarisation est donnée donc sous la forme :

$$u = B_0^{-1}(x)[-A_0(x) + V] \quad (V.9)$$

$B_0(x)$ doit être une matrice inversible.

Le vecteur (V) représente les nouvelles commandes conçues afin d'imposer une nouvelle dynamique [BOU 04].

V.3. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE

ALIMENTATION:

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée-sortie au modèle de la MADA, permet de pouvoir commander séparément le flux et la vitesse. Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est composé en deux systèmes linéaires mono variables indépendants.

Chaque sou système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, flux, ect.....). La dynamique du système linéarisé est choisie par un placement de pôles.

V.3.1. Modèle non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation

Pour une commande en tension de la MADA, le modèle complet correspondant dans le repère lié au stator est obtenu en considérant le vecteur d'état $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T$ $= [I_{r\alpha} \ I_{r\beta} \ \phi_{s\alpha} \ \phi_{s\beta} \ \Omega]^T$ et le vecteur commande $u = [U_{s\alpha} \ U_{s\beta} \ U_{r\alpha} \ U_{r\beta}]^T$.

Ce modèle est régi par :

$$\dot{x} = f(x) + g_{\alpha s} U_{s\alpha} + g_{\beta s} U_{s\beta} + g_{\alpha r} U_{r\alpha} + g_{\beta r} U_{r\beta} \quad (V.10)$$

Où les champs vectoriels f , g_α , g_β sont :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_r L_s^2 + M^2 R_s}{\sigma L_r L_s^2}\right) I_{r\alpha} + \frac{MR_s}{\sigma L_r L_s^2} \phi_{s\alpha} + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \phi_{s\beta} - P\Omega I_{r\beta} \\ -\left(\frac{R_r L_s^2 + M^2 R_s}{\sigma L_r L_s^2}\right) I_{r\beta} - \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \phi_{s\alpha} + \frac{MR_s}{\sigma L_r L_s^2} \phi_{r\beta} + P\Omega I_{r\alpha} \\ \frac{MR_s}{L_s} I_{r\alpha} - \frac{R_s}{L_s} \phi_{s\alpha} \\ \frac{MR_s}{L_s} I_{r\beta} - \frac{R_s}{L_s} \phi_{s\beta} \\ \frac{PM}{JL_s} (\phi_{s\beta} I_{r\alpha} - \phi_{s\alpha} I_{r\beta}) - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} \quad (V.11)$$

$$g_{\alpha s} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, g_{\beta s} = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$g_\alpha = [\beta_0 \ 0 \ \alpha_0 \ 0 \ 0]^T, g_\beta = [0 \ \beta_0 \ 0 \ \alpha_0 \ 0]^T$$

$$\text{Posons : } T_s = \frac{L_s}{R_s}, \beta_0 = \frac{-M}{\sigma L_s L_r}, \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_s}{\sigma L_r L_s^2}, \alpha_0 = \frac{1}{\sigma L_r} \text{ et } \mu = \frac{PM}{JL_r}$$

On réécrit $f(x)$ comme suit :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + \frac{\beta_0}{T_s} x_3 + P\beta_0 x_4 x_5 - P x_2 x_5 \\ -\gamma x_2 - P\beta_0 x_3 x_5 + \frac{\beta_0}{T_r} x_4 + P x_1 x_5 \\ \frac{M}{T_s} x_1 - \frac{1}{T_s} x_3 \\ \frac{M}{T_s} x_2 - \frac{1}{T_s} x_4 \\ \mu(x_1 x_4 - x_2 x_3) - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} \quad (V.12)$$

V.3.2.Choix des grandeurs de sortie

Afin d'atteindre les objectifs de contrôle qui consistent en la commande des deux grandeurs flux et vitesse, on choisit les variables de sorties suivantes :

$$Y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 = \phi_s \\ x_5 = \Omega \end{bmatrix} \quad (V.13)$$

La méthode de linéarisation par entrée-sortie est développée à partir de théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie [MER 07].

Définition 1 :

Dérivée de Lie : La dérivée directionnelle de $h(x)$ suivant le champ du vecteur $f(x)$ est définie comme suit :

$$L_f h_j(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x) \quad (V.14)$$

Par itération, on a la relation suivante :

$$L_f^i h_j = L_f(L_f^{i-1} h_j) \quad (V.15)$$

La dérivation des sorties y_j du système par rapport au temps s s'exprime alors par la relation suivante :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} h_j) u_i \quad (V.16)$$

P : nombre des sorties.

Définition 2 :

Degré relatif : On appelle vecteur de degré relatif du système non linéaire affine en commande (V.10), le vecteur $(r_1 \dots r_p)$ vérifiant l'existence d'au moins une dérivée telle que :

$$L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \neq 0$$

L'élément r_j correspond à la première dérivée de y_j faisant apparaître explicitement la commande u dans l'expression :

$$y_f^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j) u_i \quad (V.17)$$

En appliquant la procédure dans le cas du moteur asynchrone à double alimentation, il est facile de vérifier que les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées secondes \ddot{y}_1 et \ddot{y}_2 .

V.3.3. Calcul du degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système.

On calcule le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver. Cette sortie fait apparaître explicitement une des grandeurs de commande. Dans notre cas, les commandes apparaissent pour la première fois dans la dérivée secondes.

$$\text{Sortie } y_1 : \begin{cases} \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) \\ \ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g\alpha} L_f h_1(x) u_{r\alpha} + L_{g\beta} L_f h_1(x) u_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{V.18})$$

$$\text{Sortie } y_2 : \begin{cases} \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) \\ \ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g\alpha} L_f h_2(x) u_{r\alpha} + L_{g\beta} L_f h_2(x) u_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{V.19})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_f h_1(x) = \frac{2M}{T_s} f_1 - \frac{2}{T_s} \phi_s \\ L_f^2 h_1(x) = 2 \frac{M^2}{T_s^2} f_3 - \left(\frac{2M\gamma}{T_s} + \frac{6M}{T_s^2} \right) f_1 + 2P \frac{M}{T_s} x_5 f_2 + \left(\frac{4}{T_s^2} + \frac{2}{T_s^2} M\beta_0 \right) \phi_s \\ L_{g\alpha} L_f h_1(x) = 2\beta_0 R_s x_3 \\ L_{g\beta} L_f h_1(x) = 2\beta_0 R_s x_4 \end{cases} \quad (\text{V.20})$$

$$\begin{cases} L_f h_2(x) = \mu f_2 - \frac{C_r}{J} \\ L_f^2 h_2(x) = -P\mu x_5 f_1 - \mu \left(\frac{1}{T_s} + \gamma \right) f_2 - P\mu\beta_0 x_5 \phi_s \\ L_{g\alpha} L_f h_2(x) = -\mu\alpha_0 x_4 \\ L_{g\beta} L_f h_2(x) = \mu\alpha_0 x_3 \end{cases} \quad (\text{V.21})$$

Où :

$$f_1 = x_1 x_3 + x_2 x_4, f_2 = x_1 x_4 - x_2 x_3, f_3 = x_1^2 + x_2^2$$

Le degré relatif associé aux grandeurs de sortie y_1 et y_2 sont respectivement $r_1=2$ et $r_2=2$.

L'ordre de la dynamique interne associé à cette linéarisation est égale à : $n-(r_1+r_2) = 1$

n : étant l'ordre du système à contrôler ($n=5$).

V.3.4. Linéarisation du système

Pour linéariser la dynamique entrée-sortie du moteur, on considère seulement les dérivées des sorties. On obtient :

$$\begin{bmatrix} \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + B(x) \begin{bmatrix} U_{r\alpha} \\ U_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (V.22)$$

$$\text{Avec } B(x) = \begin{pmatrix} L_{g\alpha} L_f h_1(x) & L_{g\beta} L_f h_1(x) \\ L_{g\alpha} L_f h_2(x) & L_{g\beta} L_f h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2\beta_0 R_s x_3 & 2\beta_0 R_s x_4 \\ -\mu\alpha_0 x_4 & \mu\alpha_0 x_3 \end{pmatrix} \quad (V.23)$$

$$\text{Donc : } \text{Det}[B(x)] = 2\mu\beta_0\alpha_0 R_s \phi_s \quad (V.24)$$

Le déterminant de la matrice $B(x)$ est toujours différent de zéro, donc $B(x)$ est une matrice inversible. Ainsi, la loi de commande pour la linéarisation et le découplage entrée-sortie par retour d'état du machine est donnée par :

$$u = B_0^{-1} [V - A_0] \quad (V.25)$$

$$\begin{bmatrix} U_{r\alpha} \\ U_{r\beta} \end{bmatrix} = B_0^{-1}(x) \left[\begin{pmatrix} -L_f^2 h_1(x) \\ -L_f^2 h_2(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \right] \quad (V.26)$$

Où $v = [v_1 \ v_2]^T$ représente le nouvel vecteur des variables d'entrée. Ce régulateur linéarise et découple le système tel que :

$$\begin{cases} \ddot{h}_1(x) = v_1 \\ \ddot{h}_2(x) = v_2 \end{cases} \quad (V.27)$$

Le système découplé peut être représenté par deux intégrateurs d'ordre 2.

Les variables v_1 et v_2 peuvent être déterminées par une poursuite de trajectoire :

B_0 est une matrice carrée, d'ordre p , appelée 'matrice de découplage'

Les degrés relatifs de chaque sortie étant de 2, les variables V_1 et V_2 peuvent être déterminées par une poursuite de trajectoire :

$$V_1 = K_{11}e_1^{(1)} + K_{12}e_1$$

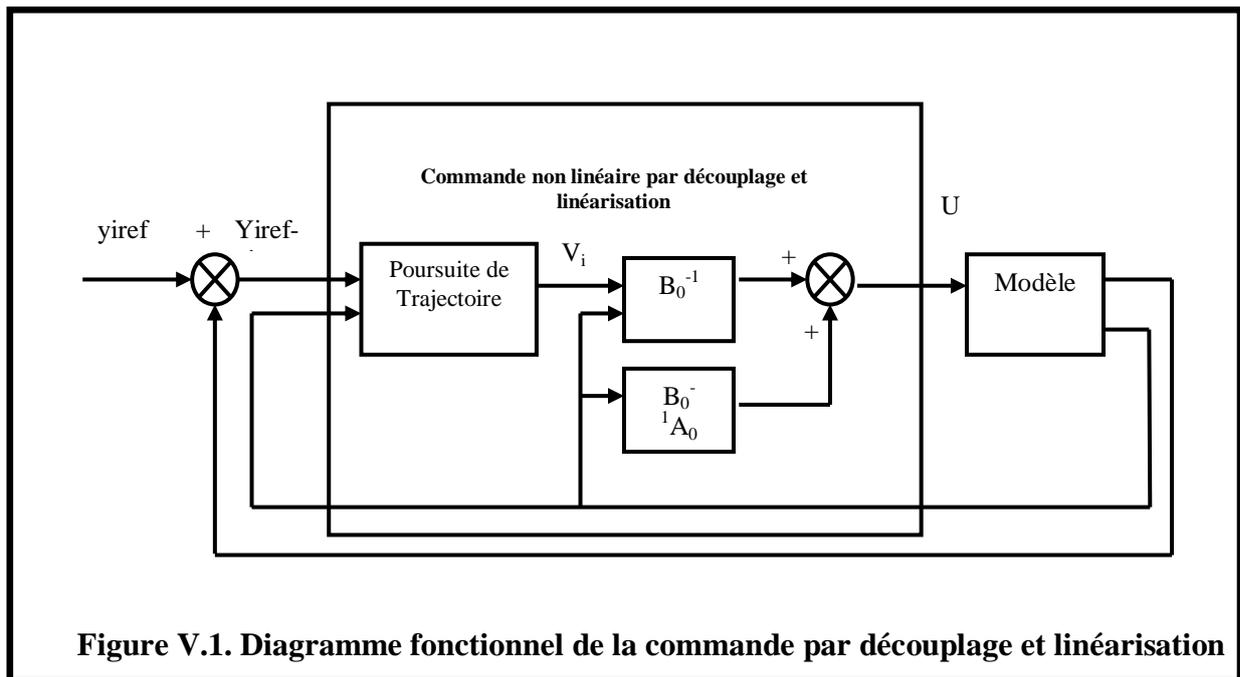
$$V_1 = K_{12}(\Omega_{ref} - \Omega) + K_{11} \frac{d(\Omega_{ref} - \Omega)}{dt} \quad (V.28)$$

et

$$V_2 = K_{22}e_2^{(1)} + K_{21}e_2$$

$$V_2 = K_{22}(\phi_{ref}^2 - \phi^2) + K_{21} \frac{d(\phi_{ref}^2 - \phi^2)}{dt} \quad (V.29)$$

Les coefficients K_{ij} donnent respectivement la dynamique du système pour la réponse en vitesse et en flux.



V.4.SIMULATION :

Nous avons testé la commande non linéaire de la MADA calculée en utilisant le logiciel SIMULINK/MATLAB. Le schéma global de la commande linéarisation entrée - sortie est représenté en figure (V-2):

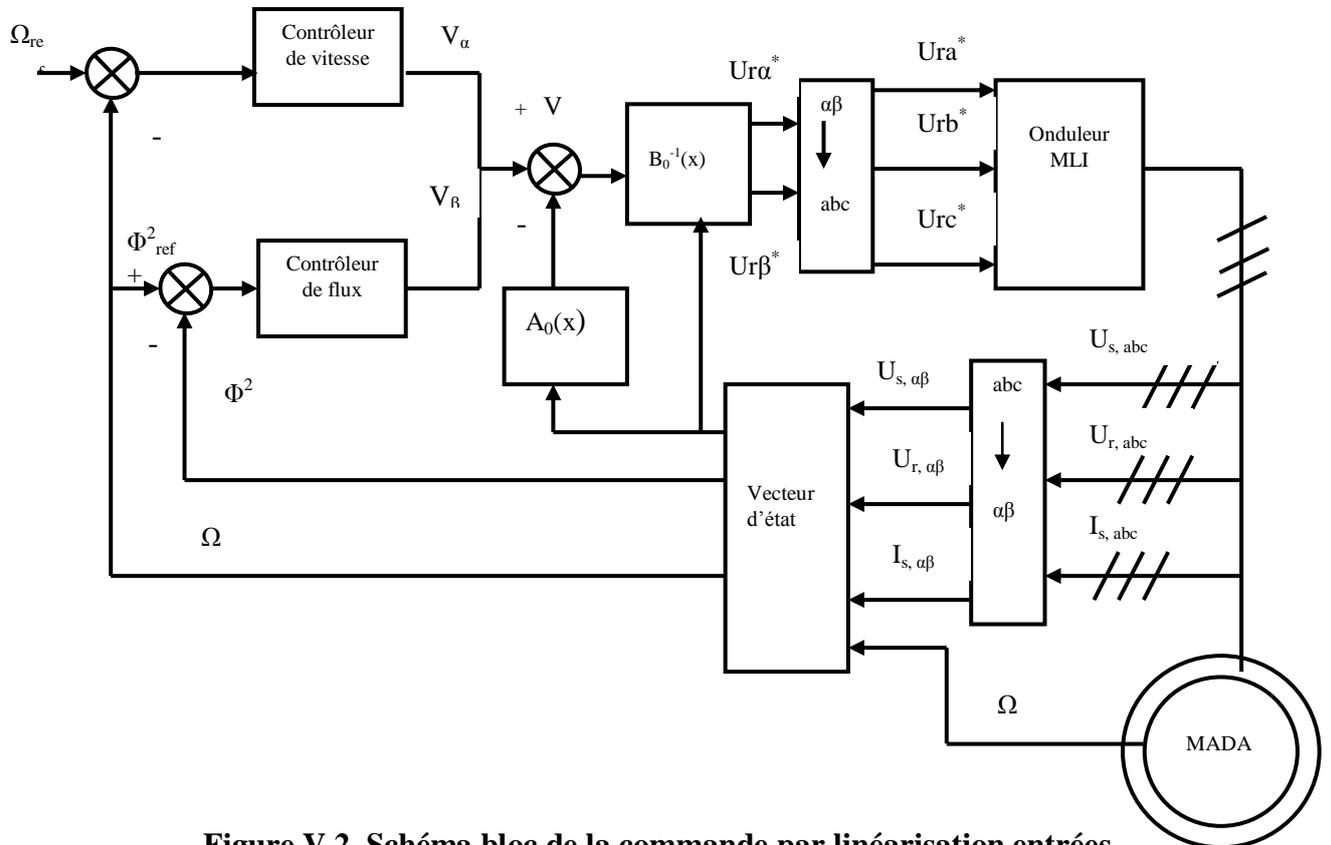


Figure V.2. Schéma bloc de la commande par linéarisation entrées-sorties pour une machine asynchrone à double alimentation

V.4.1.Résultats de simulation

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande non linéaire sur la vitesse de rotation, on a simulé le système pour les cas suivants :

- * Le démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge de la MADA
- * Le réglage de vitesse de rotation.
- * La variation de la charge de la MADA.
- * La variation de la résistance statorique et rotorique.

V.4.1.1. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge

La figure (V.3) montre les performances de la commande appliquée au MADA. La machine démarre à vide avec une vitesse 157rad/s puis l'application d'une charge $C_r=10\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$.

Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit sa référence sans dépassement.

Le couple électromagnétique à vide se stabilise à la valeur 10N.m à $t=1\text{s}$.

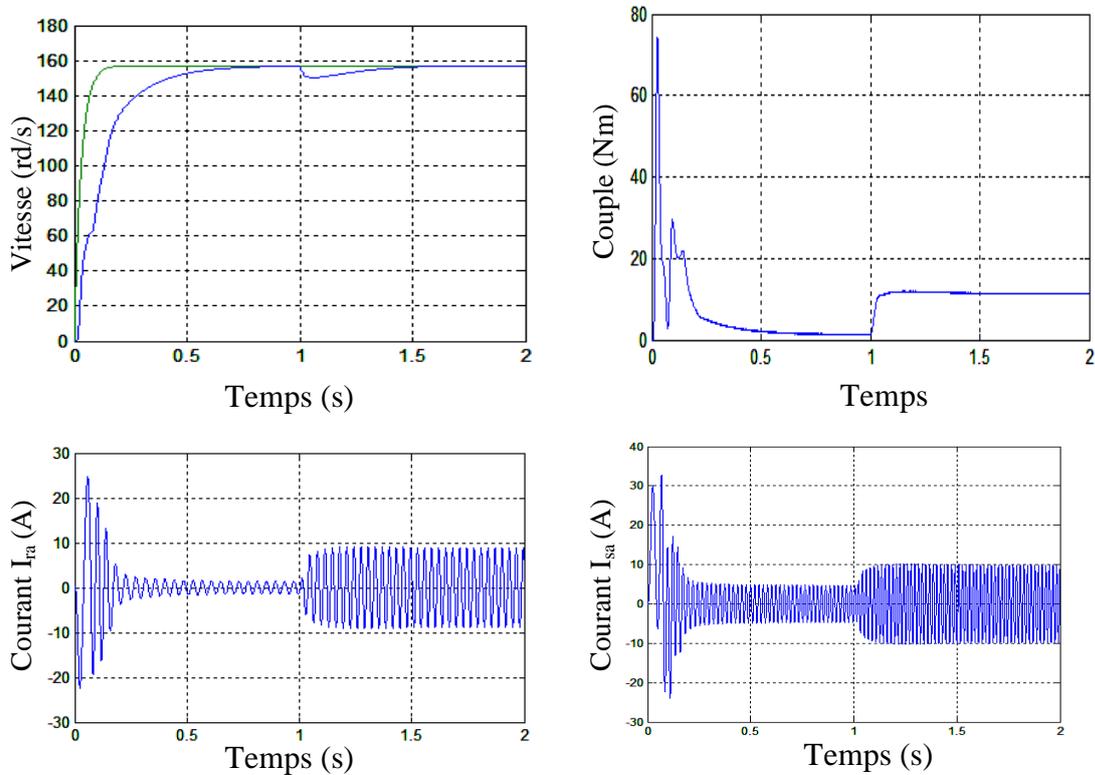


Figure V.3. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge

V.4.1.2. Test de réglage de vitesse

La figure (V.4) illustre les résultats de simulation pour le réglage de vitesse. La machine démarre à vide puis application d'une charge de 10N.m à $t=1.5\text{s}$, puis un changement de consigne de 157rad/s à 100rad/s à $t=2.5\text{s}$ et en fin un autre changement de consigne de 100rad/s à 157rad/s à $t=4\text{s}$.

On remarque que la vitesse suit la grandeur de référence sans dépassement. Le couple électromagnétique subit quelques variations pendant le changement de consigne puis il se stabilise à sa valeur nominale.

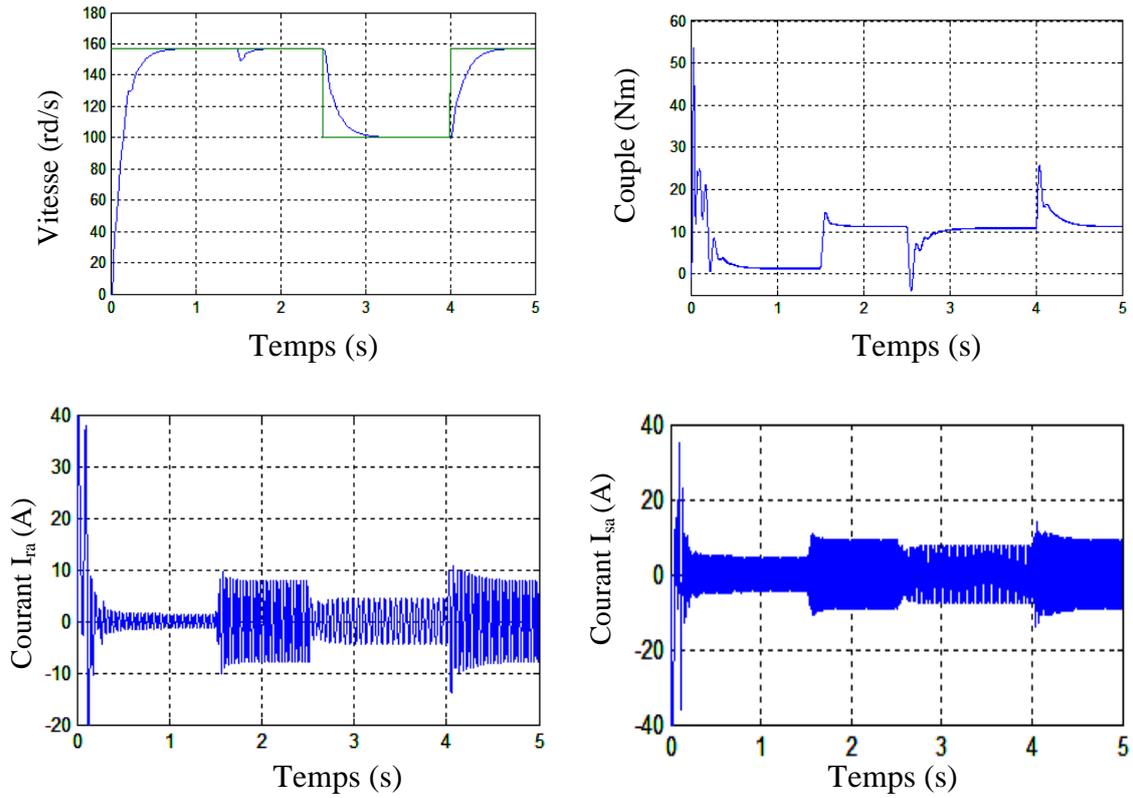
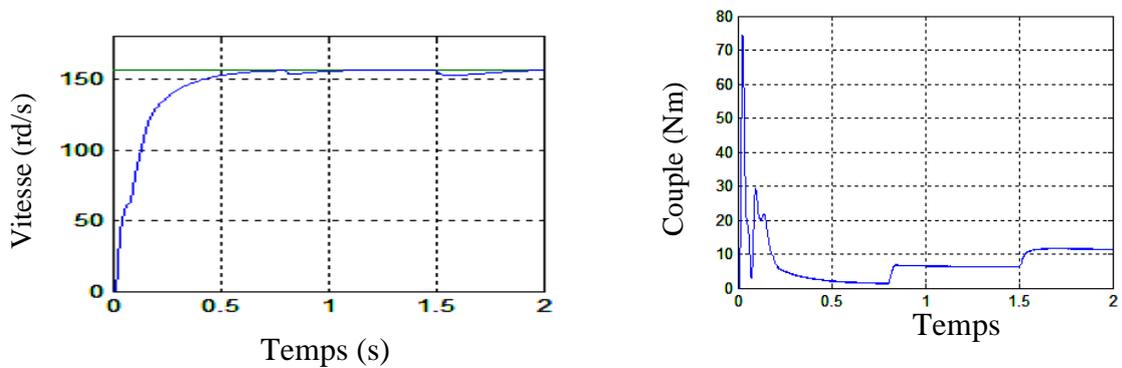


Figure V.4. Test réglage de vitesse

V.4.1.3. Test avec la variation de la charge

Pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge de 5N.m à 10N.m, la machine démarre à vide et à $t=0.8s$ on applique une couple de charge 5N.m, puis à $t=1.5s$ on applique une charge de 10N.m.

On note que la vitesse suit sa référence, le couple suit la variation de la charge quelle que soit le régime sans dépassement du courant.



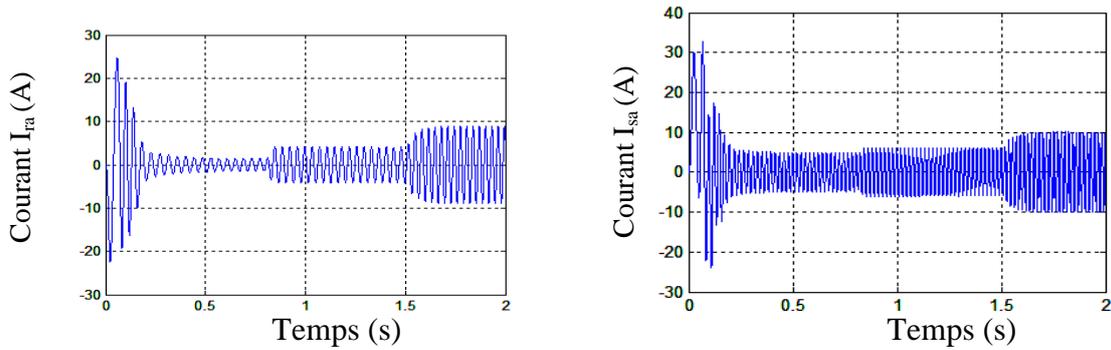


Figure V.5. Test avec la variation de la charge

V.4.1.4. Test avec la variation de la résistance statorique

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande pour une variation de la résistance statorique. Pour ce faire, on augmente la résistance statorique de 50% de sa valeur nominale. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (V.6).

D'après ces résultats on remarque bien la robustesse du régulateur vis-à-vis de ces variations.

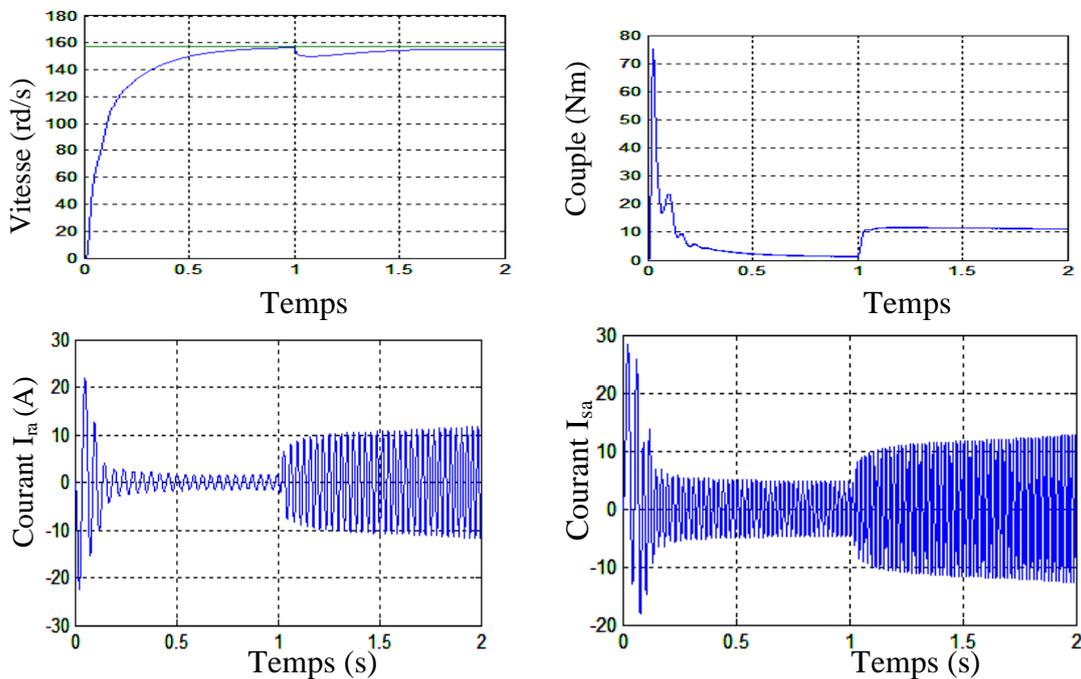


Figure V.6. Test avec variation de la résistance statorique

V.4.1.5. Test pour la variation de la résistance rotorique

La figure (V.7) montre les résultats de simulation pour la variation de la résistance rotorique

$R_r = 50\% R_{rn}$ à $t=2.5$ s. D'après ces résultats on remarque que la variation de la résistance dans le temps rend la commande insensible à cette variation.

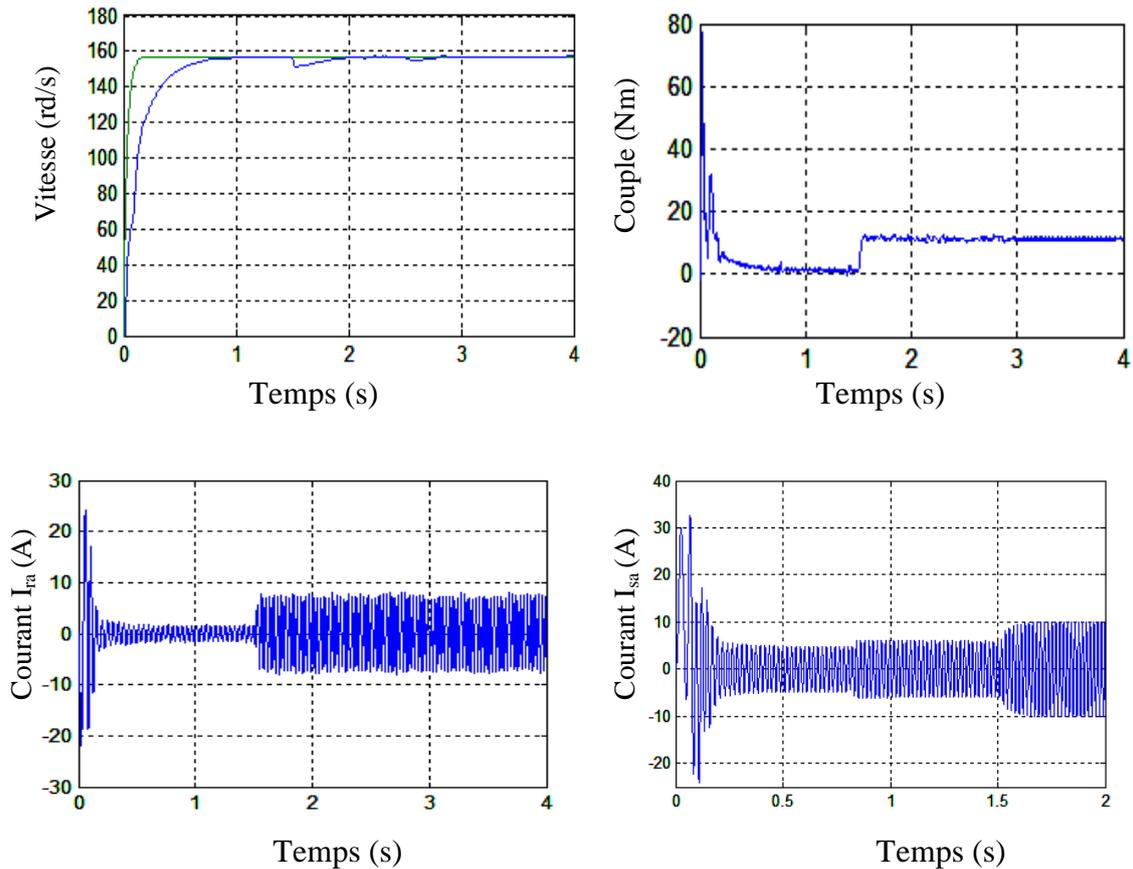


Figure V.7. Test pour la variation de la résistance rotorique

V.5.CONCLUSION :

Dans ce chapitre, la commande par linéarisation entrée/sortie de la machine asynchrone à double alimentation a été présentée. D'après les résultats de simulation on remarque que l'application de la commande non linéaire basée sur linéarisation entrée-sortie de la MADA a permis de mettre en évidence les propriétés statiques et dynamiques de la commande linéarisante. Il apparaît dans les résultats un excellent découplage entre les axes d et q.

Cette technique de commande apporte une amélioration appréciable au niveau des performances du système et d'amélioration de la robustesse de la commande de la MADA.

CHAPITRE VI

ETUDE COMPARATIVE

INTRODUCTION

Les résultats obtenus dans les chapitres 2, 3,4 et 5 par simulation numérique de la MADA, nous permettent d'effectuer une comparaison entre le régulateur PI et le régulateur RST et la loi d'adaptation utilisée dans la commande adaptative à modèle de référence et la commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation.

La comparaison sera basée sur les performances et les caractéristiques dynamiques et statiques des différents régulateurs et commande, utilisés avec le modèle de la machine asynchrone à double alimentation MADA. Chaque série d'essais sera suivie de consigne, sensibilité aux perturbations et robustesse. Ceci dans le but d'évaluer l'influence de la commande à choisir sur les performances dynamiques et statiques du système. Ce qui conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents à l'emploi de telle ou telle méthode de commande.

Donc, le but attendu est d'évaluer la méthode qui répond mieux aux exigences telle que :

- * Meilleure réponse du système ;
- * Robustesse vis à vis des variations rapides des paramètres (perturbation).

Pour la suite, on signale que cette comparaison est réalisée pour une même vitesse de consigne et un même couple de charge statique.

VI.1.RESULTATS DE SIMULATION

Afin de comparer les performances et la robustesse des commandes par régulateur PI et régulateur RST et la loi d'adaptation utilisée dans la commande adaptative à modèle de référence et la commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation,, on a simulé le système pour les cas suivants :

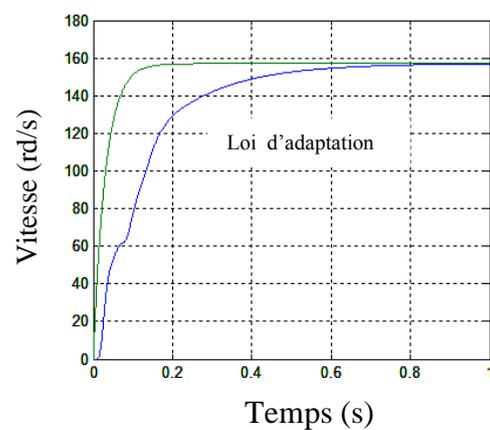
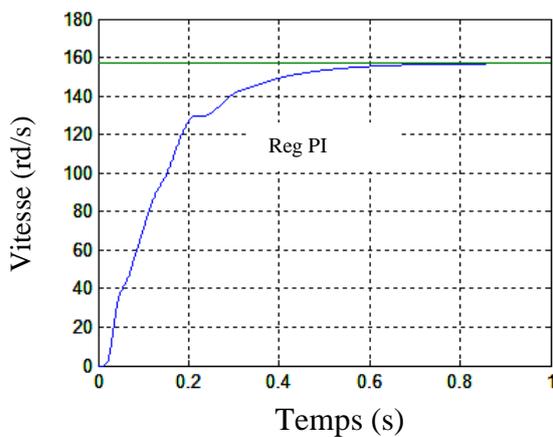
- * Démarrage à vide
- * Démarrage en pleine charge
- * Variation de la charge
- * Variation de la résistance statorique
- * Variation de la résistance rotorique

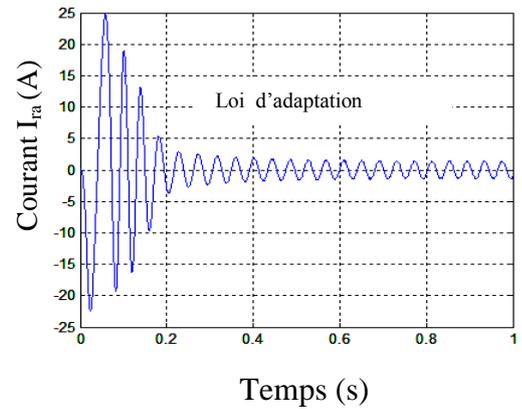
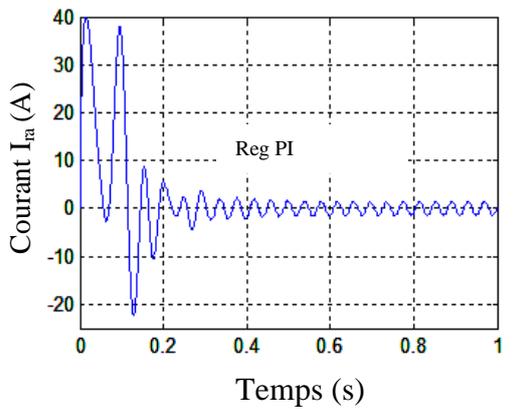
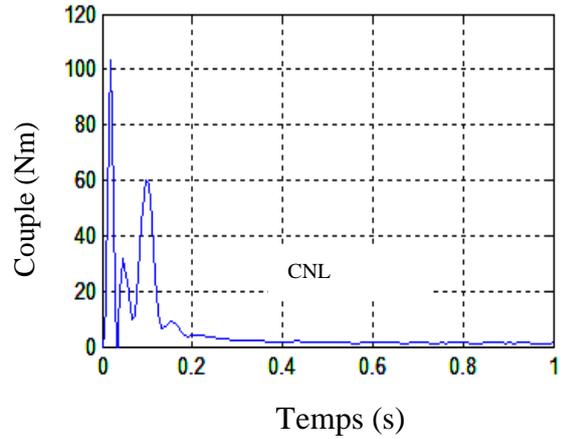
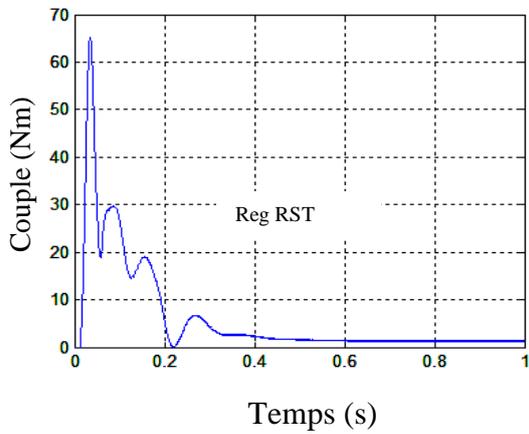
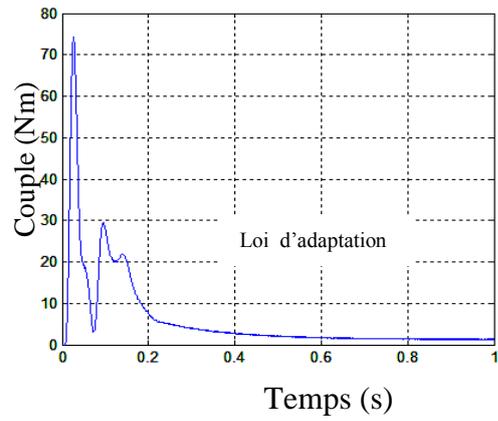
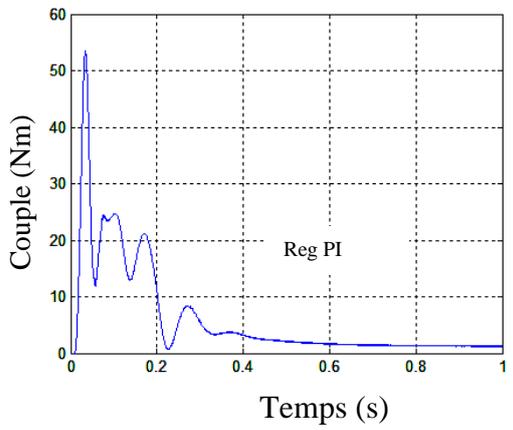
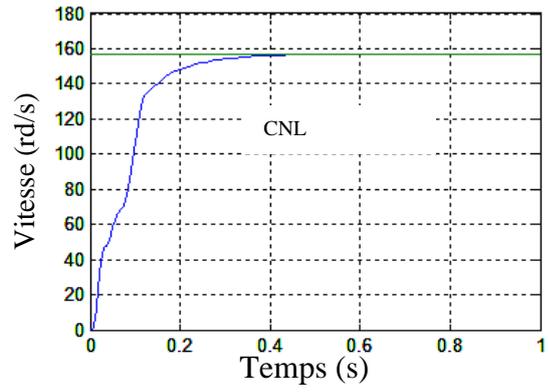
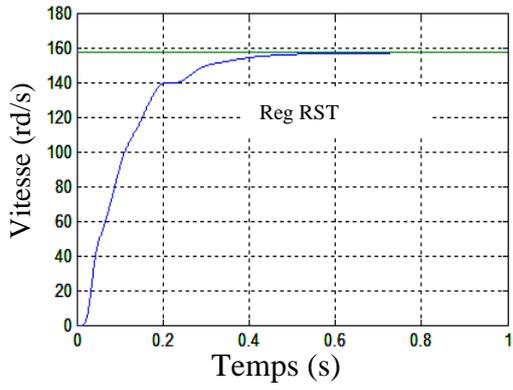
Pour la MADA, suite à l'application d'une tension, il se produit un régime transitoire dont la finalité est l'établissement des flux et des courants. La rapidité avec laquelle le flux s'établit implique la rapidité avec laquelle la machine prend mouvement. Ainsi, le meilleur contrôle est celui où cette transition à l'établissement est la plus petite possible.

VI.1.1. Comparaison au niveau de démarrage à vide

Les figures (VI-1) représentent le démarrage à vide de la MADA pour les quatre types de régulation, régulateur PI, la loi d'adaptation utilisée dans la commande adaptative à modèle de référence, le régulateur RST et la commande non linéaire. On remarque que le temps de réponse de la vitesse dans la commande non linéaire est inférieur à celui de régulateur PI et RST et la loi d'adaptation.

Nous constatons que la durée de transition du couple dans le système commandé non linéaire est inférieure à celle donnée par les autres types de régulation.





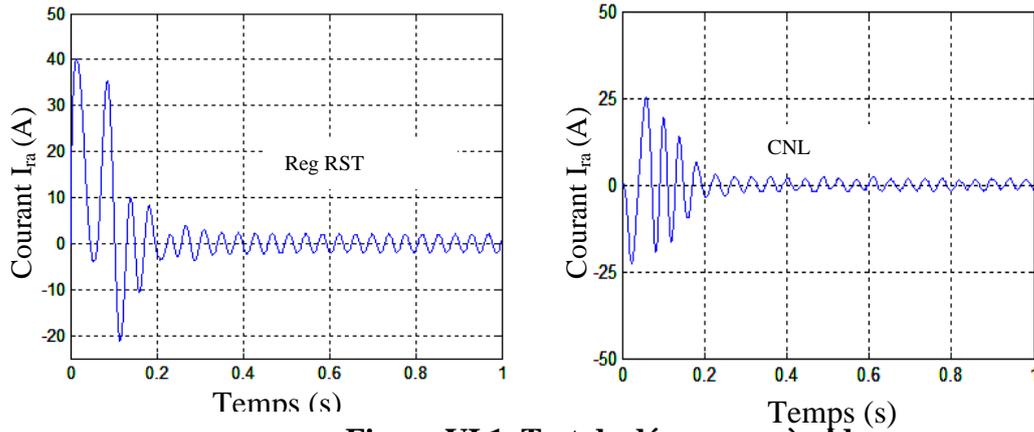
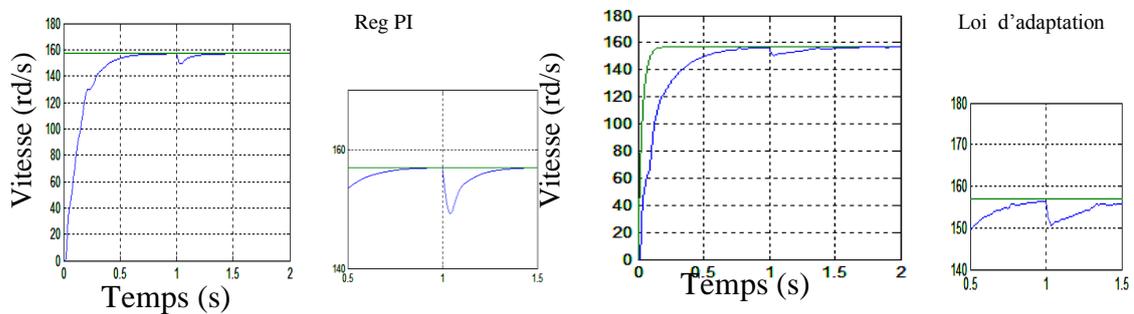


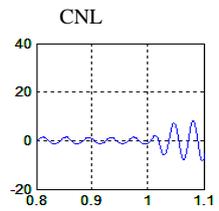
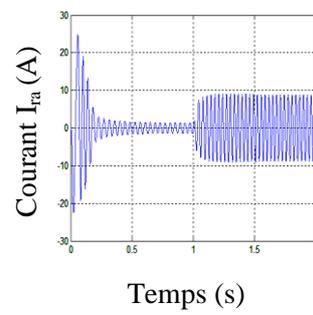
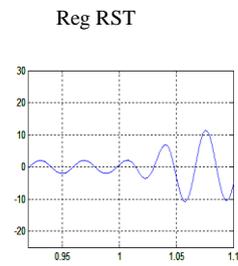
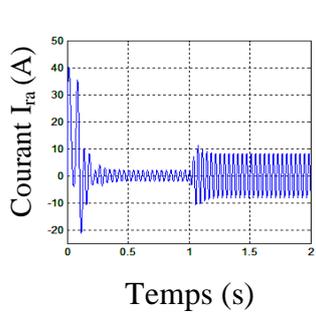
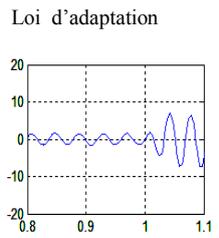
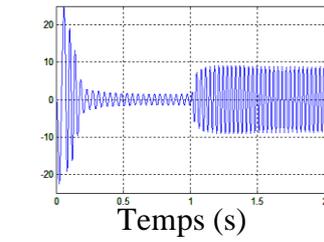
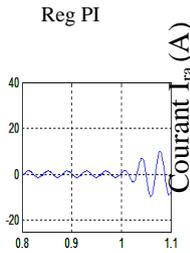
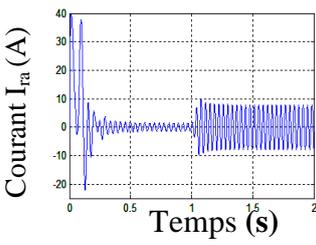
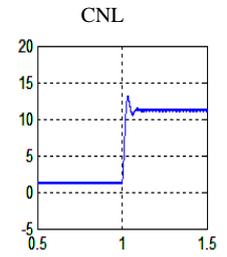
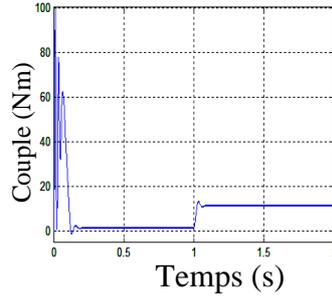
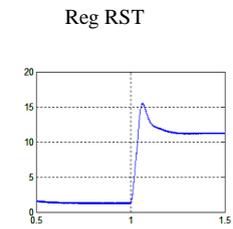
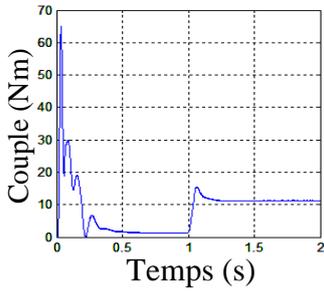
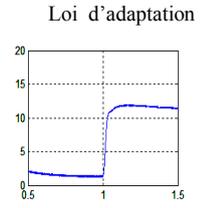
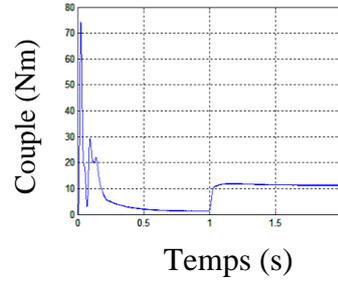
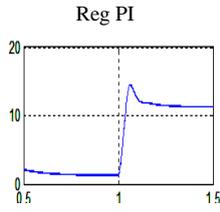
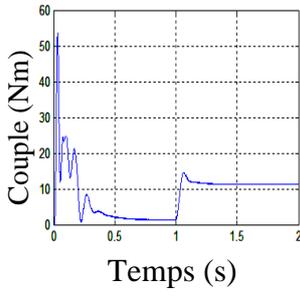
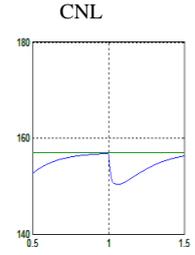
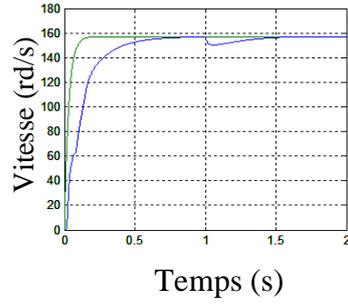
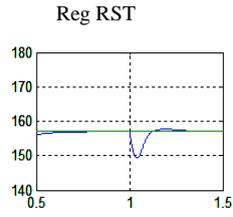
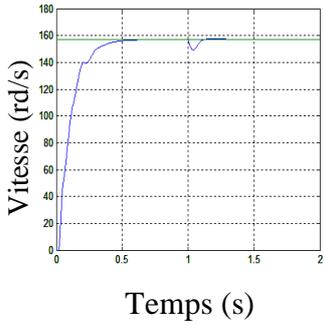
Figure VI.1. Test de démarrage à vide

VI.1.2. Comparaison au niveau de démarrage a vide puis l'application d'une charge

La figure (VI-2) illustre la comparaison des réponses de la vitesse, couple, courant rotorique et courant statorique pour les quatre types de régulation régulateur PI, RST, la loi d'adaptation et la commande non linéaire. Il apparait que la réponse du système lorsque on applique le régulateur RST est meilleure que les autres régulateurs PI, loi d'adaptation et la commande non linéaire. L'avantage procuré par la réponse du système indique, que la vitesse dans le cas de régulateur RST possède un temps de réponse inférieur à celui des autres régulations.

Le couple dans le cas de l'application de la loi d'adaptation ne présente pas des pulsations par rapport aux autres régulations pendant l'application de la charge.





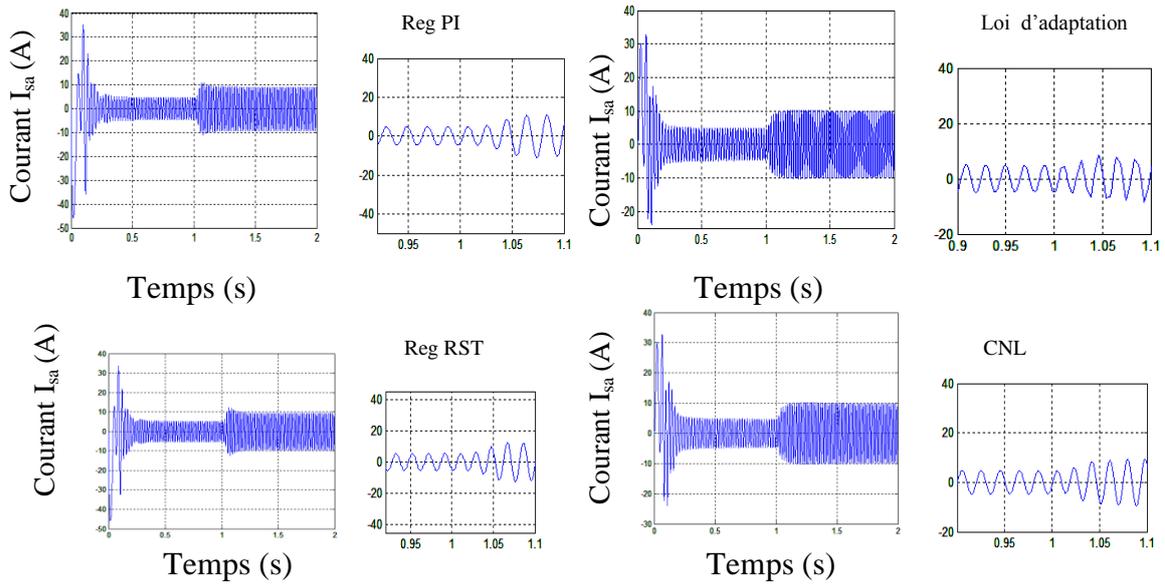
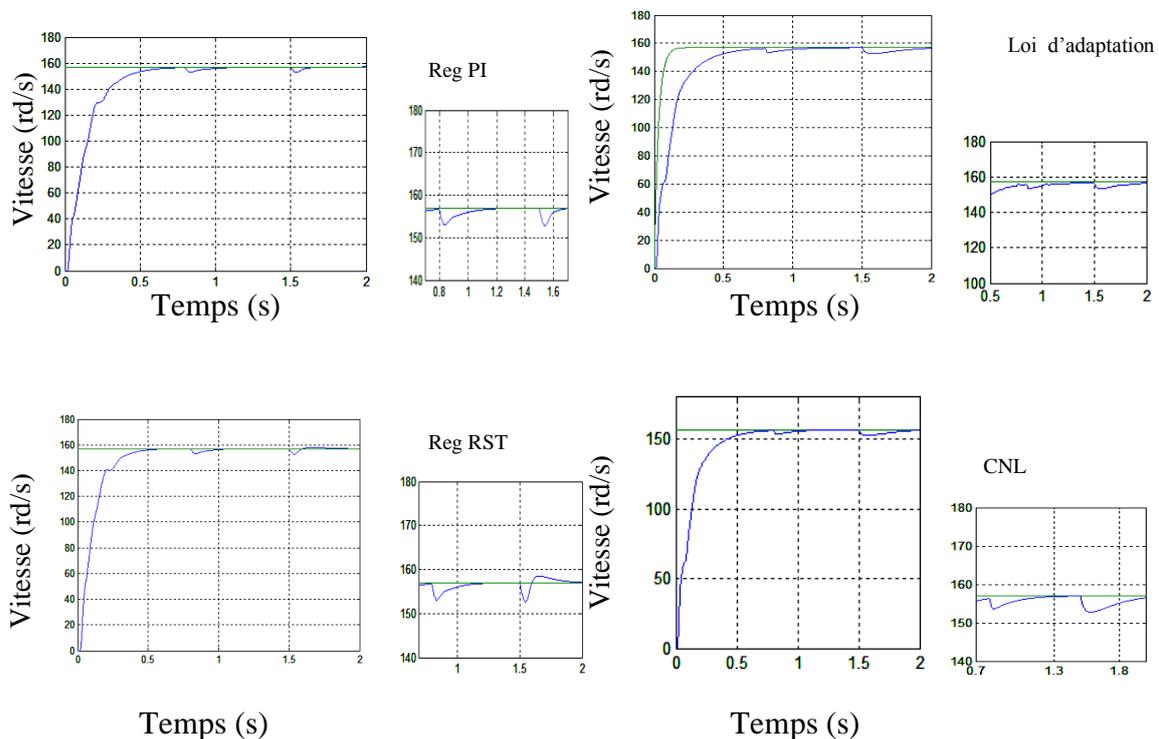
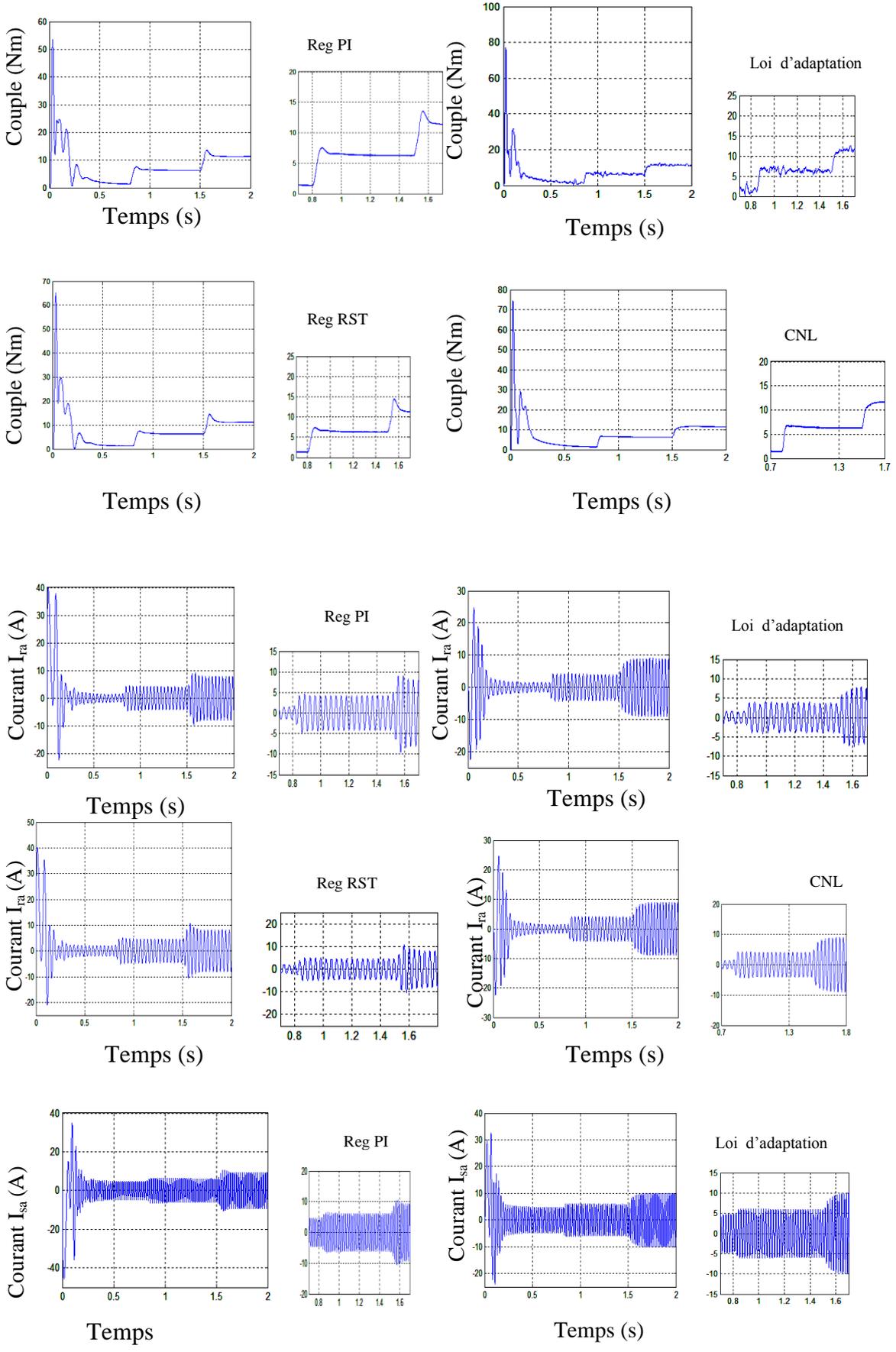


Figure VI.2. Test de démarrage à vide avec application d'un couple de charge

IV.1.3. Comparaison avec variation de la charge

La figure (VI-3) montre les résultats de simulation pour une variation de la charge de (5N.m à 10N.m). On remarque que la vitesse suit la référence pour les quatre types de régulation mais avec un temps de réponse long dans le cas de l'application de la loi d'adaptation, Le couple pulsatoire transitoire est réduit dans le cas de la commande adaptative à modèle de référence et dans la commande non linéaire.





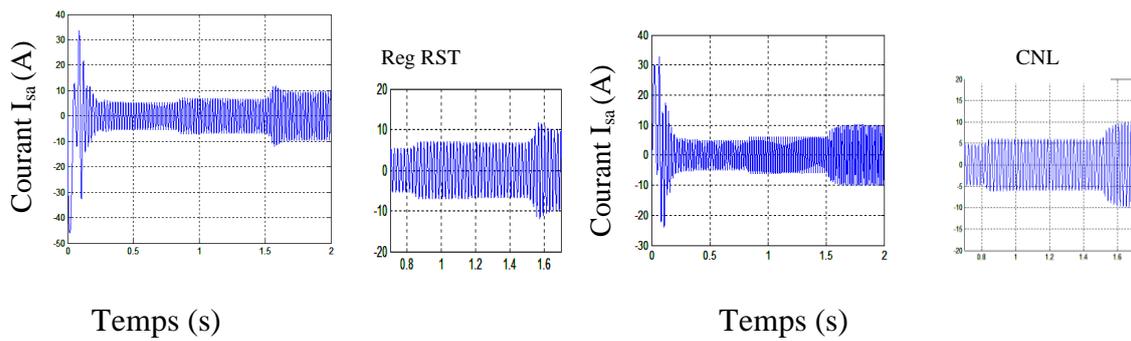
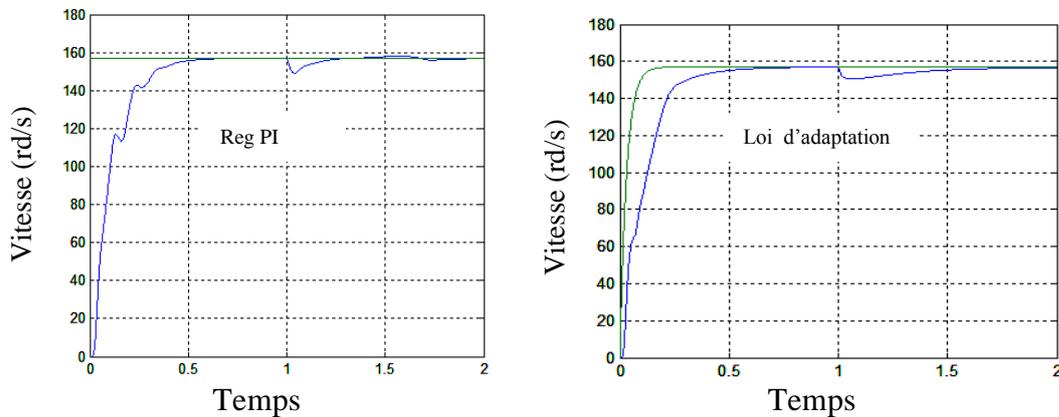


Figure VI.3. Test de la variation de la charge

VI.1.4. Comparaison avec variation de la résistance statorique

L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres du modèle de la MADA utilisée. Ces paramètres sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques (saturation des inductances, échauffement des résistances....).

La figure (VI-4) illustre les résultats de simulation lorsque la résistance statorique R_s est augmentée de 50% de sa valeur nominale. D'après ces résultats on remarque que la vitesse est obtenue pour les quatre types de régulations mais avec un certain dépassement dans le cas de régulateur RST et un temps de réponse supérieur dans le cas la commande non linéaire. On constate aussi que le couple suit la référence pour les quatre types de régulation.



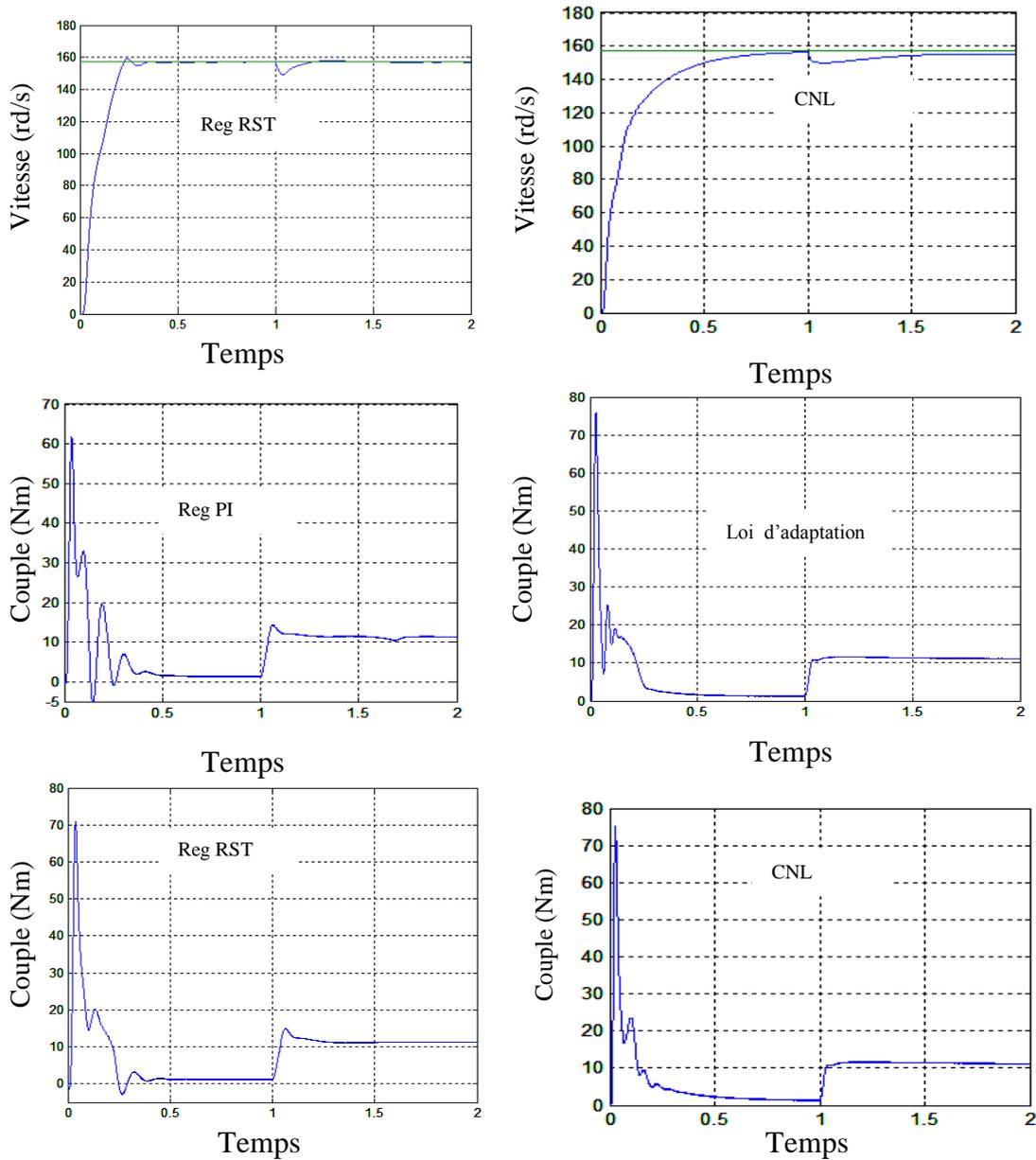


Figure VI.4. Test pour la variation de la résistance statorique

VI.1.5. Comparaison avec variation de la résistance rotorique

La figure (VI-5) montre les résultats de simulation lors de l'augmentation de la résistance rotorique $R_r = 50\% R_{r_m}$ à $t = 2.5$ s pour les quatre types de régulation. On note que la vitesse suit sa référence mais avec un dépassement pendant le démarrage dans le cas de régulateur PI et RST pour les autres les réponses elle est acceptable. Donc on peut dire que dans le cas de l'application de la loi d'adaptation et la commande non linéaire vis-à-vis de ces variations la régulation est robuste.

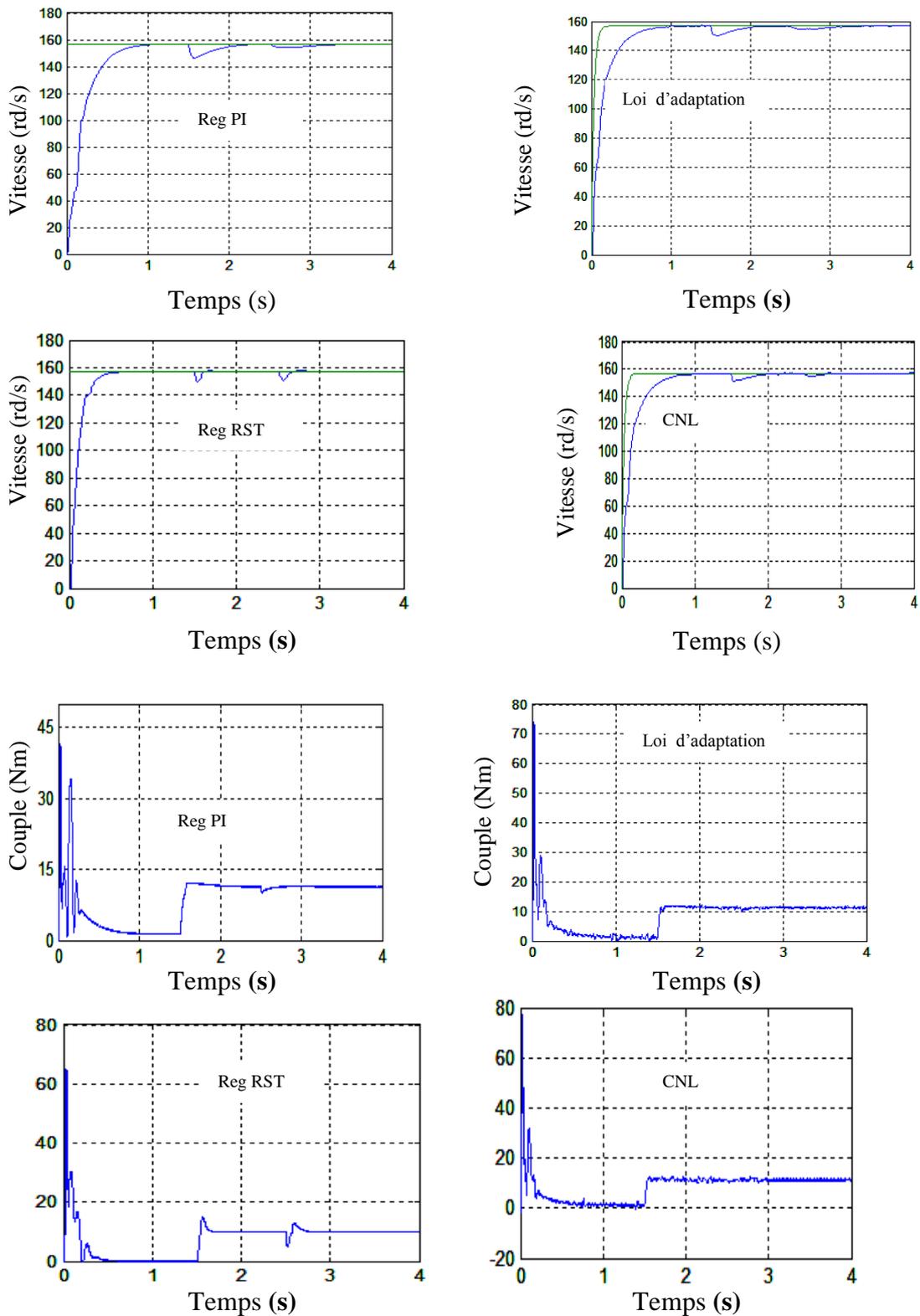


Figure VI.5. Test avec variation de la résistance rotorique

D'après les résultats obtenus pour les différents tests effectués pour les quatre types de regulation on peut dire que le temps de réponse en régime transitoire est nettement

amélioré dans le cas de l'application de la commande non linéaire et l'application de régulateur RST.

On remarque aussi que la robustesse de la commande est améliorée dans le cas de l'application de la commande adaptative à modèle de référence et dans la commande non linéaire.

VI.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a fait une comparaison entre l'application du régulateur PI, régulateur RST, de la lois d'adaptation utilisé dans la commande adaptative à modèle de référence et de la commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation.

A travers l'étude comparative, on peut conclure que les différentes techniques de méthodes de régulation PI, RST, loi d'adaptation et commande non linéaire donnent presque les mêmes résultats pour les différents tests appliqués à la MADA, mais avec une amélioration du temps de réponse en régime transitoire dans le cas de l'application de la commande non linéaire et l'application de régulateur RST.

On remarque aussi que la robustesse de la commande est améliorée dans le cas de l'application de la commande adaptative à modèle de référence et dans la commande non linéaire.

Conclusion générale

Le moteur asynchrone à double alimentation est un système non linéaire, multi variable, soumis à des variations paramétriques et à des perturbations inconnues. L'étude réalisée dans ce travail concerne la commande à vitesse variable d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA).

Le travail que nous avons présenté dans cette thèse, est une contribution à l'étude de la commande vectoriel avec régulateur PI, régulateur RST et la loi d'adaptation utilisé dans la commande adaptative à modèle de référence et la commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentée au rotor par un onduleur MLI contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion et commandé par orientation du flux statorique.

Les stratégies de commande sont toujours élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations et aux variations paramétriques.

Au cours du premier chapitre nous avons fait une étude des différents travaux établis sur la machine asynchrone à double alimentation. Deux configurations sont proposées, une dans laquelle la machine est alimentée par un convertisseur au rotor et où le stator est lié au réseau. Cette structure est utilisée pour des applications du type éolien. Dans l'autre configuration, la MADA est alimentée par deux convertisseur l'un au stator et l'autre au rotor. Cette configuration est dédiée à des applications industrielles telles le laminage ou le pompage.

Concernant la commande vectorielle de la MADA utilisant un réglage classique (régulateurs PI) qui nécessite une parfaite connaissance du modèle du système à régler. Cette approche conduit à des lois de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle dynamique utilisé pour décrire le comportement du système. Des erreurs de modélisation ou de variations paramétriques du système peuvent détériorer les performances de réglage puisqu'elles contribuent directement au calcul de la commande.

Nous remarquons que le réglage classique ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la MADA lors du changement de consigne et de l'application de couple résistant.

Les résultats obtenus lors de l'application de la commande adaptative à modèle de référence ont montré qu'elle garde des performances statiques et dynamiques acceptables et une bonne maîtrise du découplage. Cependant, le temps de calcul reste relativement grand.

Pour l'étude de la commande vectorielle utilisant un régulateur polynomiale RST pour la régulation de la vitesse. Les performances dynamiques obtenues sont très satisfaisantes, la perturbation est rapidement rejetée, ce qui vérifie la robustesse du régulateur, le découplage est maintenu même en cas de la variation de la charge et de réglage de la vitesse.

En suite, nous nous sommes intéressée dans une première étape, de linéariser et découpler le système via une commande linéarisante basée sur un choix adéquat des sorties. Puis dans une deuxième étape de commander les sorties du système ainsi linéarisé la vitesse et le flux statorique qui permettent une linéarisation exacte du système.

La commande par linéarisation entrée-sortie est simulée numériquement pour comparer leur performance avec les autres types de régulations PI, RST et la loi d'adaptation.

L'étude comparative entre les quatre types de régulation, PI et la loi de d'adaptation, régulateur RST et la commande non linéaire nous révèle que, la robustesse de la commande est améliorée dans le cas de l'application de la commande adaptative à modèle de référence et dans la commande non linéaire.

D'après les résultats obtenus pour les différents tests effectués pour les quatre types de régulation, on peut dire que le temps de réponse en régime transitoire est nettement amélioré grâce à la loi d'adaptation et à la commande non linéaire.

PUBLICATIONS

Le travail de recherche réalisé dans cette thèse a donné lieu à un certain nombre de publication dans le domaine de la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).

*** Communication nationale**

1. Commande Adaptative de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par un Onduleur MLI,

Conférence Nationale sur le Génie Electrique Université IBN KHALDOUN Tiaret 2004.

*** Communication internationale**

1. Etude Comparative des Performances de PI et la loi D'adaptation Appliqués à la Machine Asynchrone à Double Alimentation(MADA), Conférence International sur les Systèmes Electromécaniques S.I.S.E.M.05, Université Baji Mokhtar Annaba.2005.

2. Les Performances de PI et la loi D'adaptation Appliqués à la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), Conférence Internationale sur le Génie Electrique, Université De la Science et Technologie U.S.T.Oran 2005.

3. Les Performances de la Commande Adaptative à Modèle de Référence de la Machine Asynchrone A Double Alimentation (MADA) Conférence International sur le Control et le diagnostic ICCMD 06, Université Baji Mokhtar Annaba 2006.

4. Analysis the Performances of PI and Adaptive Law Applied To double Fed Induction Machine (DFIM), Fourth International Multi-Conference on Systems, Signal & Devices March 19-22,2007-Hammamet, Tunisia.

5. Analysis and Simulation of RST Regulator Applied to Double Fed Induction Machine (DFIM), International Conference on Electrical Engineering CEE2008, Université de Batna Algeria on 27-29 October 2008

6. Study and Simulation of RST Regulator Applied to a Double Fed Induction Machine (DFIM), Journal of Electrical Engineering& Technology. Vol.3. N°.3.pp308-313, 2008

ANNEXE 1

PARAMETRES DE LA MACHINE

Puissance nominale	1.5Kw
Tension statorique nominale	220V
Tension rotorique nominale	12 V
Vitesse nominale	1500tr/min
Courant nominal	3.64 A, 6.31A
Résistance statorique	4.85 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique statorique	0.274H
Inductance cyclique rotorique	0.274H
Inductance mutuelle	0.258H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.031 kg/m ²
Coefficient de frottement	0.008N.m.s/rd

ANNEXE 2

MODELISATION DE LA MADA

Dans le référentiel synchrone (d,q), les équations de la MADA s'écrivent :

2.1 Equation électriques :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \quad (2.1)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \quad (2.2)$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \quad (2.3)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \quad (2.4)$$

2.2 Equation magnétiques :

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (2.5)$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (2.6)$$

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad (2.7)$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \quad (2.8)$$

Nous considérons le flux statorique et le courant rotorique comme étant les variables d'état et les tensions statoriques et rotorique comme étant les variables de commandes.

D'après l'équation (2.5) on peut déduire le courant i_{sd} on fonction de flux statorique ϕ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} :

$$i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sd} - M i_{rd}) \quad (2.9)$$

Et d'après l'équation (2.6) on peut déduire le courant i_{sq} on fonction de flux statorique ϕ_{sq} et le courant rotorique i_{rq} :

$$i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sq} - M i_{rq}) \quad (2.10)$$

En introduisant les équations (2.9) dans l'équation (2.1) et (2.10) dans l'équation (2.2) on trouve les deux équations suivante :

$$\frac{d\phi_{sd}}{dt} = V_{sd} - \frac{R_s}{L_s} \phi_{sd} + \frac{R_s}{L_s} M i_{rd} + \omega_s \phi_{sq} \quad (2.11)$$

$$\frac{d\phi_{sq}}{dt} = V_{sq} - \frac{R_s}{L_s} \phi_{sq} + \frac{R_s}{L_s} M i_{rq} + \omega_s \phi_{sd} \quad (2.12)$$

En exprimant le flux rotorique on fonction de flux statorique ϕ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} :

$$\phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \quad (2.13)$$

En exprimant le flux rotorique on fonction de flux statorique ϕ_{sq} et le courant rotorique i_{rq} :

$$\phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \phi_{sq} \quad (2.14)$$

En introduisant les équations (2.13) dans l'équation (2.3) et (2.14) dans l'équation (2.4) on trouve les deux équations suivante :

$$\frac{di_{rd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d\phi_{sd}}{dt} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} (\omega_s - \omega) \phi_{sq} \quad (2.15)$$

$$\frac{di_{rq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d\phi_{sq}}{dt} - (\omega_s - \omega) i_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} (\omega_s - \omega) \phi_{sd} \quad (2.16)$$

En introduisant les équation (2.11) dans l'équation (2.15) et l'équation (2.12) dans l'équation (2.16) on trouve les deux équations suivante :

$$\frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} - \left(\frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{M^2 R_s}{\sigma L_s^2 L_r} \right) I_{rd} + \frac{M R_s}{\sigma L_s^2 L_r} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{sq} \quad (2.17)$$

$$\frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} - \left(\frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{M^2 R_s}{\sigma L_s^2 L_r} \right) I_{rq} + \frac{M R_s}{\sigma L_s^2 L_r} \phi_{sq} - (\omega_s - \omega) I_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{sd} \quad (2.18)$$

ANNEXE 3

MODELISATION ET SIMULATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

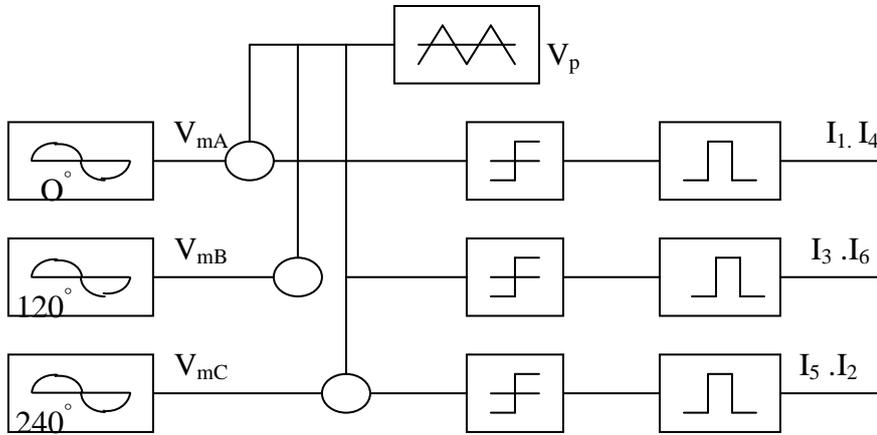


Figure (3-1) Synoptique de la commande trianguo-sinusoidale triphasé

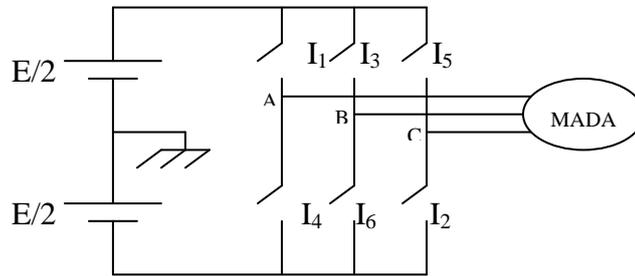


Figure (3-2) Onduleur triphasé

3.1. Modélisation de l'onduleur MLI

La tension de sortie est formée d'une structure de créneaux de largeur variable et d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation.

Sous forme matricielle, le système d'équations modélisant l'onduleur de tension MLI est donné par la relation qui suit :

$$[V_s] = [C][V_e], \text{ avec : } [V_s] = [V_{An} \quad V_{Bn} \quad V_{Cn}]^T, [V_e] = [V_{A0} \quad V_{B0} \quad V_{C0}]^T$$

$$[C] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

On note que :

[C] : Matrice de transfert continu- alternatif

[V_s] : Vecteur de tension de sortie de l'onduleur

[V_e] : Vecteur d'entrée de l'onduleur

3.2. Modélisation de largeur d'impulsion MLI

La MLI permet de former chaque alternance de la tension de sortie de plusieurs créneaux.

Les tensions de sortie de l'onduleur sont contrôlées par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI qui permet le réglage simultané de fréquence et de la tension de sortie. La stratégie triangulo-sinusoidale, retenue le long de notre travail, est l'une des techniques les plus simples. Elle consiste à comparer les trois tensions ($v_{ra}^*, v_{rb}^*, v_{rc}^*$), calculées par la transformation inverse de PARK à partir de (v_{rd}^*, v_{rq}^*, w_r) à un signal triangulaire d'amplitude fixe et de pulsation supérieur à w_r .

La figure (3-3) nous montre l'élaboration des tensions V_{a0} , V_{an} par modulation sinusoidale.

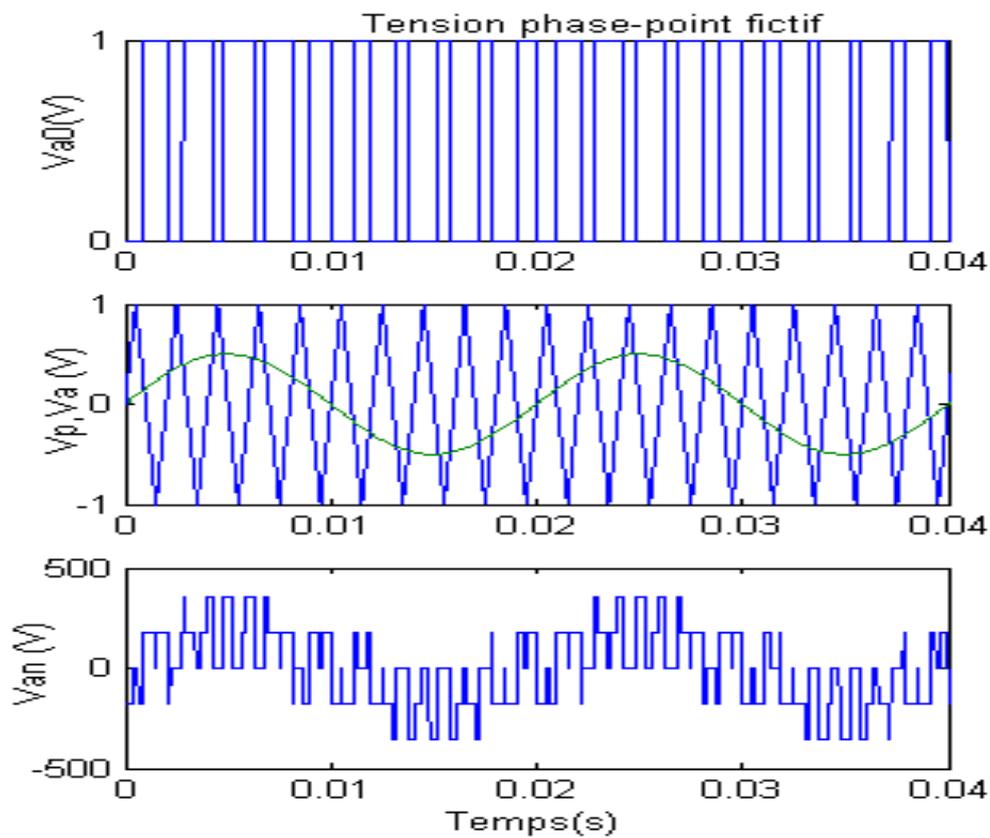


Figure (3-3) Chronogramme d'une modulation sinusoidale

ANNEXE 4

4.1 Equation électriques :

Modèle de la MADA dans le référentiel lié au stator (α, β), les équations de la MADA s'écrivent :

$$V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \quad (4.1)$$

$$V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \quad (4.2)$$

$$V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - \omega_r \phi_{r\alpha} \quad (4.3)$$

$$V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} + \omega_r \phi_{r\beta} \quad (4.4)$$

4.2 Equation magnétiques :

$$\phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \quad (4.5)$$

$$\phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \quad (4.6)$$

$$\phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \quad (4.7)$$

$$\phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \quad (4.8)$$

Nous considérons le flux statorique et le courant rotorique comme étant les variables d'état et les tensions statoriques et rotorique comme étant les variables de commandes.

D'après l'équation (4.5) on peut déduire le courant $i_{s\alpha}$ on fonction de flux rotorique $\phi_{s\alpha}$ et le courant rotorique $i_{r\alpha}$:

$$I_{s\alpha} = \frac{1}{L_s} (\phi_{s\alpha} - M I_{r\alpha}) \quad (4.9)$$

Et d'après l'équation (4.6) on peut déduire le courant $i_{s\beta}$ on fonction de flux statorique $\phi_{s\beta}$ et le statorique $i_{s\beta}$:

$$I_{s\beta} = \frac{1}{L_s} (\phi_{s\beta} - M \cdot I_{r\beta}) \quad (4.10)$$

En introduisant les équations (4.9) dans l'équation (4.1) et (4.10) dans l'équation (4.2) on trouve les deux équations suivantes :

$$\frac{d\phi_{s\alpha}}{dr} = V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha} \quad (4.11)$$

$$\Rightarrow \frac{d\phi_{s\alpha}}{dr} = V_{s\alpha} - \frac{R_s}{L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{R_s}{L_s} M \cdot I_{r\alpha} \quad (4.12)$$

$$\frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - \frac{1}{T_s} \phi_{s\alpha} + \frac{M}{T_s} I_{r\alpha} \quad (4.13)$$

$$\frac{d\phi_{s\beta}}{dr} = V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta} \quad (4.14)$$

$$\Rightarrow \frac{d\phi_{s\beta}}{dr} = V_{s\beta} - \frac{R_s}{L_s} \phi_{s\beta} + \frac{R_s}{L_s} M \cdot I_{r\beta} \quad (4.15)$$

$$\frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - \frac{1}{T_s} \phi_{s\beta} + \frac{M}{T_s} I_{r\beta} \quad (4.16)$$

On introduisant l'équation (4.7) et (4.8) dans l'équation (4.3) on obtient :

$$V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + L_r \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + M \frac{dI_{s\alpha}}{dt} + \omega \cdot L_r \cdot I_{r\beta} + \omega \cdot M \cdot I_{s\beta} \quad (4.17)$$

En remplaçant l'équation (4.9) et (4.10) dans l'équation (4.17) nous trouvons :

$$V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + L_r \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} - \frac{M^2}{L_s} \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \omega \cdot L_r \cdot I_{r\beta} + \omega \cdot \frac{M}{L_s} \phi_{s\beta} - \omega \cdot \frac{M^2}{L_s} I_{r\beta} \quad (4.18)$$

Et après simplification on trouve :

$$\frac{dI_{r\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} + \frac{M^2}{\sigma \cdot T_s \cdot L_s \cdot L_r}\right) I_{r\alpha} + \frac{M}{\sigma \cdot T_s \cdot L_r \cdot L_s} \phi_{s\alpha} - \omega \cdot I_{r\beta} - \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \omega \cdot \phi_{s\beta} - \frac{1}{\sigma \cdot L_r} V_{r\alpha} + \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} V_{s\alpha} \quad (4.19)$$

Donc l'équation (4.19) devient :

$$\frac{dI_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \left[\frac{R_s}{L_s} \phi_{s\alpha} - p \cdot \Omega \cdot \phi_{s\beta} \right] - \gamma \cdot I_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma \cdot L_r} V_{r\alpha} - \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} V_{s\alpha} \quad (4.20)$$

Avec :

$$\gamma = \frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} + \frac{M^2}{\sigma \cdot T_s \cdot L_s \cdot L_r} = \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \left(R_r + \frac{M^2}{T_s \cdot L_s} \right)$$

On introduisant l'équation (4.7) et (4.8) dans l'équation (4.4) on obtient :

$$V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + L_r \frac{dI_{r\beta}}{dt} + M \frac{dI_{s\beta}}{dt} - \omega \cdot L_r \cdot I_{r\alpha} - \omega \cdot M \cdot I_{s\alpha} \quad (4.21)$$

En remplaçant l'équation (4.9) et (4.10) dans l'équation (4.21) nous trouvons :

$$V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + L_r \frac{dI_{r\beta}}{dt} + \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} - \frac{M^2}{L_s} \frac{dI_{r\beta}}{dt} - \omega \cdot L_r \cdot I_{r\alpha} - \omega \cdot \frac{M}{L_s} \phi_{s\beta} + \omega \cdot \frac{M^2}{L_s} I_{r\alpha} \quad (4.22)$$

Et après simplification on trouve :

$$\begin{aligned} \frac{dI_{r\beta}}{dt} = & - \left(\frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} + \frac{M^2}{\sigma \cdot T_s \cdot L_s \cdot L_r} \right) I_{r\beta} + \frac{M}{\sigma \cdot T_s \cdot L_r \cdot L_s} \phi_{s\beta} + \omega \cdot I_{r\alpha} + \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \omega \cdot \phi_{s\alpha} \\ & \frac{1}{\sigma \cdot L_r} V_{r\beta} - \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} V_{s\beta} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Donc l'équation (4.23) devient :

$$\frac{dI_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \left[\frac{R_s}{L_s} \phi_{s\beta} - p \cdot \Omega \cdot \phi_{s\alpha} \right] - \gamma \cdot I_{r\beta} + \frac{1}{\sigma \cdot L_r} V_{r\beta} - \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} V_{s\beta} \quad (4.27)$$

Le modèle devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{\Omega} \\ \dot{\phi}_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{s\beta} \\ \dot{I}_{r\alpha} \\ \dot{I}_{r\beta} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{P \cdot M}{J \cdot L_s} (\phi_{s\beta} \cdot I_{r\alpha} - \phi_{s\alpha} \cdot I_{r\beta}) - \frac{f}{J} \Omega \\ -\frac{1}{T_s} \phi_{s\alpha} + \frac{M}{T_s} I_{r\alpha} \\ -\frac{1}{T_r} \phi_{s\beta} + \frac{M}{T_s} I_{r\beta} \\ K \left(\frac{1}{T_s} \phi_{s\alpha} - P \cdot \Omega \cdot \phi_{s\beta} \right) - \gamma \cdot I_{r\alpha} - P \cdot \Omega \cdot I_{r\beta} \\ K \left(\frac{1}{T_s} \phi_{s\beta} + P \cdot \Omega \cdot \phi_{s\alpha} \right) - \gamma \cdot I_{r\beta} + P \cdot \Omega \cdot I_{r\alpha} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{f}{J} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [ABD 97] **R. Abdessemed, M.Kadjoudj** «Modélisation des Machines Electriques ». Presse de l'université de Batna 1997.
- [AST 95] **K.J. Astrom, B. Wittenmark**, «Adaptive Control», 2nd Edition, Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 1995.
- [BAJ 03] **J.C de Barros**, « Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone » Thèse de doctorat, Université AIX- Marseille III, France 2003.
- [BAG 95] **Baghli.L**, «Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Enroulement de Mesure de f.e.m», Rapport de stage de DEA, Université Henri Poincaré, Nancy Juil 1995, 76p
- [BAG 99] **L.Baghli** « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, de Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy- I 1999.
- [BAR 82] **F.Barret** « Régime Transitoire des Machines Tournantes Electrique» Collection des études de recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [BLA 96] **Blasco-Gimenez, R- Asher G.M.-Sumner M.- Bradley K.J.** «Dynamic performance Limitations for MRAS based sensorless induction motor drives» Part 1: Stability Analysis for the Closed Loop Drive . IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol 143, N° 2, pp.113-122, March 1996.
- [BAR 82] **F.Barret** « Régime Transitoire des Machines Tournantes Electrique» Collection des études de recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.

- [BOD 94] **Bodson M., J. Chiasson and R. Novotnak.** «High performance induction motor via Input-output Linearization», IEEE Control Systems, pp. 25-33,
- [BOU 04] **Boukas T.K. and T.G Habetler,** «High- performance induction motor speed control using exact feedback linearization with state and state derivative feedback», IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 19, no.4, pp.1022-1028, 2004.
- [CAN 00] [Canudas de Wit, C. «Commande des moteurs 1-Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, Hermès Science Publication, France, 2000.
- [CAR 00] **Carloss de Wit,** « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC », Edition Hermes Science Europe 2000.
- [CHI 93] **Chiasson J.** «Dynamic Feedback Linearization of the Induction Motor», IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.38, no.10, pp 1588-1594, 1993.
- [CHI 93] **Chiasson J.** «Dynamic Feedback Linéarizatio of the Induction Motor, IEEE Transactions on Automatic Control», vol. 38, no 10, pp 1588-1594, 1993.
- [ED0 00] **L.Edouard,** « Méthodologie Multi Modèles pour l'identification et la Commande de la Machine Asynchrone » Thèse de doctorat, Ecole normale supérieur de Cachan, 2000.
- [HAU 95] **Carnon .J.P, Hautier.J.P** « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone» Ed Technip, 1995, 279p”
- [HOP 01] **HOPFENSBERGER B.- ATKINSON D.J.** Doubly- Fed A.C. Machines : Classification and Comparison Proc. EPE, Graz, pp1-17, August 2001
- [IOA 96] **P.A. Ioannou, J. Sun,** « Robust Adaptive Control», Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996

- [ISI 89] **A. Isidori**, «Nonlinear Control Systems: an Introduction», Springer-Verlag, 1989.
- [ISM 03] **Ismail M.M H.A. Abdel Fattah and A. Bahgat**, «Adaptive input- output of induction Motors with magnetic saturation», Proceedings of the 29th IEEE Conference of Industrials Electronics Society, IECONO3, vol. 1, pp. 168-173, 2003.
- [GHO 01] **GHOSN R.** ‘Contrôle Vectoriel de la Machine Asynchrone à Rotor Bobiné à Double Alimentation’ these de Doctorat – ENSEEIHT- Institut National Polytechnique de Toulouse- Octobre 2001
- [GRE 00] **G.Gerllet, G. Clerc** « Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande » Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.
- [KHO06] **S.Khojit el khil** ‘Commande vectorielle d’une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) Thèse Ingénieur ENIT-DEA Génie Electrique Décembre 2006.
- [KAD 00] **Kaddouri .A** «Etude d’une commande non linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de doctorat Université LAVAL de QUEBEC, 2000
- [LAR] **P. de Larminat**, ‘Automatique, commande des systèmes linéaires’, Editions Hermes, ISBN : 2-86601-359-X.
- [LEO 96] **Leonhard.W** «Control of Electrical driver» 2nd Ed Spring- Verlag 1996, 420p
- [LES 81] **Lesenne. J , Notelet. F, Segulier. G** « Introduction à l’électrotechnique Approfondie », Technique et documentation,1981, 247pp
- [BOS 86] **Lessmeier. R, Schumacher. W, Leonhard.W** «Microprocessor Controlled AC. Servo drives with Synchronous or Induction Motors: Wich is preferable» IEEE

- [MAR 95] **R.Marino et P. Tomei**, «Nonlinear control design; geometric. Adaptive and robust», Prentice Hall, 1995
- [MAR 90] **Mariono R. S. Peresada and P. Valigi**, «Adaptive partial Feedback Linearization of Induction Motors», IEEE Transaction on Decision and Control, pp.3313-3318, 1990.
- [MAR 93] **Marino R., S. Peresada and P. Valigi**, «Adaptive input-output Linearizing control of Induction Motors», IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.38, no.2, pp.208-221, 1993
- [MER 07] **Merabet A** «Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine Asynchrone», Thèse de doctorat Université de QUEBEC à CHICOUTIMI, 2007.
- [NIJ 90] **H. Nijmeijer et A.j. van der Schaft**, «Nonlinear dynamical control systems», Springer- Verlag, Berlin, 1990.
- [OUH 00] **M.A.Ouhrouche, C.Volat**, « Simulation of a direct field-oriented controller for an induction motor using Matlab/Simulink software package », Proceeding of the Lasted International Conference Modeling and Simulation (MS'2000), Pittsburg, Pennsylvania, USA, 308-082
- [RAM 00] **RAMUZ D.** Machine Généralisée Alimentée par Deux Convertisseurs
Thèse de Doctorat- UFR des Sience Techniques et Gestion de l'industrie- Université de Franche-Comté- Mai 2000.
- [ROG 01] **Rogelio.Iozaro, Damia. Taoutaou** « Identification et Commande Adaptative » Hermes Science Europe Ltd 2001
- [ROB 98] **D.Robert, O.Sename, D.Simon**, «sampling period dependent RST controller used in control» scheduling co-design” IEEE Conference on Advanced Motion Control AMC'98.
- [SCH 89] **Schauder. C**,« Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers », in Proc IEEE IAS

Ann. Mtg, 1989 pp 493-499

- [SEG 96] **G.Seguir, F.Notelet**, « Electrotechnique industrielle », 2ème édition ", Ed technique et documentation, 1996.
- [SIG 97] **G.Seguir** ' Electronique de puissance' Edition 1997.
- [SLO 91] **J-J. Slotine et W. Li**, «Applied Nonlinear dynamical control», Prentice Hall, New Jersey, 1991.
- [TAR 97] **Tarbouchi.M** «Commande par Linéarisation Exacte D'une Machine Asynchrone en Régime Défluxé», Thèse de doctorat Université de LAVAL QUEBEC 1997.
- [VAS 90] **VAS.P** «Vector Control of AC Machine» Ed Oxford University Press, 1990.
- [ZAL 01] **Mimoun Zelmat** « Automatisation des processus industriels » Tome 2
Commande MODALE ET ADAPTATIVE
OFF : Des Publications universitaires 03-2001