

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

Khelifi abdelkader

&

hadj kouider mohamed

pour l'obtention du diplôme de master en Électrotechnique option machine électrique

Thème

La commande mode Glissant et Bacstepping de la MAS

Proposé par : *Dr : O. benzeneb*

Année Universitaire : 2011-2012

Dédicace



*Je dédie ce modeste travail à
mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour
terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une
longue vie et que **الله** les gardes.*

 *Je dédie ce modeste travail à :*

 *Mes chers parents: Mohamed et Aicha*

 *Mes chers frères: Nabil, Imad, cherif et Ramzi*

 *Mes chères sœurs: Fatima Zohra*

 *A tous mes amis surtout :*

 *Moussrati Abdennour, Besbasci Maamar, kebaili abdelhk,
Berrahm Elmahdi, Hadj Mohamed Sofien, Mousrati
Abdenour, Ratbi Djelloul, Brahim Mohamed et Zouaui Hicham.*

 *A mes chers amis de mon quartier.*

 *A mes chers amis de l'université.*

 *A mon promoteur Mr. O. Benzeneb, et mon binôme khelifi
abdelkader.*

 *A toute la promotion 2011-2012 électrotechnique sans
exception.*

 *A tous ceux que j'aime*

Hadj kouider mohamed



Dédicace



Je dédie ce modeste travail à

*Mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour
terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une
longue vie et que **الله** les gardes.*

 *Je dédie ce modeste travail à :*

 *Mes chers parents: Mohamed et Houria*

 *Mes chers frères: Azzeddine, Bachir*

 *Mes chères sœurs: Atika et Zahra*

 *A tous mes amis surtout :*

 *Mourad Bouriah, Redha Amalou, Sofiane Besbas, Khaled
Ouargli, Hamza Khelifi, Ghoul Younes, Abdessalem Talbi et
Abdelghafour Nouri.*

 *A mes chers amis de mon quartier.*

 *A mes chers amis de l'université.*

 *A mon promoteur Mr. O. Benzeneb, et mon binôme hadj
kouider mohamed.*

 *A toute la promotion 2011-2012 électrotechnique sans
exception.*

 *A tous ceux que j'aime*

Khelifi Abdelkader



Remerciement

- Ⓢ Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire de LCD d'électrotechnique du département d'électrotechnique de l'université de BLIDA.
- Ⓢ Tout d'abord, nous remercions Dieu pour nous avoir donné le courage, le morale et la santé pour mener à terme ce projet.
- Ⓢ Nous tenons à présenter nos vifs et sincères remerciements à notre promoteur **Dr : O.benzeneb** pour son suivi, ainsi que sa disponibilité tout au long de l'élaboration de ce modeste travail.
- Ⓢ Nous présentons aussi nos vifs remerciements à tous les enseignants du département de l'électronique surtout les enseignants de l'option machine électrique qui ont assurés ma formation durant tout le cycle d'étude, ainsi que tout ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à l'élaboration de notre thèse.
- Ⓢ Nous tenons aussi à remercier l'ensemble des membres du jury.
- Ⓢ Sans oublier MOULDIA ABDELHAFIDH, BENREKIA AHMED REDHA ,KABACHE NADIR qui nous a aidés à réaliser ce travail.

*Khelifi
abdelkader*



SOMMAIRE

Remerciements

Résumé

Liste des figures

Notations

Introduction générale..... 1

Chapitre 1 : Modélisation Et Simulation De La Machine Asynchrone

1. 1 Introduction.....	4
1. 2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées.....	5
1. 2. 1 Définition.....	5
1. 2. 2 Description.....	5
1.3 Modélisation de la machine asynchrone.....	5
1.3. 1. Hypothèse simplificatrice.....	5
1.3.2 Mise en équations.....	6
a- Equation électriques.....	6
b- Equation magnétiques.....	7
c- Equations mécanique.....	8
1.4 modèle de Park de la machine asynchrone.....	9
1. 4. 1 Transformation de PARK.....	9
1. 4. 2 Application de la transformation de <i>PARK</i> à la machine asynchrone.....	10
1. 4. 2. 1 Equations des tensions.....	10
1. 4. 2. 2 Equations des flux.....	11
1. 5 Choix du référentiel.....	11
1. 5. 1 Référentiel lié au champ tournant.....	11
1. 5. 2 Référentiel lié au stator.....	12
1. 5. 1. Référentiel lié au rotor.....	12
1.6 mise sous forme d'équation d'état	13

1.7 Modélisation de l'alimentation de la machine.....	15
1.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	16
1.7.2 Modulation de largeur d'impulsions (M.L.I).....	16
1.8 Simulation et interprétation	17
1.9 Conclusion.....	22

Chapitre 2 : Commande vectorielle de la machine asynchrone

2.1 Introduction.....	23
2.2 Choix du référentiel	23
2.3 Principe de la commande vectorielle	23
2.3.1 Méthodes de contrôle par flux orienté de la MAS	27
2.3.1.1 Méthode directe.....	27
2.3.1.2 Méthode indirect.....	28
2.3.2 Structure d'une alimentation par orientation de flux	28
2.3.2.1 Commande en tension	29
2.3.2.2 Bloc de défluxage.....	31
2.3.3 Asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur utilisant la commande vectorielle	31
1) Commande par orientation du flux directe	32
2) Commande par orientation du flux indirecte	32
2.4 Régulation.....	33
2.4.1 Conception des régulateurs.....	33
2.4.1.1 Action proportionnelle.....	34
2.4.1.2 Action intégrale.....	34
2.4.2 Caractéristiques des régulateurs.....	34
a- Stabilité.....	34
b- précision.....	34
c- Rapidité.....	34
2.5 Calcul des régulateurs.....	34
2.5.1 Régulation de courant statorique i_{sd}	34
2.5.2 Régulation de courant statorique i_{sq}	36

2.5.3 Régulation de la vitesse.....	36
2.6 Simulation	38
2.6.1 Essai à vide et en charge.....	39
2.7 Test de robustesse.....	42
2.7.1 Test de robustesse pour la variation et l'inversement de la vitesse	42
2.7.2 Test de robustesse pour la variation de la charge	44
1.7.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	45
2.8 Conclusion	47

Chapitre 3 : Commande Par Mode Glissant et Backstepping

3.1 Commande Par Mode Glissant De La MAS

3.1.1 Introduction.....	48
3.1.2 Systèmes à structure variable.....	49
3.1.2.1 Définition.....	49
3.2.2 Exemple.....	49
3.1.3 Théories des modes glissants.....	51
3.1.3.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase.....	52
3.1.4 Conception de la commande par mode de glissement.....	53
3.1.4.1 Choix de la surface de glissement.....	53
3.1.4.2 Condition de convergence.....	55
3.1.4.2.1 Fonction directe de commutation.....	55
3.1.4.2.2 Fonction de LYAPUNOV.....	55
3.1.4.3 Calcul de la commande.....	56
a) Définition des grandeurs de commande.....	57
b) Expression analytique de la commande	58
3.1.4.4 Elimination du phénomène du CHATTERING.....	60
3.1.5 Application de la commande par mode de glissement à la MAS	61
3.1.5.1 Description.....	61

3.1.5.2 Sélection des surfaces de commutation.....	62
3.1.5.2.1 Surface de régulation de la vitesse.....	62
3.1.5.2.2 Surface de régulation du courant i_{sq}	63
3.1.5.2.3 Surface de régulation du courant i_{sd}	63
3.1.6 Simulation.....	65
3.1.6.1 Essai à vide.....	65
3.1.6.2 Essai en charge.....	66
3.1.7 Test de robustesse.....	67
3.1.7.1 Test de robustesse pour la variation et l'inversion de la vitesse.....	67
3.1.7.2 Test de robustesse pour la variation de la charge.....	69
3.1.7.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance statorique (50% ,100%).....	70
3.1.7.4 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique (50% ,100%).....	71

3.2 Commande Par Backsepping De La MAS

3.2.1 Introduction.....	72
3.2.2 Généralités sur l'approche du backstepping.....	72
3.2.3 Principe de la backstepping.....	72
3.2.4 commande par backstepping de (MAS)	73
3.2.5 Simulation.....	78
3.2.5.1 Essai à vide.....	78
3.2.5.2 Essai en charge.....	79
3.2.6 Test de robustesse.....	80
3.2.6.1 Test de robustesse pour la variation et l'inversion de la vitesse.....	80
3.2.6.2 Test de robustesse pour la variation de la charge.....	82
3.2.6.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance statorique (50% ,100%).....	83
3.2.6.4 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique (50% ,100%)....	84
3.2.7 Conclusion.....	86

Chapitre 4 : ETUDE COMPARATIVE

4.1 Introduction	87
4.2 Comparaison au niveau de la variation et l'inversion de vitesse.....	88
4.3 Comparaison au niveau de la variation de la charge.....	90
4.5 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique.....	91
4.6 Conclusion	93
Conclusion générale	94
Annexe	96
Bibliographie	

Résumé

Les moteurs asynchrone constituent la plus grande partie des moteurs construits jusqu'à nos jours .Leurs domaines d'application sont aussi vastes que variés ; industriels, domestiques etc....

La loi de commande classique du type PI peut être insuffisante car elle est moins robuste surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la microinformatique qui a permis d'implanter une loi de commande plus robuste, qui est le réglage par mode de glissement et réglage par Backstepping. Ce mode est basé sur les systèmes à structure variable.

L'application de ce type de réglage (Backstepping) présente plusieurs avantages à savoir robustesse, précision, stabilité et simplicité, temps de réponse faible, le régime transitoire réduit, mais il reste insensible aux variations des paramètres internes de la machine.

Mots clés:

Moteur Asynchrone, Commande Vectorielle, PI, Mode Glissant, Backstepping.

Summary:

Asynchronous motors are most engines built today. Their application areas are as vast and varied; industrial, domestic etc

The law of classical PI control may be inadequate because it is less robust, especially when the demands on accuracy and other dynamic characteristics of the system are necessary.

Thanks to recent technological developments in power electronics and microcomputers which helped to establish a more robust control law, which is set by sliding mode and setting Backstepping. This method is based on variable structure systems.

The application of this type of setting (Backstepping) has several advantages namely robustness, accuracy, stability and simplicity, low response time. But it is insensitive to changes in internal parameters of the machine.

Keywords:

Asynchronous motor, Vector Control, PI, sliding mode, Backstepping.

ملخص:

المحركات الغير المتزامنة هي الأكثر استعمالا اليوم و مجالات تطبيقاتها واسعة جدا ومتنوعة، في المصانع، المنازل... الخ .

قانون الرقابة الكلاسيكية ذات نمط تكامل نسبي، غير كافية لأنها أقل قوة، وخصوصا عند المطالب بالدقة والخصائص الديناميكية الأخرى في منظومة ضرورية.

بفضل التطورات التكنولوجية الحديثة في مجال الالكترونيات والحواسيب الصغيرة ،التي ساهمت في إنشاء نظام مراقبة أكثر قوة، وهو التحكم بوضعية الانزلاق الوضعي والتحكم بوضعية الباكستيبينق .بحيث يستند هذان الأسلوبان على أنظمة متغيرة البنية.

تطبيق هذا النوع من التحكم (التحكم بوضعية الباكستيبينق) له مزايا عديدة وهي: المتانة، الدقة، الاستقرار، البساطة، وانخفاض وقت الاستجابة.ولكنه يبقى غير حساس للتغيرات في المعلومات الداخلية للجهاز .

كلمات البحث:

محرك غير متزامن، تكامل نسبي ، تحكم شعاعي ، التحكم الانزلاقي ، وضعية باكستيبينق.

Introduction générale

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance et des micro-informatiques, le domaine entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglage de plus en plus performant, dans les applications industrielles. On trouve souvent le moteur asynchrone le plus utilisé dans ce domaine, car ce dernier à une construction mécanique simple et robuste. Par contre l'alimentation par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande sont plus compliquées que ceux du moteur à courant continu. Cependant, grâce à des processus performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commande assez complexes. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement une performance dynamique élevée, égale à celle d'un entraînement avec moteur à courant continu. L'une de ces stratégies de commande vectorielle qui est la méthode la plus populaire qui tient compte de la structure dynamique de la machine pour avoir des systèmes d'entraînement robuste et la haute performance.

Les lois de commande classique du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont moins robustes surtout lorsque les exigences sur la précisions et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Les lois de commande dite par mode de glissement ou à structure variable constitue une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande par mode de

glissement est par sa nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ce système est que sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue.

Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'états, utilisées pour créer une «variété» ou «hypersurface» dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système à suivre celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état du système est maintenu sur cette hypersurface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et à certaines perturbations.

Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse faible.

La commande par Backstepping des systèmes non linéaires, permet de construire une loi de commande qui garantit, en tout temps, la stabilité du processus. L'idée principale de Backstepping consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que cette dérivée soit toujours négative. Il s'agit de fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle.

Cette technique offre une méthode systématique, en combinant la notion de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception pour résoudre les problèmes de commande des systèmes d'ordre plus élevé, ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation.

Objectif du mémoire

Dans ce travail, on s'intéresse à l'étude de la commande de la MAS dans un premier temps, on applique le réglage par mode glissant, ensuite on utilise le backstepping qui est une technique relativement récente pour les systèmes non linéaires.

Une comparaison entre les deux techniques est faite.

Structure du mémoire

Le travail présenté dans ce mémoire est répartie comme suit :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension.
- Une application de la commande vectorielle indirecte en tension, à la machine asynchrone, simulation, tests de robustesse de la commande sera présentés dans le deuxième chapitre.
- Le troisième chapitre est consacré aux réglages par mode de glissement et backstepping appliquée à la machine asynchrone, étude et simulation, tests de robustesse de la commande.
- Le quatrième chapitre est consacré à l'étude comparative entre les deux techniques de réglage par **MG** et **Backstepping**.

A la fin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle et à la lumière des résultats obtenus, nous présenterons les remarques et les perspectives.

Chapitre 1 Modélisation Et Simulation De La Machine Asynchrone

1.1 INTRODUCTION

En générale les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible de modèle réel [1].

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande [2].

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies [3]:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et en fin vérifier sa validité.

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de park .la deuxième partie sera consacrer sur la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont données en annexe (A).

1.2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées

1.2.1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

1.2.2 Description

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° . La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

1.3 Modélisation de la machine asynchrone

1.3.1 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [4][13] :

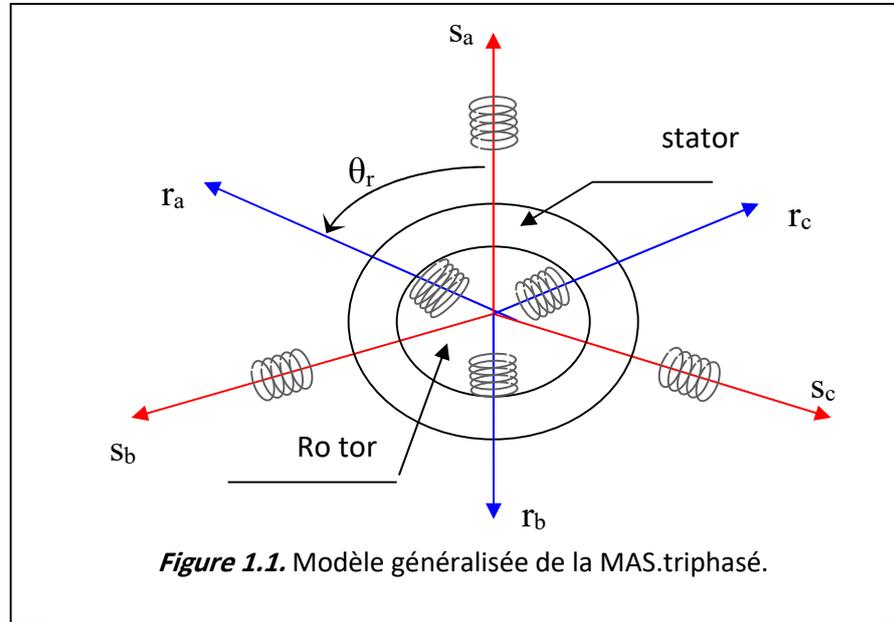
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

1. 3.2 Mise en équations

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donner par la (figure 1.1).



Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

a. Equations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \tag{1.1}$$

$$\begin{cases} V_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \tag{1.2}$$

En désignant par:

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

r_s : Résistance d'une phase statorique.

r_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (1.1) et (1.2) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [r_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (1.4)$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (1.6)$$

b-equation magnétiques

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle Comme suit:

Pour le sotor:

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (1.7)$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (1.8)$$

Telque:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (1.9)$$

On désigne par:

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phase statoriques et rotoriques.

m : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

c. Equations mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (1.13)$$

Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_e = P [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}] \frac{d}{dt} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (1.14)$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

1.4 Modèle de park de la machine asynchrone

Afin d'aboutir à un modèle mathématique plus simple que le modèle réel du système, nous utiliserons des transformations orthogonales. Nous obtenons donc, des équations plus simples par des changements de variables appropriés. Parmi ces transformations, nous utiliserons celle de PARK [2] [13]. La figure (Figure.1.2) représente clairement cette transformation des axes réels « a, b, c » aux axes « d et q ».

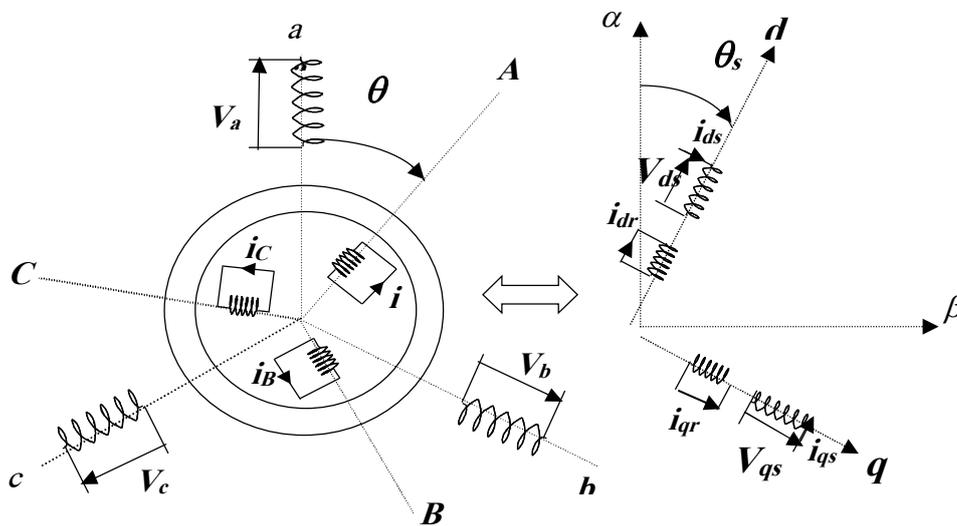


Figure 1.2. Passage du triphasé au biphasé.

1.4.1 Transformation de PARK

Cette transformation est définie par sa matrice $[A(\theta)]$ telle que :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [i_{dq}] = [A] [i_{abc}] \\ [V_{dq}] = [A] [V_{abc}] \\ [\phi_{dq}] = [A] [\phi_{abc}] \end{cases} \quad (1.16)$$

Les vecteurs $[i_{dq}]$, $[V_{dq}]$ et $[\phi_{dq}]$ sont les vecteurs obtenus par la transformation de *PARK* de ceux des vecteurs réels $[i_{abc}]$, $[V_{abc}]$ et $[\phi_{abc}]$.

La matrice de *PARK* écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à l'égalité des valeurs efficaces des grandeurs physiques dans les deux repères.

De ce fait, la conservation de la puissance pour ce changement de repère est vérifiée.

L'orthogonalité nous permet d'écrire :

$$[A(\theta)]^{-1} = [A(\theta)]^T$$

Donc : (1.17)

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

1.4.2 Application de la transformation de PARK à la MAS

1.4.2.1 Equations des tensions

En appliquant la transformation de *PARK* aux équations (1.5) à (1.16), nous obtenons le système d'équations suivant [9] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_e \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_e \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (1.19)$$

Avec : $\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}$; $\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}$

Notons que, l'angle « θ » prend la valeur « θ_s » pour les grandeurs statoriques et la valeur « $\theta_s - \theta$ » pour les grandeurs rotoriques.

1.4.2.2 Equations des flux

Les relations entre les flux et les courants sont données par [9] [13] :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (1.20)$$

1.5 Choix du référentiel

On distingue trois types de référentiels, à savoir :

- Référentiel lié au stator ;
- Référentiel lié au rotor ;
- Référentiel lié au champ tournant.

Dans notre étude, nous allons travailler avec le référentiel lié au champ tournant.

1.5.1 Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par « $\omega_e = \omega_s$ », dans ce cas les grandeurs rotoriques et statoriques en régime permanent, sont continues. Il est donc préférable d'utiliser ce référentiel lors de l'étude de la commande de la machine asynchrone.

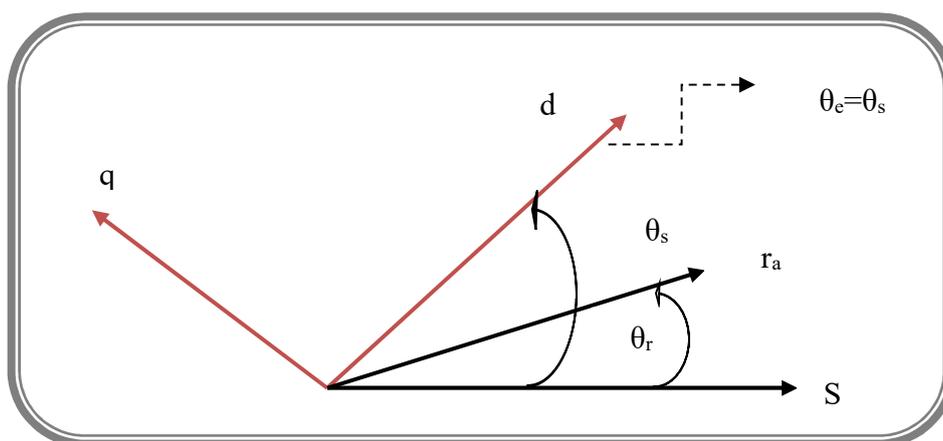


Figure 1.3. Référentiel lié au champ tournant (d, q).

Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (1.21)$$

Avec :
$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

1.5.2 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associé ou non aux variations de la fréquence d'alimentation, le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

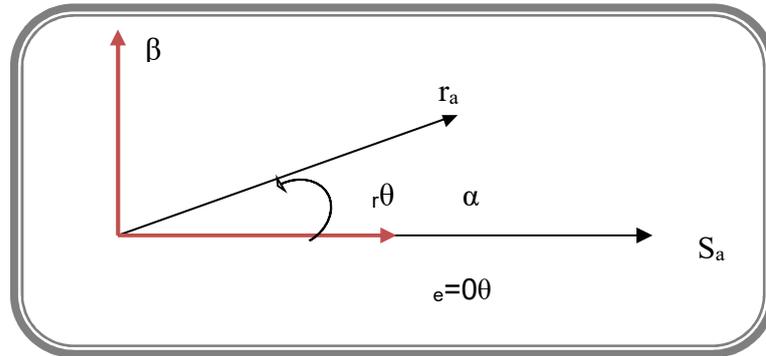


Figure 1.4. Référentiel lié au stator (α.β).

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

1.5.3 Référentiel lié au rotor

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante.

Ce référentiel est caractérisé par:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

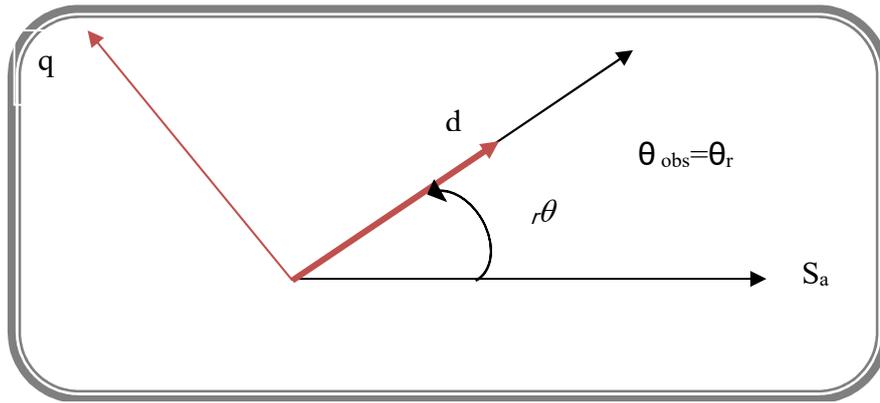


Figure 1.5. Référentiel lié au rotor(d-q).

1.6 Mise sous forme d'équation d'état

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur $[i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_m]^T$ comme vecteur d'état et les grandeurs V_{ds}, V_{qs} comme variables de commande. Ainsi, nous exprimons $\{i_{dr}, i_{qr}, \phi_{ds}, \phi_{qs}\}$ en fonction du vecteur choisi, d'où :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{L}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{L}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \\ \phi_{ds} = L_s \sigma i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \sigma i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (1.22)$$

En remplaçant ϕ_{qs}, ϕ_{ds} , en fonction de ϕ_{qr}, ϕ_{dr} , dans le système (1.12), nous aboutissons aux équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \right] \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \right] \end{cases} \quad (1.23)$$

D'après (1.12) nous aurons :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -R_r i_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -R_r i_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (1.24)$$

Le modèle mathématique de la machine asynchrone sous les hypothèses citées et avec une alimentation en tension, en fonction des variables d'état est donné par le système suivant :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\nu i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \nu i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{p^2 L_m}{J L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_1}{J} \omega_m \end{aligned} \right. \quad (1.25)$$

Avec : $\nu = R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}$; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$; $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ainsi, nous présentons le modèle de cette association sous forme d'équation d'état telle que :

$$\dot{X} = AX + BU$$

$$\dot{X} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \nu & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_m \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \nu & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_m & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & +(\omega_s - \omega_m) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_m) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

1.7 Modélisation de l'alimentation de la machine

Nous présentons la modélisation de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone qui est composé d'un onduleur de tension, contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), (Figure.1.6).

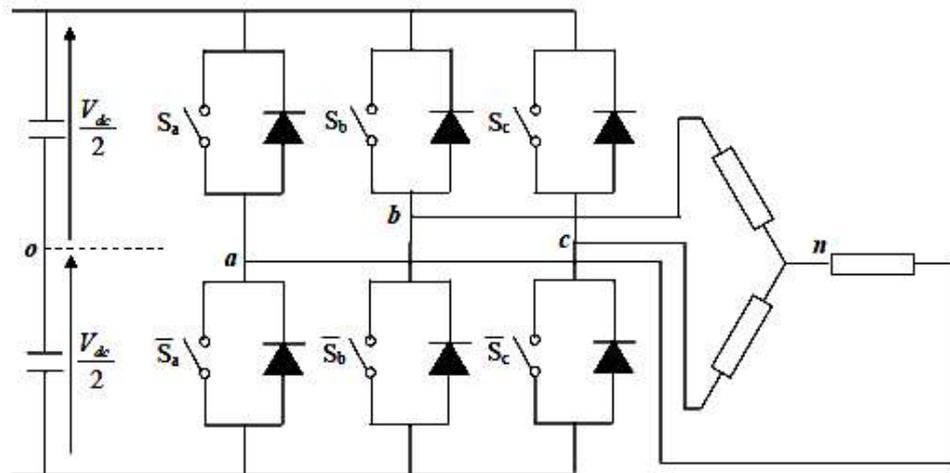


Figure.1.6. onduleur de tension associé à la MAS

1.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur utilisé est un onduleur à trois bras, dont chaque bras est constitué par deux interrupteurs bidirectionnels. Un interrupteur est composé par un transistor T_i et d'une diode D_i .

La commande des transistors est complémentaire, d'où nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions(K_i) comme indiqué sur la (figure1.7).

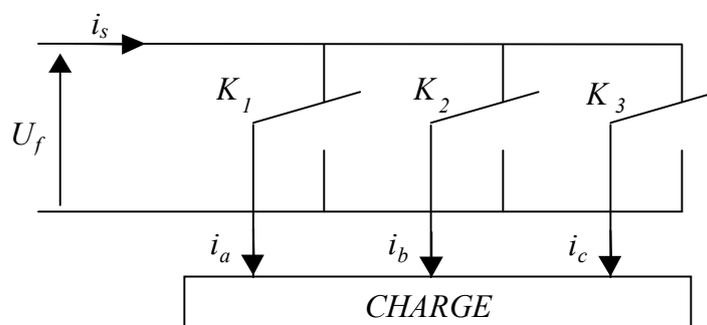


Figure 1.7. Représentation des transistors par des interrupteurs.

On définit les fonctions logiques de connexion par ($i= 1, 2, 3$) :

$$S_j = \begin{cases} 0 & \text{si } T_j \text{ est fermé et } T_j' \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_j \text{ est ouvert et } T_j' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (1.26)$$

Les tensions de sortie de l'onduleur sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = U_f (S_1 - S_2) \\ V_{bc} = U_f (S_2 - S_3) \\ V_{ca} = U_f (S_3 - S_1) \end{cases} \quad (1.27)$$

Par conséquent, les tensions simples sont exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_b = \frac{U_f}{3} (-S_1 + 2S_2 - S_3) \\ V_c = \frac{U_f}{3} (-S_1 - S_2 + 2S_3) \end{cases} \quad (1.28)$$

Le courant i_s à l'entrée de l'onduleur sera donné par la relation suivante

$$i_s = S_1 i_a + S_2 i_b + S_3 i_c \quad (1.29)$$

1.7.2 modulation de largeur d'impulsions (M.L.I)

La stratégie triangulo-sinusoïdale :

La (M.L.I), permet l'obtention des alternances de la tension de sortie qui est formée de plusieurs créneaux. Ceci peut être fait en adoptant des techniques de commande des interrupteurs, il en existe plusieurs, à savoir la stratégie triangulo-sinusoïdale, la stratégie hystérésis [2]. Dans ce travail, nous nous intéressons à la première technique.

Cette stratégie dont le principe est basée, sur la variation de l'amplitude de la référence « vr_1 », et la fixation de celle de la porteuse « up_1 », qui est représentée par un signal triangulaire.

L'onde de sortie, est alors obtenue par une simple comparaison des deux ondes, donnant ainsi l'ordre d'allumage où d'extinction aux composants constituant l'onduleur.

Dans cette technique (Figure.1.8), il faut définir deux paramètres qui sont :

- L'indice de modulation « m » qui représente le rapport entre la fréquence de la porteuse « f_p » à la fréquence de la référence « f » désirée.
- Le coefficient de réglage en tension « r » qui représente le rapport entre l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de l'onde porteuse.

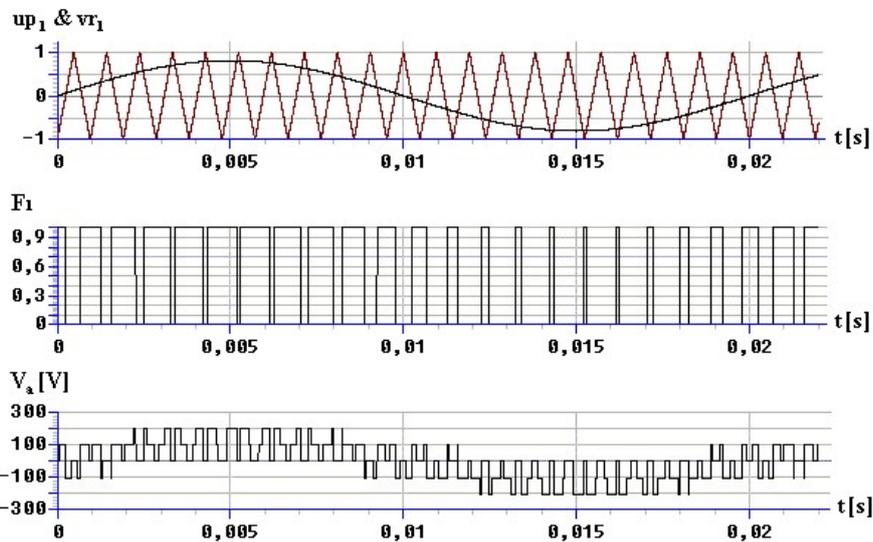


Figure 1.8. Principe de la technique triangulo – sinusoïdale ($m = 21, r = 0.8$).

1.8 Simulation

1.8.1 Transforme de park :

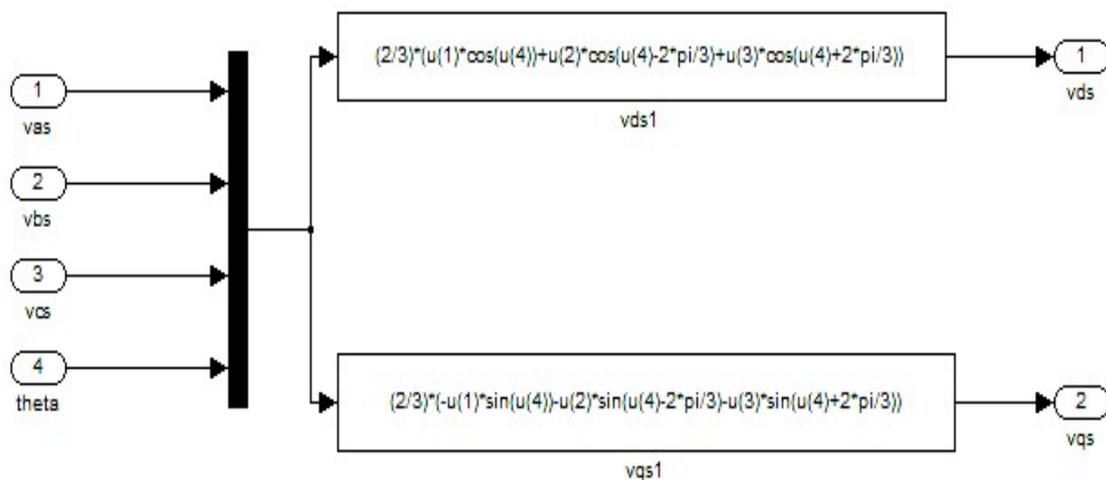


Figure 1.9. Transforme de park. Direct

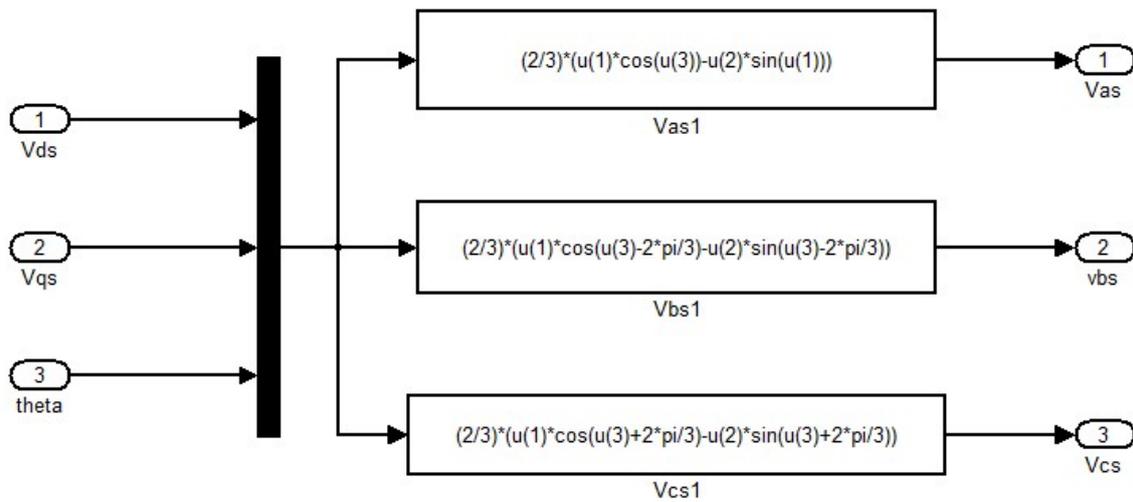


Figure 1.10. Transforme de park inverse.

1.8.2 La machine asynchrone sur bloc simulink

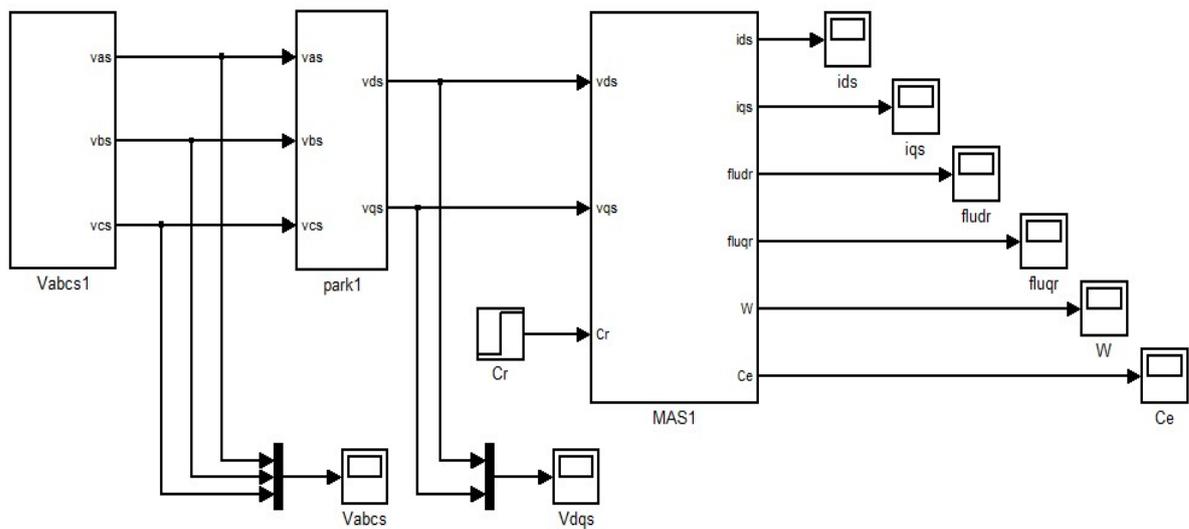


Figure 1.11. Le schema bloc de la machine asynchrone sur sumilink.

1.8.3 Essai à vide

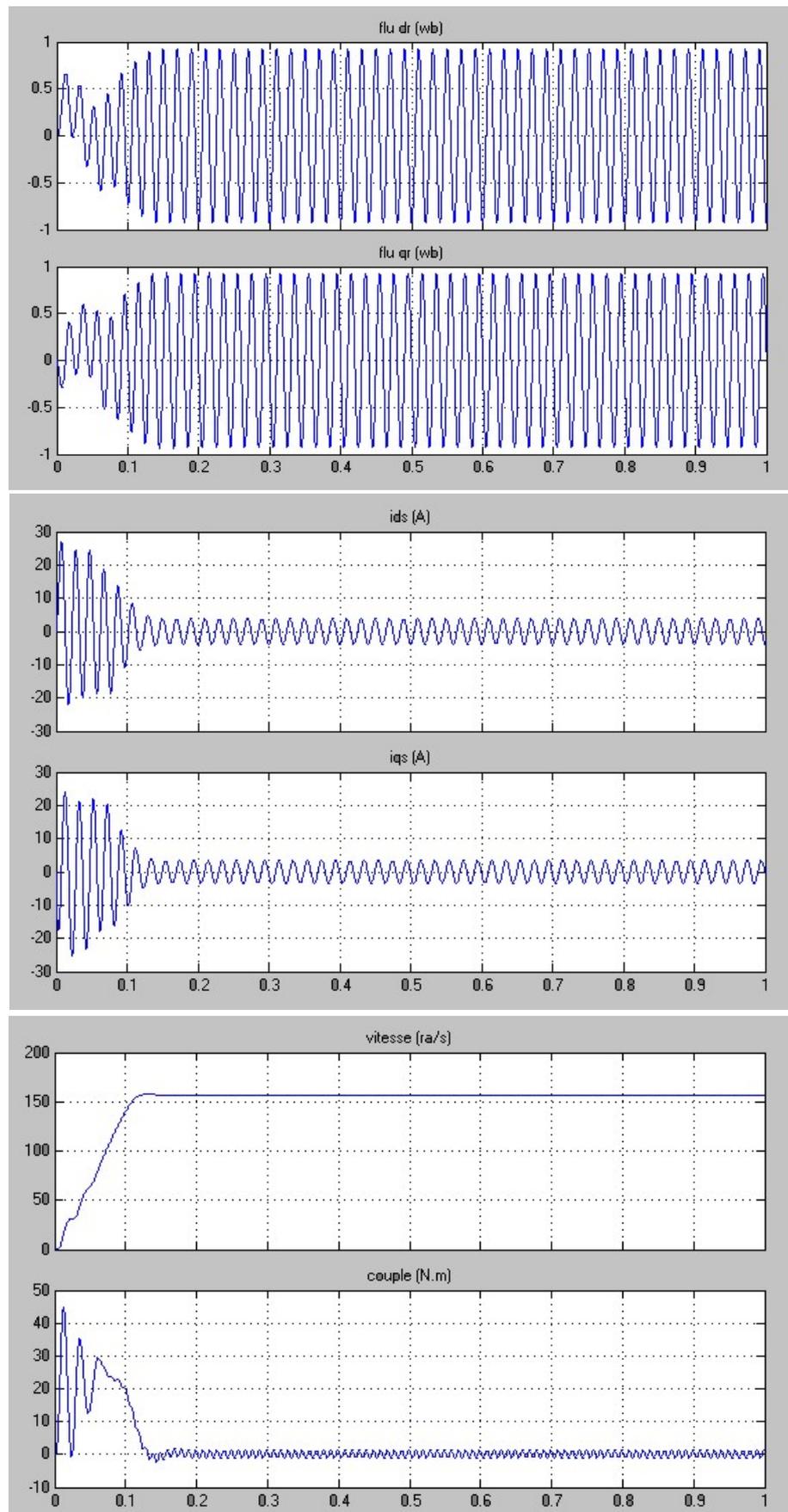


Figure 1.12. Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide.

1.8.4 Esai en charge

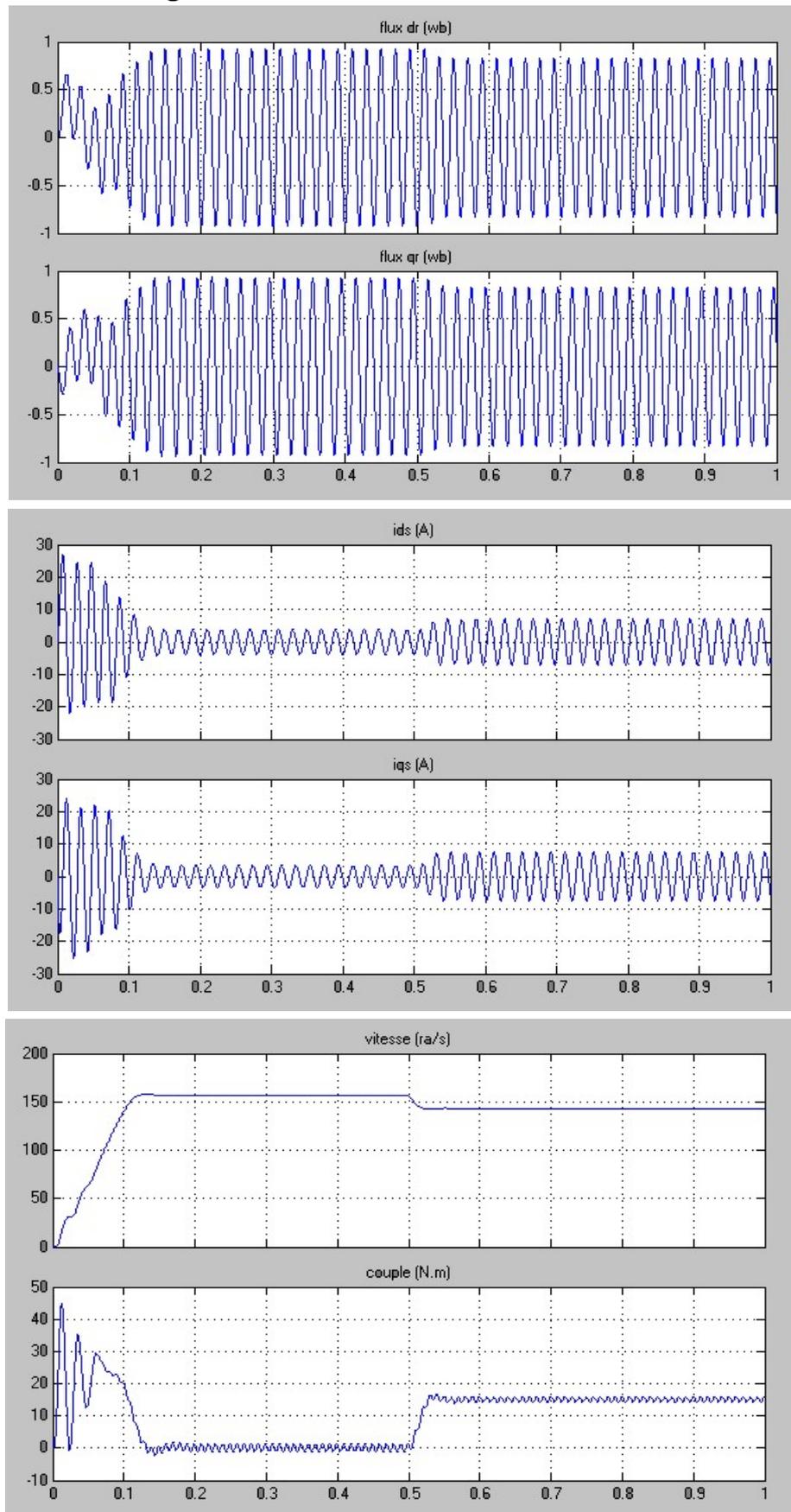


Figure 1.13. Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrages charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$ en $t = 0.5\text{s}$).

➤ Interprétation

Les figures (*Figure-I-12*) et (*Figure-I-13*), représentent les résultats de simulation de la machine asynchrone respectivement à vide et lors d'une application d'un couple résistant de $15N.m$ ent $t = 0.5s$.

Ainsi, nous remarquons que :

Le couple électromagnétique varie en premier lieu d'une façon très oscillatoire, il atteint une valeur de crête d'environ $45 N.m$ au démarrage, ceci pour vaincre l'inertie du moteur, ensuite, il revient à une valeur qui compense les pertes par frottement une fois le régime permanent est atteint, ceci d'une façon peu oscillatoire.

La vitesse de rotation atteint, la vitesse du synchronisme ($157 rd/s$) après le régime transitoire qui dure environs $0.13s$.

- les flux rotoriques (respectivement, direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}) atteignent les valeurs de ($-0.96 Wb$ respectivement $-0.05 Wb$) en régime établi.

La forme du courant statorique i_{ds} et i_{qs} est proche d'une sinusoïde, ceci au régime établi et avec une même fréquence que celle du réseau. Sa valeur de crête est de $3.60A$ or pour le régime transitoire, il a une valeur de crête d'environ $20A$.

Enfin, pour une perturbation de $15 N.m$, nous constatons une diminution de la vitesse. Les flux rotoriques direct et en quadrature sont également affectés par cette perturbation, ce qui explique le fort couplage existant entre les enroulements de la machine.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone cette modélisation basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré cela la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduire dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre 2 Commande vectorielle de la machine asynchrone

2.1 Introduction

De multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, ou la commande scalaire avec ses performances modeste ne peut satisfaire. La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturelle entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de signal, car elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante.

Dans ce qui suit on va développer en premier l'étude théorique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté dans le but de l'implémenter sous Simulink.[1]

2.2 Choix du référentiel

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d,q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant. [2]

2.3 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle est basée sur la notion élémentaire de l'électromagnétisme : « la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par vecteur champ .

Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ données quand le vecteur courant sera en quadrature avec le vecteur champ. Si ce principe est applicable aux machines à courant continu qui sont naturellement découplées, il n'en n'est pas de même pour la machine asynchrone où l'angle entre le champ tournant du stator et du rotor varie avec la charge. [7] [8]

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe dq que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \varphi_d = \varphi \\ \varphi_q = 0 \end{cases}$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [7][8].

Dans notre cas on s'intéresse à l'orientation du flux rotorique.

En imposant $\varphi_{qr} = 0$, $\varphi_{dr} = \varphi_r$, les équations de la machines dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} + v_{ds} \right) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega_s \varphi_r + v_{qs} \right) \\ T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M i_{ds} \\ \omega_{sl} = \left(\frac{M}{T_r} \right) \left(\frac{i_{qs}}{\varphi_r} \right) \\ \omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \end{cases} \quad (2.1)$$

L'équation mécanique est exprimée comme suit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - C_f \tag{2.2}$$

Le couple électromagnétique de la machine s'écrit alors :

$$C_e = p \left(\frac{M}{L_r} \right) \varphi_{dr} i_{qs} \tag{2.3}$$

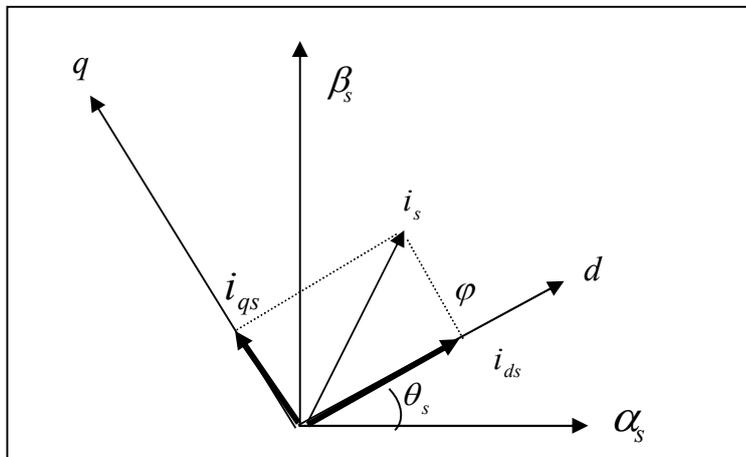
Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k_1 i_{sd} i_{sq} \tag{2.4}$$

Avec:

$$k_1 = \frac{pM^2}{L_r}$$

Le couple est maximal à tout instant car le courant d'induit i_{qs} et l'inducteur i_{ds} sont toujours perpendiculaires (Figure 2.1) et peuvent être commandés indépendamment, on déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone sera similaire à celui de la Machine à courant continu à excitation séparée.



Figur 2.1 Principe de la commande vectoriel.

Après passage par une transformation de Laplace le système d'équations (2.1) devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = (R_s + P\sigma L_s)i_{ds} + P\frac{M}{L_r}\varphi_r - \omega_s\sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = (R_s + P\sigma L_s)i_{qs} + \omega_s\frac{M}{L_r}\varphi_r + \omega_s\sigma L_s i_{ds} \\ \varphi_r = \frac{M}{1+PT_r}i_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r\varphi_r}i_{qs} \end{cases} \quad (2.5)$$

En régime permanent nous exprimons le flux rotorique par

$$\varphi_r = Mi_{ds} \quad (2.6)$$

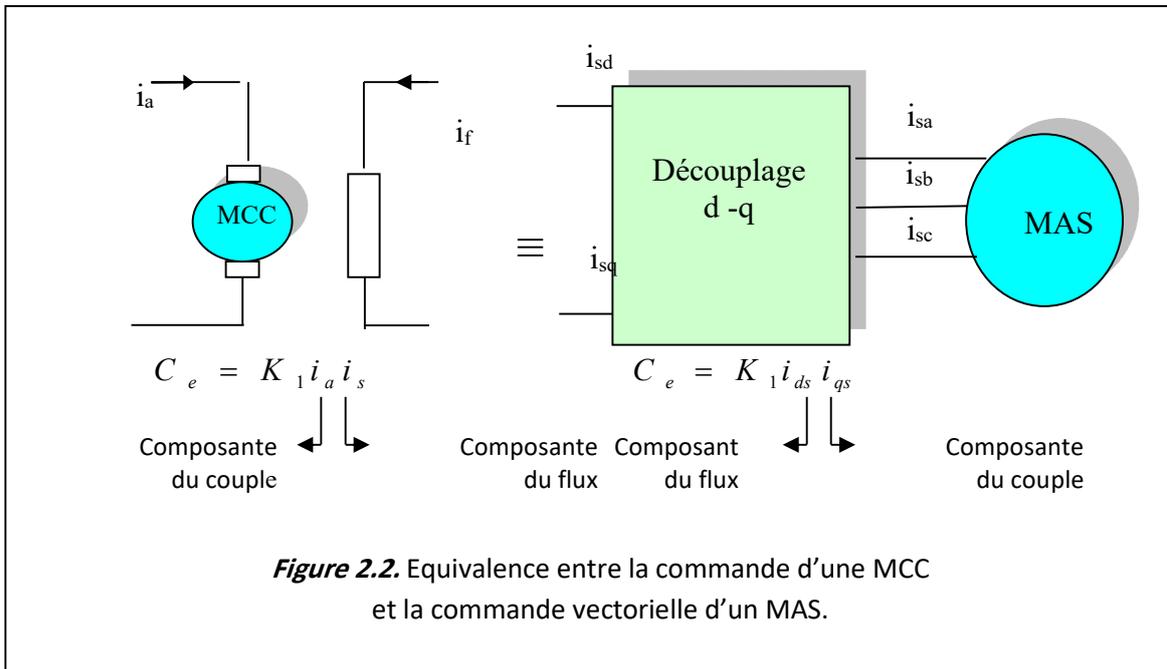
La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La (Figure 2.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence ω de rotation et celle des courants induits dans le rotor.

Telle que la relation suivante. [6]

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g = p\Omega_r + \omega_g \quad (2.7)$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$



Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. la première appelée méthode directe qui à été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse. [3]

2.3.1 Méthodes de contrôle par flux orienté de la MAS

Le principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone nécessite la connaissance de la position du flux à orienté à tout instant et de faire coïncider avec l'axe directe « d » tournant à la vitesse du champ tournant. Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux θ_s ainsi que son amplitude $|\varphi_r|$:

- La commande directe ou cet angle est mesuré électriquement [7].
- La commande indirecte ou cet angle est estimé à partir d'une relation donnant la vitesse de glissement dans la théorie du flux orienté.

2.3.1.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement.

Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

1) La non fiabilité de la mesure du flux :

- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température

(échauffement de la machine) et de la saturation.

2) Le coût de production élevé (capteurs+filtre). [3]

2.3.1.2 Méthode indirect

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor .cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine dûe à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r .En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur). [3]

L'immense avantage de cette méthode réside dans le fait qu'on n'utilise pas l'amplitude du flux rotorique mais, seulement, sa position. C'est pourquoi cette méthode est la plus utilisée, comme illustre certain travaux. [7]

2.3.2 Structure d'une alimentation par orientation de flux

La machine asynchrone présente une structure non linéaire et fortement couplée. Elle peut être découplée en alimentant celle-ci par une source de tension commandée par le bloc à flux orienté. Cette structure de commande est obtenue par inversion de l'un des modèles de la machine par orientation du flux. [7]

Afin de montrer qu'effectivement la commande par orientation du flux rotorique permet d'avoir un découplage des grandeurs réelles de la machine asynchrone alimentée en

tension (couple et flux), nous proposons le schéma de commande représenté à la (Figure2.3).

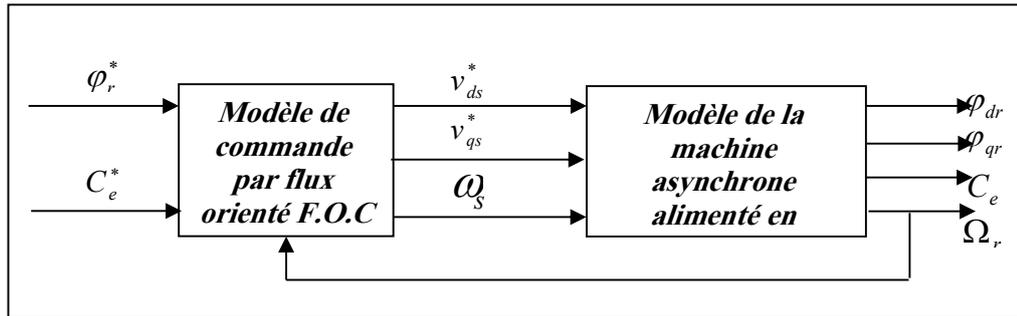


Figure 2.3. Schéma de la structure d'une commande par flux orienté (FOC).

2.3.2.1 Commande en tension

En considérant v_{ds}, v_{qs} comme variable de commande, $i_{ds}, i_{qs}, \phi_r, \Omega_r$ comme variable d'état on peut reprendre le système d'équations (2.5) :

$$\begin{cases} v_{ds} = (R_s + S\sigma L_s) i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = (R_s + S\sigma L_s) i_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ \phi_r = \frac{M}{1 + ST_r} i_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r \phi_r} i_{qs} \end{cases} \quad (2.8)$$

Par rapport au schéma (Figure 2.4), il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes dq complètement découplés.

Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

Les équations du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique, en supposant que son module ne varie que très lentement par rapport à i_{ds} et i_{qs} s'écrivent :

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant :

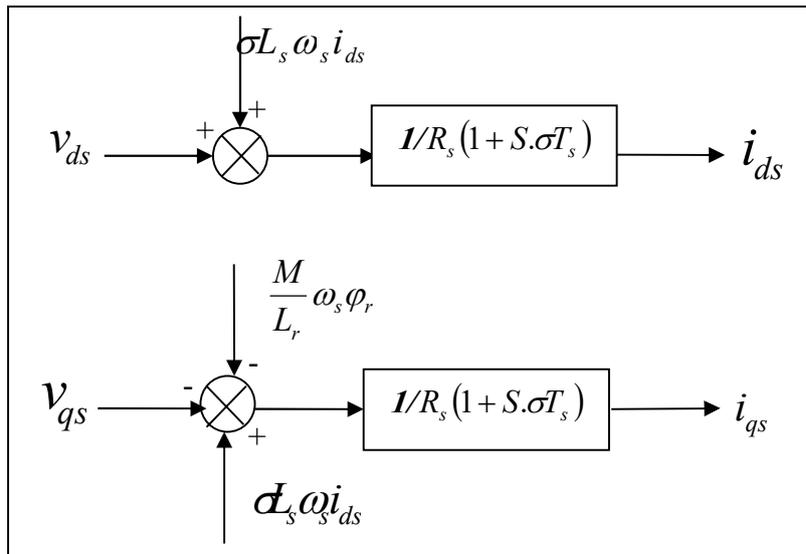


Figure 2.4. Modèle de la machine.

Les termes $\omega_s \sigma L_s i_{qs}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r$, $\omega_s \sigma L_s i_{ds}$ et correspondent aux termes de couplage entre les axes dq . Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulations d'axes d et q comme le montre la Figure (2.5)

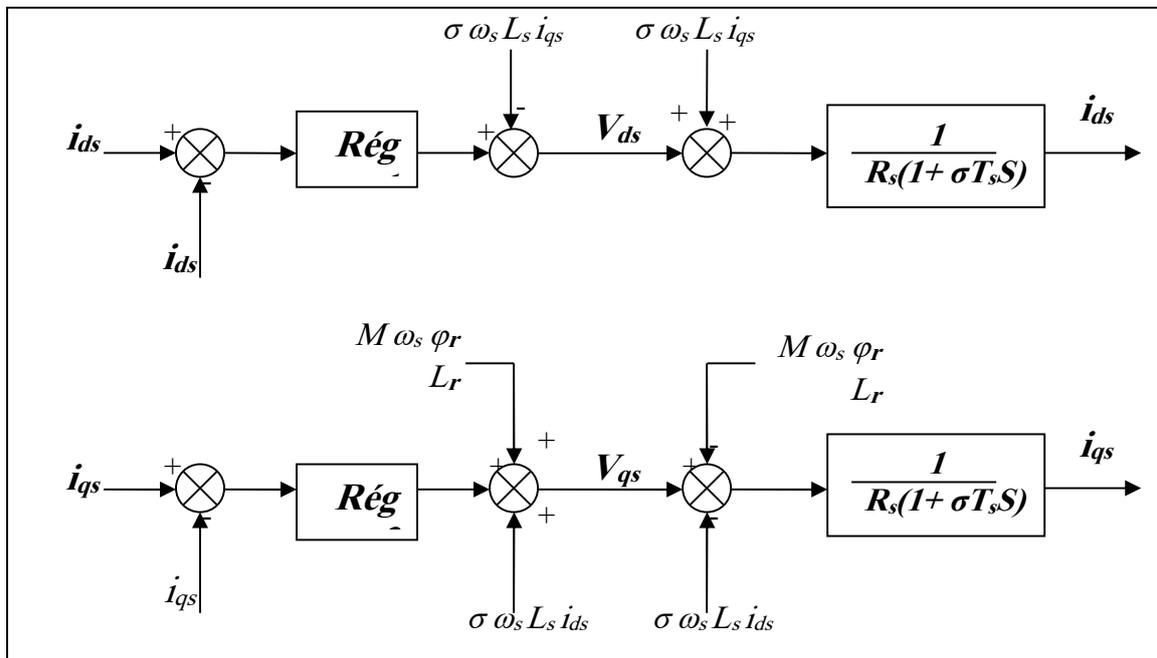


Figure 2.5. Découplage par compensation.

2.3.2.2. Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [3]:

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{rnom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom}$$

- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{rnom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom}$$

Avec :

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

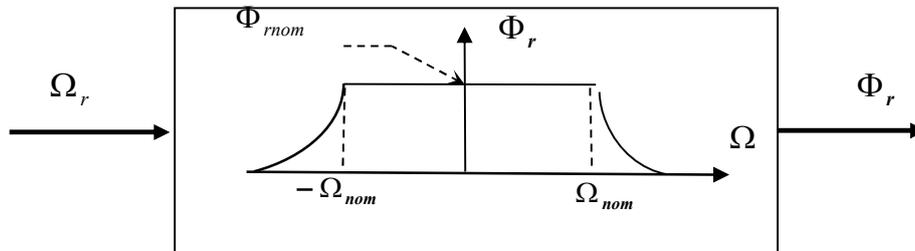


Figure 2.6. Bloc de défluxage.

2.3.3 Asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur utilisant la commande vectorielle

On peut appliquer les deux méthodes du contrôle de flux (direct ou indirect) à la commande en tension.

1) Commande par orientation du flux direct

Dans la commande vectorielle directe, le module du flux rotorique et la vitesse de rotation sont contrôlés par contre réaction.

La (Figure 2.7) présente l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension ou le flux est contrôlé directement.

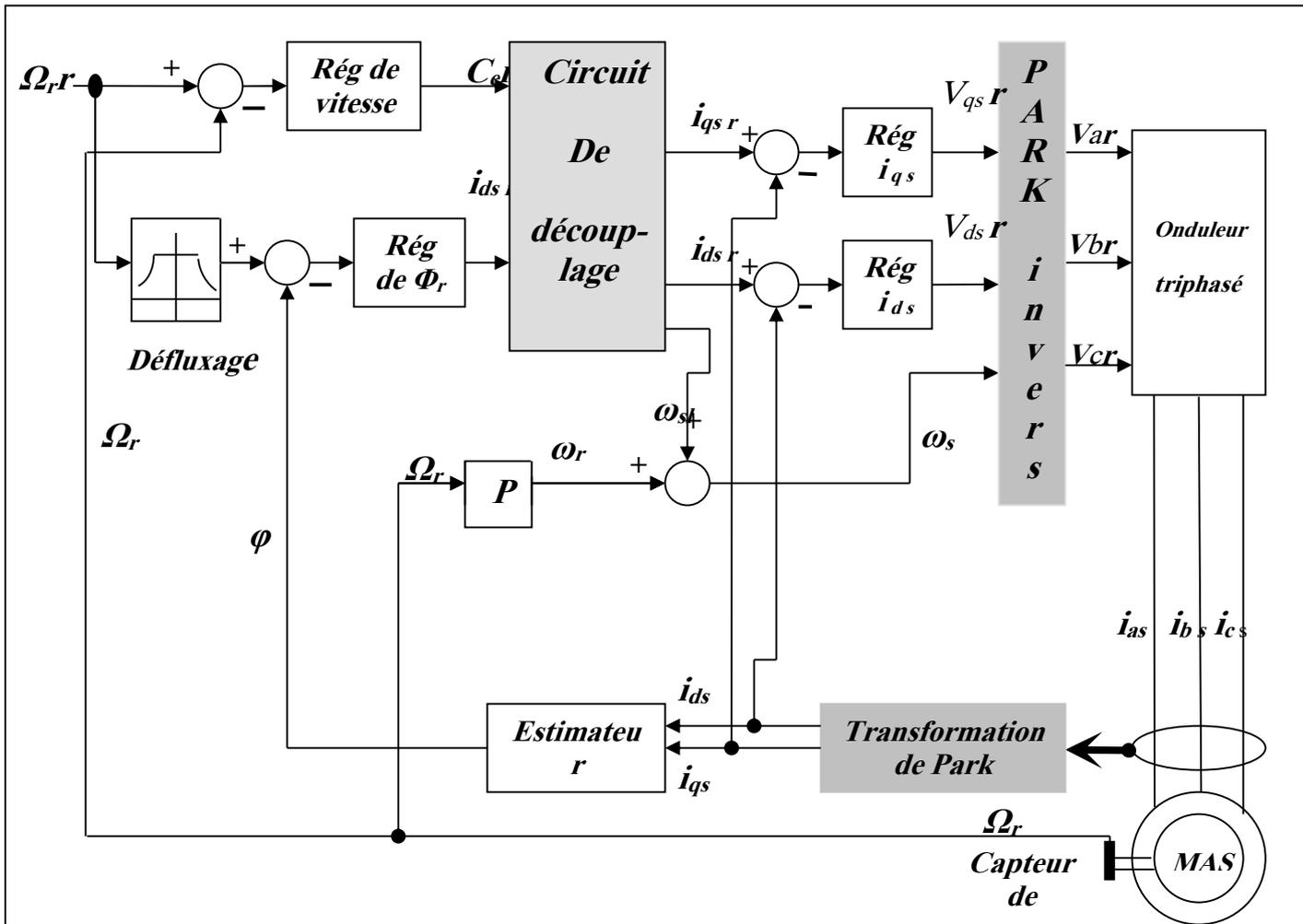


Figure 2.7. Commande vectorielle de la MAS alimentée en tention.

2) Commande par orientation du flux indirecte

La commande vectorielle indirecte permet le contrôle de la vitesse par contre réaction et le contrôle du module du flux par réaction. [7]

Le schéma fonctionnel de cette commande est donné par la (Figure 2.8) :

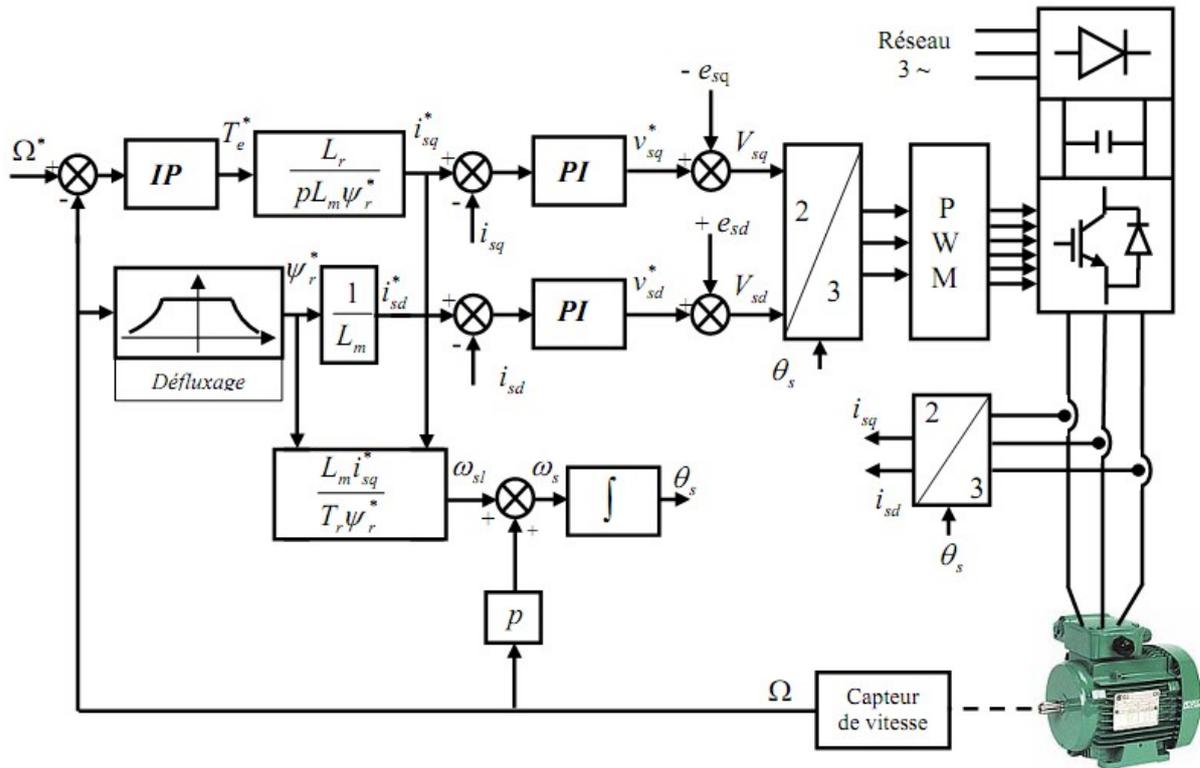


Figure 2.8 Asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par la méthode du flux orienté indirect.

Nous rappelons que dans la commande en tension, l’onduleur sera piloté par la stratégie triangulo-sinusoidale.

2.4 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

2.4.1 Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signale à pour suivre, et $y(t)$ le signale de sortie du système à contrôler.

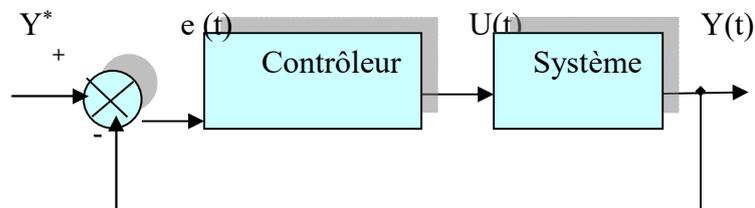


Figure 2.9. Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$$

2.4.1.1 Action proportionnelle

- Si K_p est grand, la correction est rapide .Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît

- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

2.4.1.2 Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

2.4.2 Caractéristiques des régulateurs

a- Stabilité

Un système bouclé doit être stable .Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger.

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité. [3]

b- précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle. [3]

c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation).Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus. [3]

2.5 Calcul des régulateurs

2.5.1 Régulation de courant statorique i_{sd}

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la (figure 2.10).

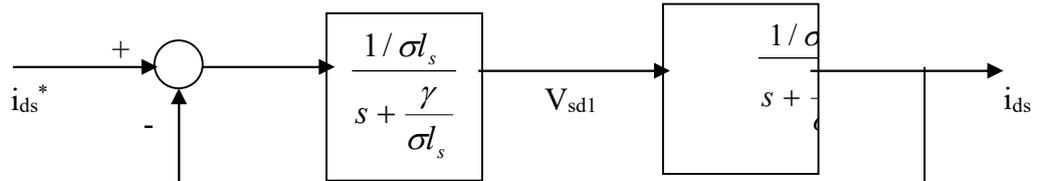


Figure 2.10. Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd} .

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$Fi_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{\gamma}{\sigma l_s}} \quad (2.9)$$

Compensons le pôle $s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}$ par $s + \frac{\gamma}{\sigma l_s}$, ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{\gamma}{\sigma l_s} \quad (2.10)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{isd} = \frac{K_{p1}}{s \sigma l_s} \quad (2.11)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$Gi_{sd} = \frac{Fi_{sd}}{1 + Fi_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma l_s}{K_{p1}} + 1} \quad (2.12)$$

$$\tau_1 = \frac{\sigma l_s}{K_{p1}}$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep1(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma l_s}{K_{p1}} = t_{rep1(5\%)}$$

Donc :

$$K_{p1} = \frac{3\sigma l_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (2.13)$$

Et, d'après

l'équation (2.13):

$$K_{i1} = \frac{3\gamma}{t_{rep1(5\%)}} \tag{2.14}$$

Avec :

$$\gamma = r_s + \frac{M^2}{T_r l_r}$$

2.5.2 Régulation de courant statorique i_{qs}

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est représenté par la (figure 2.11).

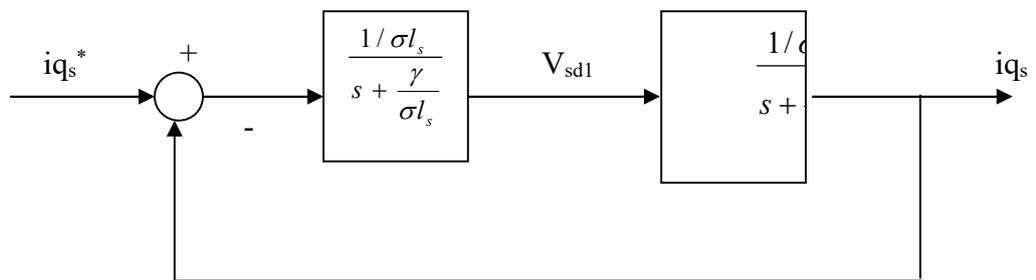


Figure 2.11. Schéma bloc de la régulation du courant i_{sd}

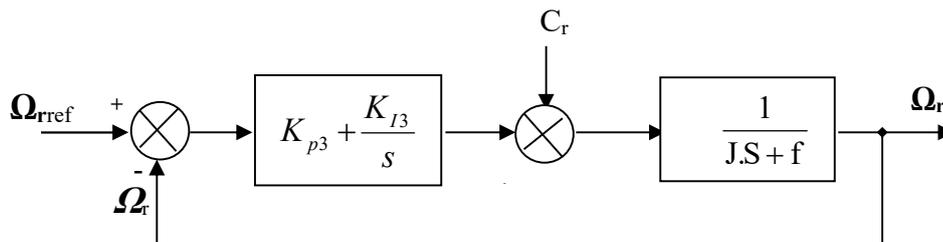
On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors le même paramètre que précédemment

$$K_{p2} = \frac{3\sigma l_s}{t_{rep2(5\%)}} \tag{2.15}$$

$$K_{i2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2(5\%)}} \tag{2.16}$$

2.5.3 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la (figure 2.12).



La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \tag{2.17}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} \quad (2.18)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (2.19)$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (2.20)$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (2.21)$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$K_{i3} = J\omega_n^2 \quad (2.22)$$

$$K_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (2.23)$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de temps τ .

2.6 Simulation

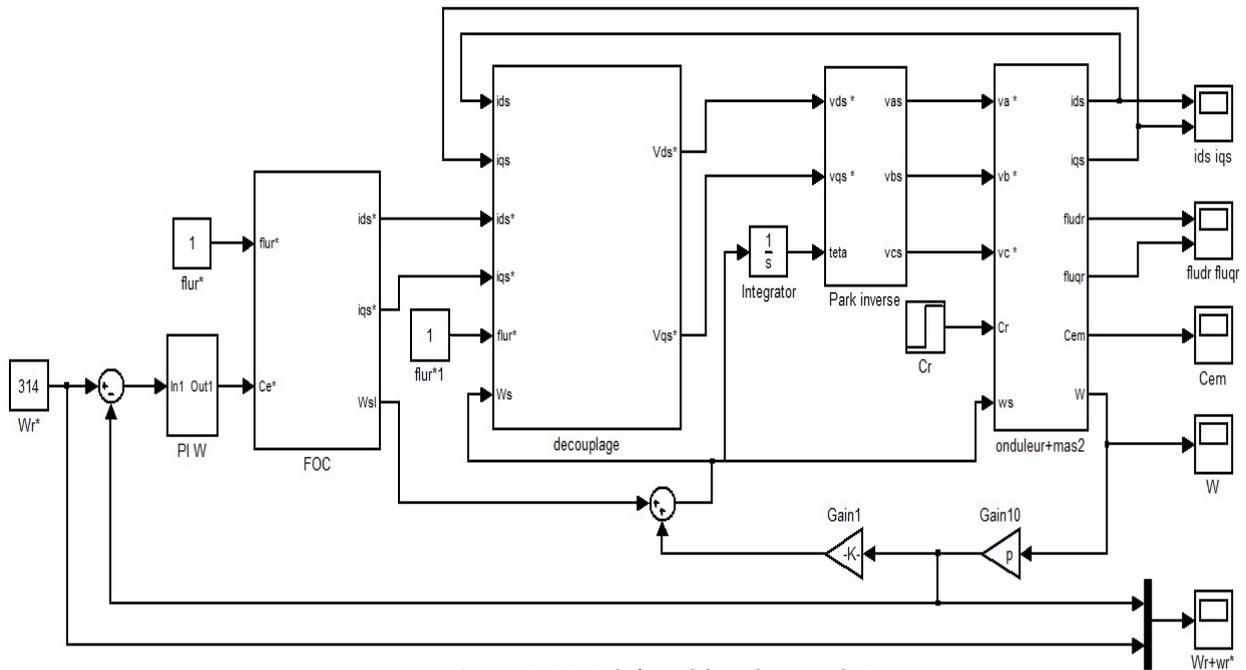


Figure 2.13. Schéma bloc de simulation.

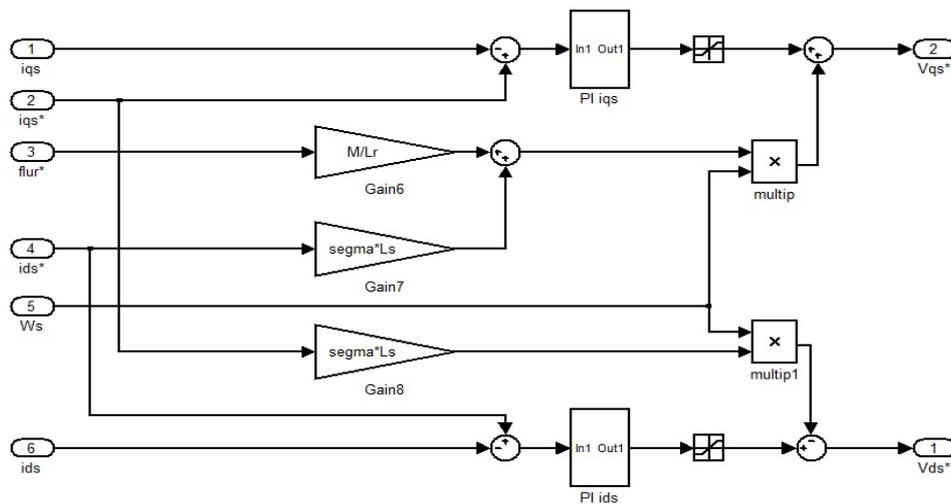


Figure 2.14. Schéma bloc de découplage.

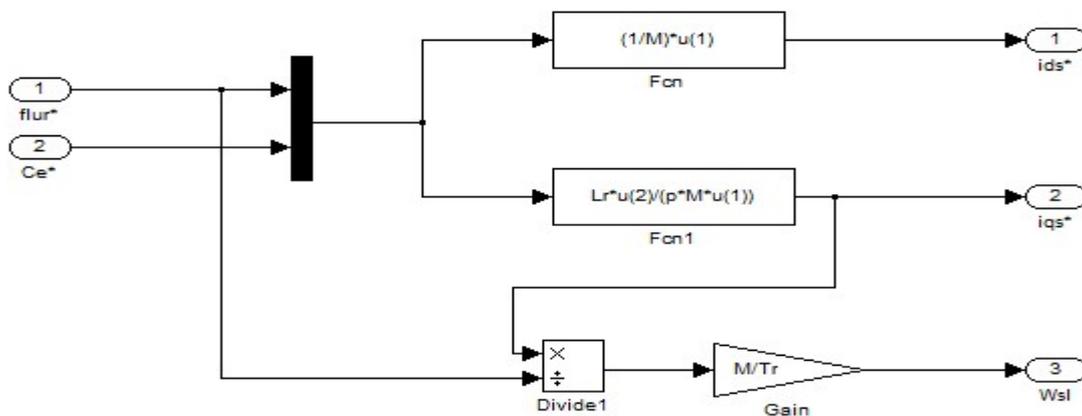


Figure 2.15. Schéma bloc de FOC.

Le schéma-bloc de la simulation est représenté par la figure 2.13.

2.6.1 Essai à vide et en charge

- Essai à vide

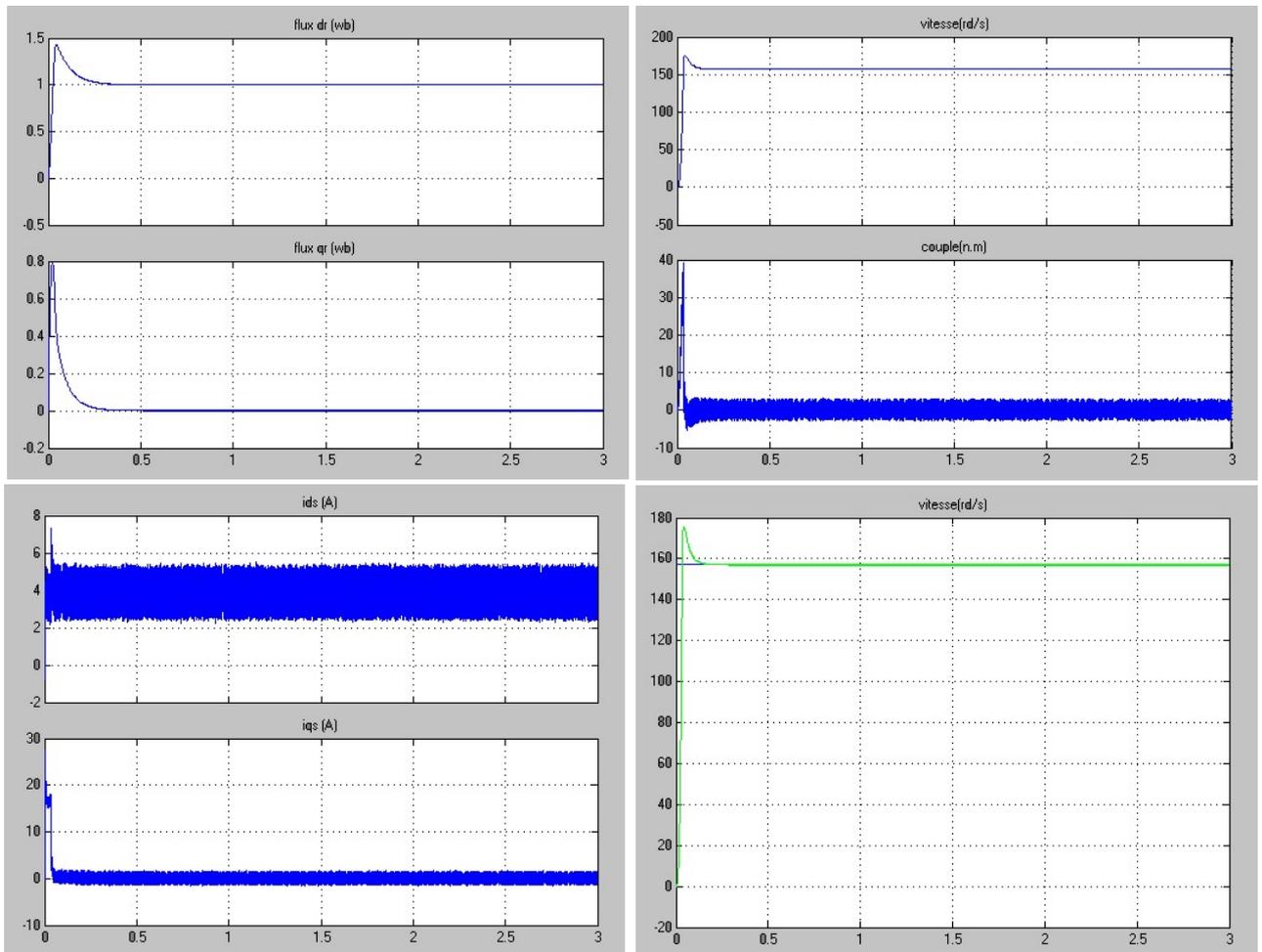


Figure 2.16. Commande de MAS par orientation du flux rotorique à vide.

- en charge

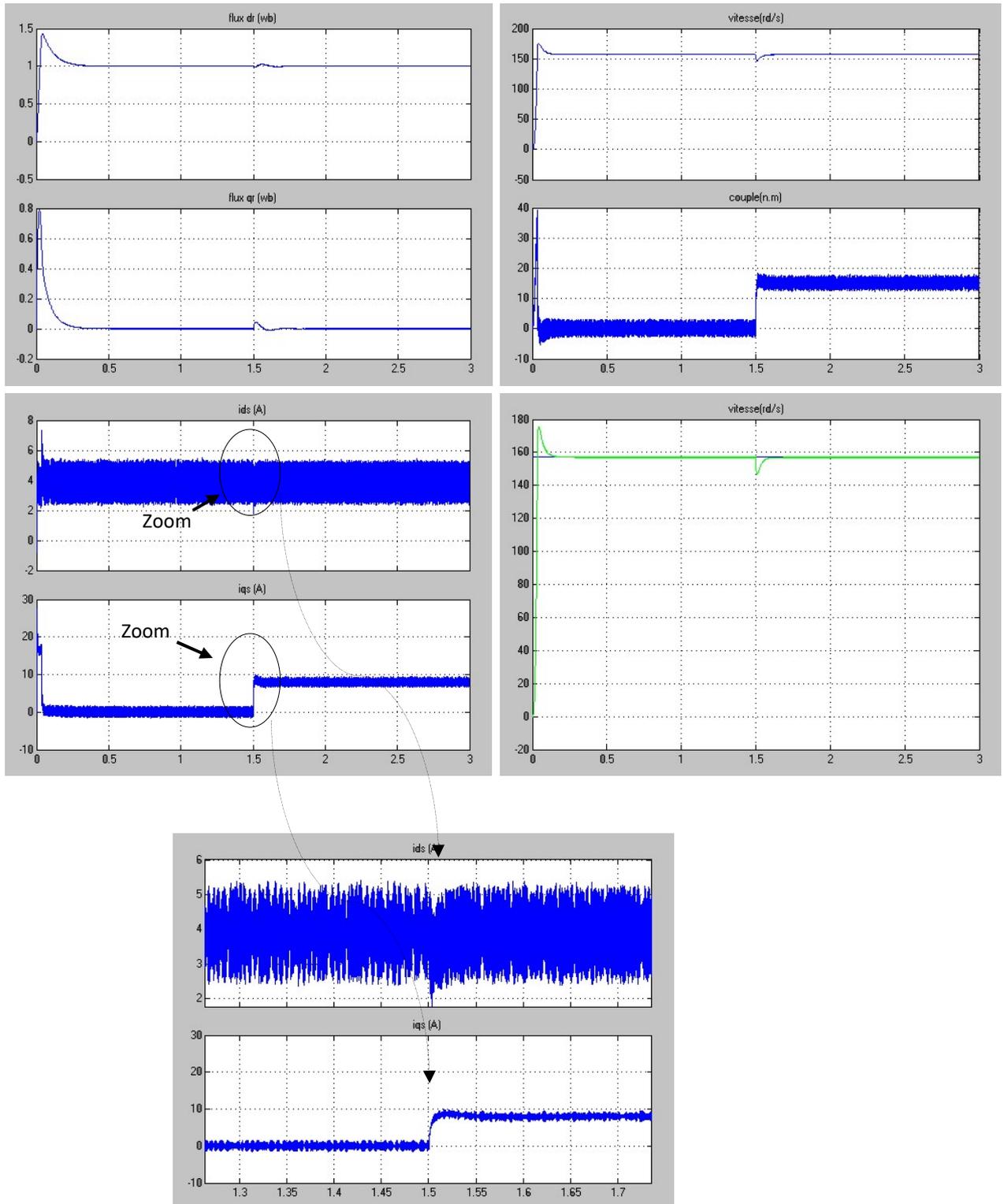


Figure 2.17. Commande de MAS par orientation du flux rotorique avec application d'un couple résistant ($C_r = 15\text{N.m}$), en $t=1.5\text{s}$.

Interprétation

Les figures (2.16, 2.17) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence .A prés l'application de charge ($C_r = 15\text{N.m}$ à $t = 1.5\text{ s}$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (157 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteinte la valeur de couple résistant avant et à prés l'application de charge.

Les composantes du flux rotorique subit une chute au moment de l'application de la charge puis stabilisent à la valeur désiré,

2.7 Test de robustesse

Et afin de juger l'efficacité (robustesse) de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués, *variation de vitesse*, *variation de la charge*, *variation de la résistance rotorique*.

2.7.1 Test de robustesse pour la variation et l'inversement de la vitesse

Simulation

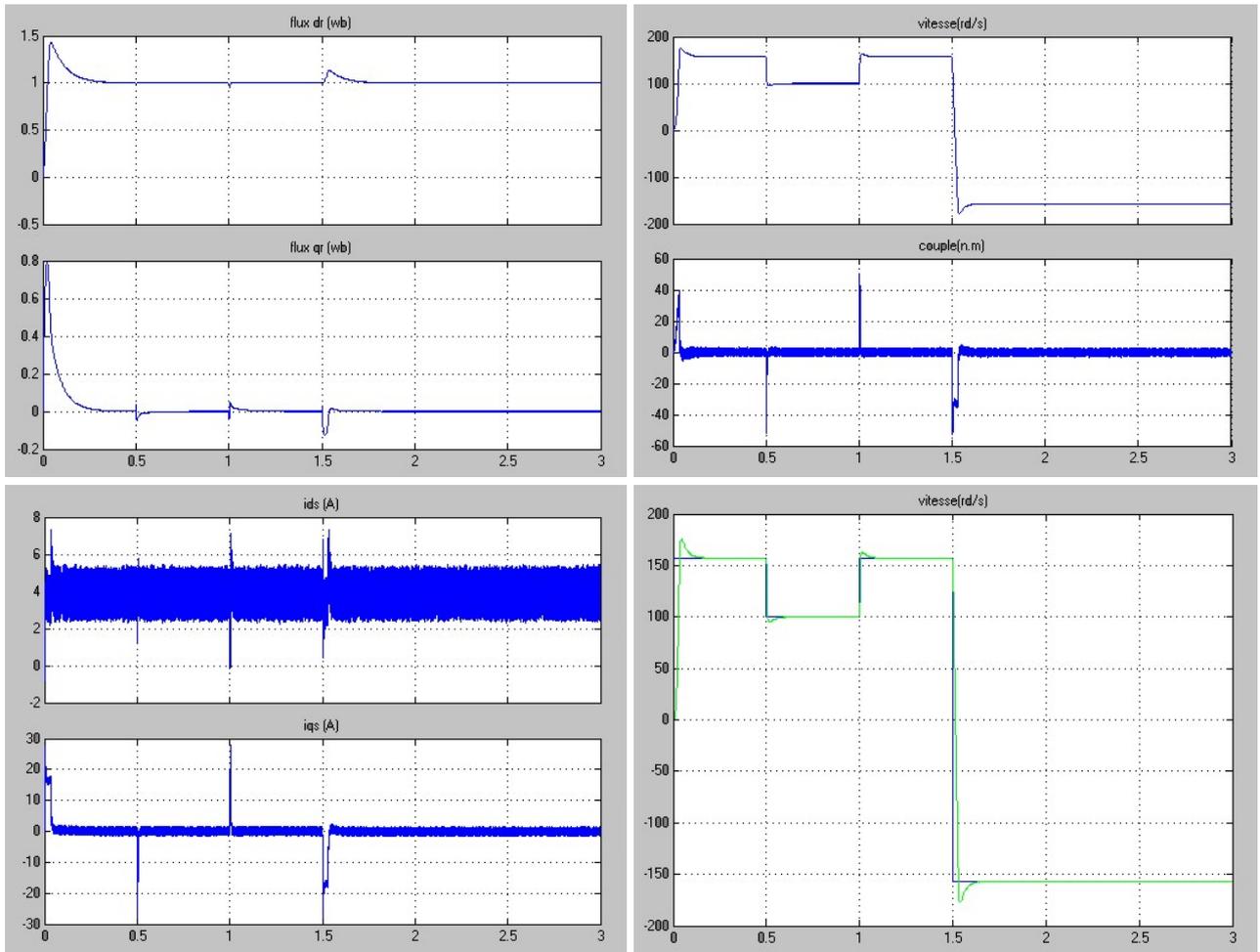


Figure 2.18. Test de robustesse pour la variation et l'inversement de la vitesse.

Interprétation

➤ Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{rref} = 157, 100$ et 157 rad/s) de la (figure 2.18) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur avec une petite erreur.

Aussi on remarque une variation en module des composantes du flux rotorique, le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

➤ Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (157rad/s à -157rad/s à $t=1.5\text{s}$) de la (figure 2.18), montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse avec une erreur négligeable.

L'allure du couple et du courant i_{sq} présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse une variation au niveau des composantes rotorique du flux, le découplage est effectuée.

2.7.2 Test de robustesse pour la variation de la charge

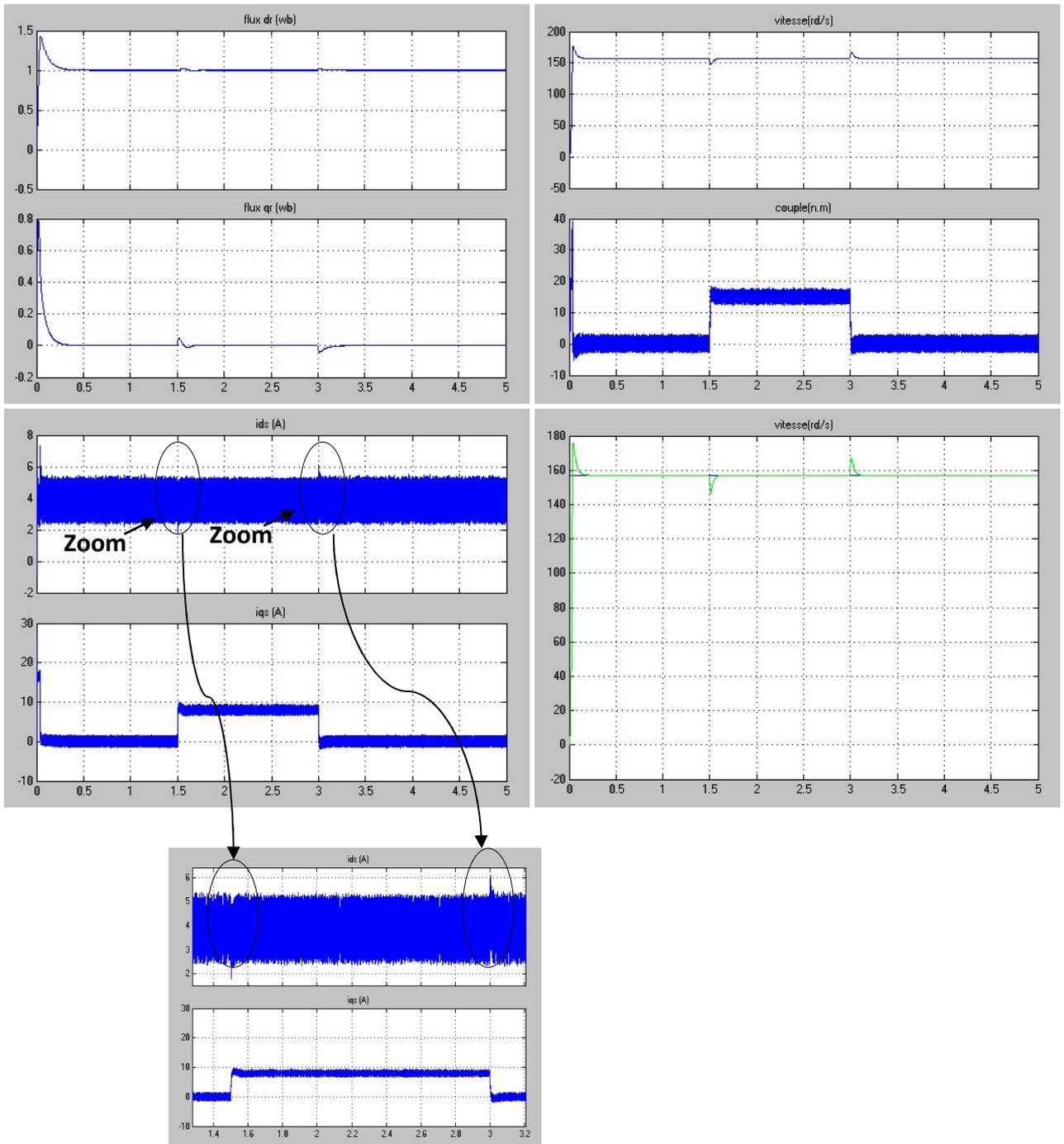


Figure 2.19. Test de robustesse pour la variation de la charge.

Interprétation

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge ($C_r=15$ N.m à $t = 1.5$ s, et $C_r = -15$ N.m à $t = 3$ s) de la (figure 2.19) montrent que les grandeurs telle que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influés par cette variation.

La (figure 2.19) montre également un découplage entre le couple électromagnétique (C_e) et le flux rotorique (Φ_r), et l'orientation du flux rotorique suivant l'axe «d» est vérifiée.

Le couple électromagnétique à la même allure que le courant i_{sq} à un coefficient près ce qui prouve le découplage est parfaitement réalisé ($\Phi_{rq}=0$).

Nous constatons également que le couple suit les consignes .le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est robuste de point de vue variation de la charge.

1.7.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

Simulation

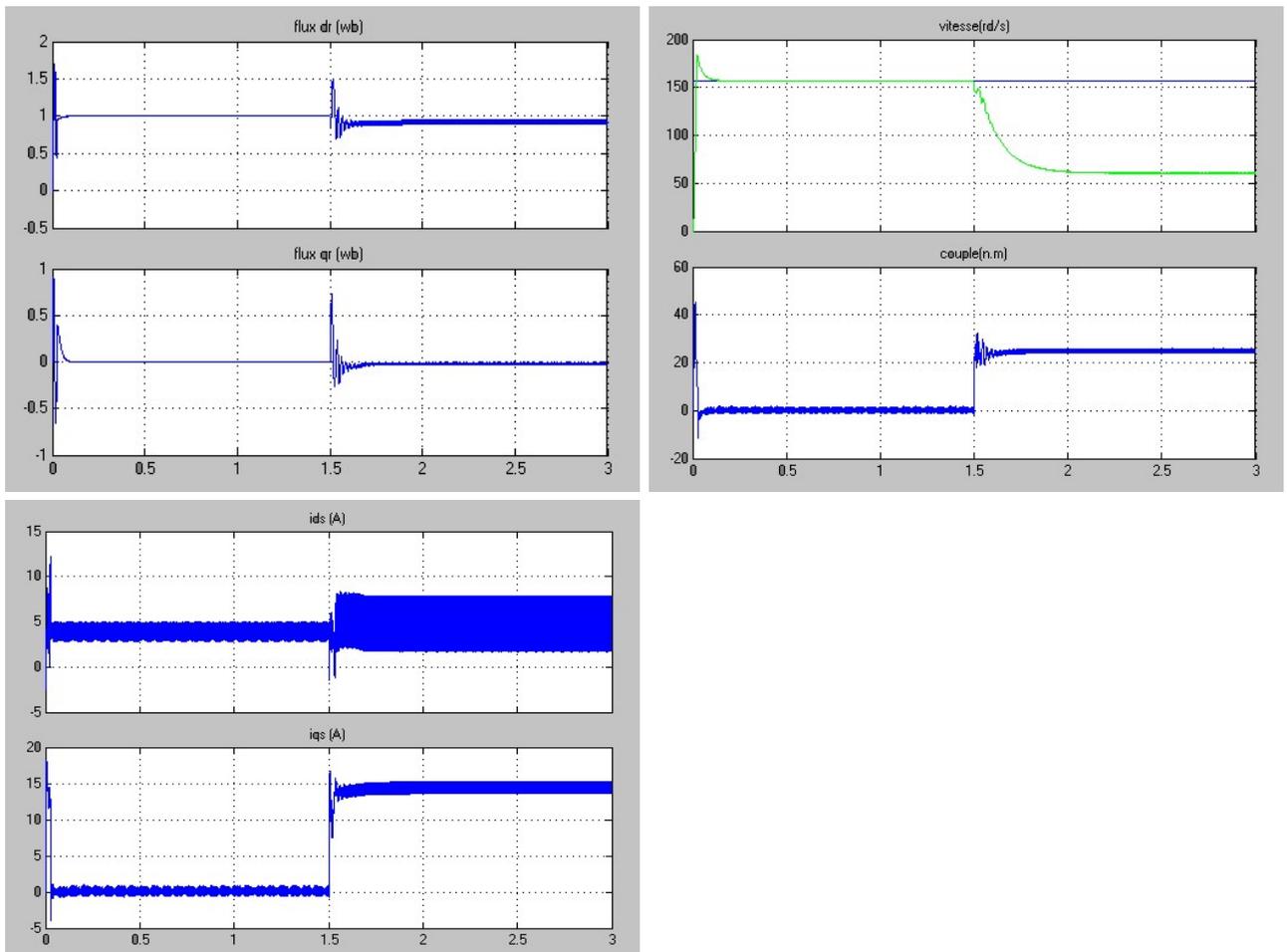


Figure 2.20. Test de robustesse pour la variation de la R_r à 100%.

Interpritation

D'après les résultats présentés dans la (figure 2.20), on remarque au moment de variation de la résistance rotorique de 100 % de la résistance nominale dû à l'échauffement de la machine.

A partir de l'instant de variation de la résistance, on constate le découplage est touché, donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.

2.8 Conclusion

A travers ce chapitre, il nous permis de dire que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparé.

Les résultats de simulation, nous conduit à dire que la machine asynchrone commandé par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse.

Cependant, le point faible de cette commande réside dans sa faible robustesse vis-à-vis à des variations paramétriques.

On peut améliorer la robustesse de la commande vectorielle, et grâce à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée permet de l'implantation des régulateurs par mode de glissement associé à la commande connu au lieu des régulateurs classiques (PI).

Chapitre 3 Commande Par Mode Glissant et Backstepping De La MAS

3.1 Commande Par Mode Glissant De La MAS

3.1.1 Introduction

Nous avons vu précédemment que la commande IRFOC à régulateurs PI, donne de bons résultats dans le cas où le système est linéaire à paramètres constants. Cependant, elle reste très limitée pour un système non linéaire ayant des paramètres variables, dans ce cas, on doit faire appel à une technique qui répond aux exigences dont l'insensibilité aux variations de paramètres et aux perturbations.

La technique de commande à structure variable (VSC) par mode glissant de l'anglais *Sliding Mode Control*, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbation due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, toute en ayant une très bonne réponse dynamique.

Dans le but d'améliorer les performances de notre commande en termes de robustesse, on va introduire dans ce chapitre, cette technique très apprivoisée par les chercheurs. En premier lieu, des notions de bases de la commande par mode glissant seront abordées, avec application à la commande de la MAS. Après on va procéder à la simulation en commençant par la commande discontinue de base « **sign** » qui sera comparée avec la commande adoucie « **sat** », ensuite on va introduire une autre forme de surface. On terminera par l'application d'une structure qui groupe un régulateur PI et des régulateurs à mode glissant. [1]

3.1.2 Systèmes à structure variables

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient. Il en découle donc la définition suivante :

3.1.2-1 Définition

Un système est dit à structure variable, s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si condition "1" vérifiée} \\ \vdots \\ f_n(X) & \text{si condition "n" vérifiée} \end{cases} \quad f_j \in C^k, \quad k \geq 1 \quad (3.1)$$

Lorsque la condition j est vérifiée, le système commute vers la structure j associée. En conséquence, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. [2] [4]

3.1.2.2 Exemple

A titre d'exemple, prenons le cas d'un système du second ordre défini par :

$$\ddot{X} = -X. \quad u \quad (3.2)$$

Où $X, u \in R$, X est l'état et u la commande du système.

Le problème posé est le suivant: Comment ramener le système à l'origine $(X, \dot{X}) = (0, 0)$

à partir d'un état initial: $(X, \dot{X}) = (X_0, \dot{X}_0)$.

La solution proposée est la suivante : Si on pose $u = \alpha^2$, (α une constante), alors la solution de l'équation (3.2) est :

$$\begin{cases} X = c_1 e^{j\alpha t} + c_2 e^{-j\alpha t} \\ \dot{X} = j\alpha c_1 e^{j\alpha t} - j\alpha c_2 e^{-j\alpha t} \end{cases} \quad (3.3)$$

Où c_1 et c_2 sont des constantes qui dépendent des conditions initiales du système.

A partir de l'expression (3.3) on tire la relation liant X et \dot{X} telle que :

$$\frac{\dot{X}}{\alpha^2} + X^2 = 4c_1c_2 > 0 \tag{3.4}$$

Cette solution représente l'équation d'une ellipse dans le plan de phase (Fig.3.1) suivant que α soit supérieure, inférieure où égale à 1.

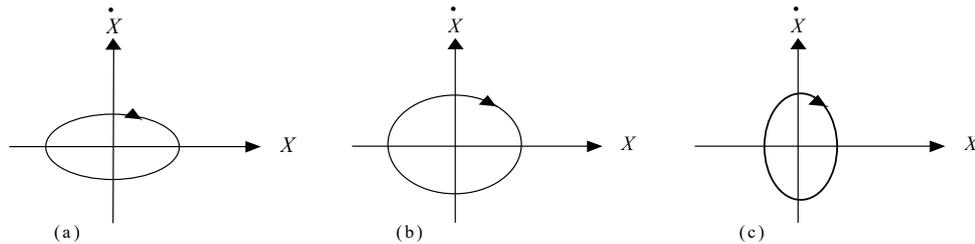


Figure 3.1.1. Représentation dans le plan d'état du comportement du système **a : $\alpha < 1$; b : $\alpha = 1$; c : $\alpha > 1$.**

Etant donné que la variation se fait selon la direction des aiguilles d'une montre (Fig.3.1), la loi de commutation de la commande est choisie suivant le signe de $X \dot{X}$, de la manière suivante :

$$u = \begin{cases} \alpha^2 = \alpha_1^2 < 1 & \text{si } X \dot{X} < 0 \\ \alpha^2 = \alpha_2^2 > 1 & \text{si } X \dot{X} > 0 \end{cases} \tag{3.5}$$

Il en résulte un comportement convergent et stable vers l'origine (Figure 3.2).

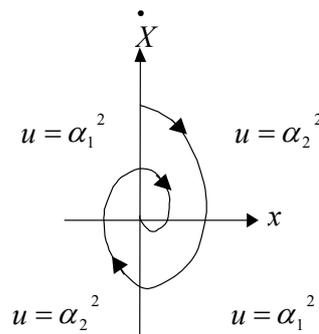


Figure 3.1.2. Convergence et stabilisation par logique de commutation

3.1.3 Théories des Modes glissants

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global. [3]

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n = 2$) :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Où $S(x, t)$ est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t) \ / \ S(x, t) = 0\} \quad (3.8)$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à «n » moins le nombre de fonction de commutation disponible (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0

- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).

- La troisième configuration (Figure.3.3) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé « mode de glissement »

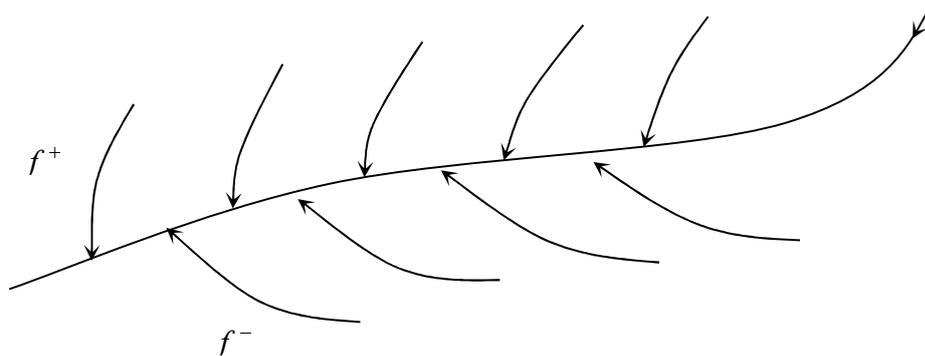


Figure 3.1.3. Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement.

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants, bien connus et appréciés depuis le début des années quatre-vingt etc. Ce type de commande est de conception simple, permet une bonne précision, une bonne stabilité, un excellent temps de réponse et notamment la robustesse. Ce type de commande est particulièrement adapté aux systèmes ayant des modèles imprécis. Cette imprécision peut être due à deux raisons :

- Imprécision et variation de paramètres : Problème d'identification.
- Simplification du modèle dynamique du système : Problème de modalisation.

Il faut signaler aussi la simplicité de la mise en œuvre, l'adaptation, aussi bien aux processus linéaires qu'à ceux non linéaires. Ce type de commande peut être également utilisé d'une manière tout à fait analogue ; non seulement en régulation, mais aussi dans les problèmes de poursuite du modèle. [3][2]

3.1.3.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre.

Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [5], [6] (Figure3.4):

- ◆ **Le mode de convergence (MC)** : Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- ◆ **Mode de glissement (MG)** : C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation .La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.
- ◆ **Le mode de régime permanent (MRP)** : Il est nécessaire pour l'étude du Comportement d'un système autour du point d'équilibre.

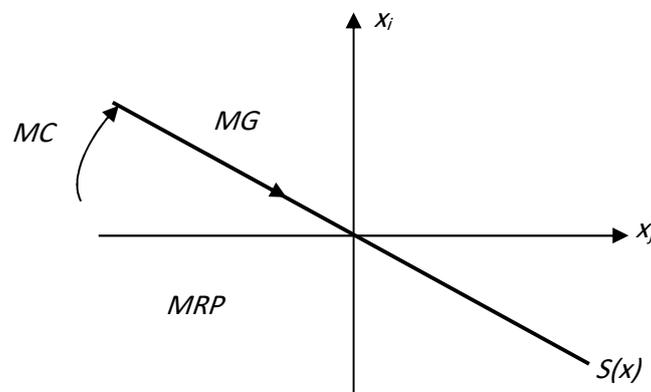


Figure 3.1.4. Les modes de trajectoire dans le plan de phase.

3.1.4 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique .La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

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

3.1.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme .En fonction de l'application et de l'objectif visé .En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [3], [5] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (3.9)$$

Il faut choisir « m » surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension « m ». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite « loi de commutation par contre réaction d'état », Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. **J. J. Slotine** propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.10)$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$.

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

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

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$.

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$.

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$S(x) = 0$ Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro.

Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence .La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence- sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre " r " .

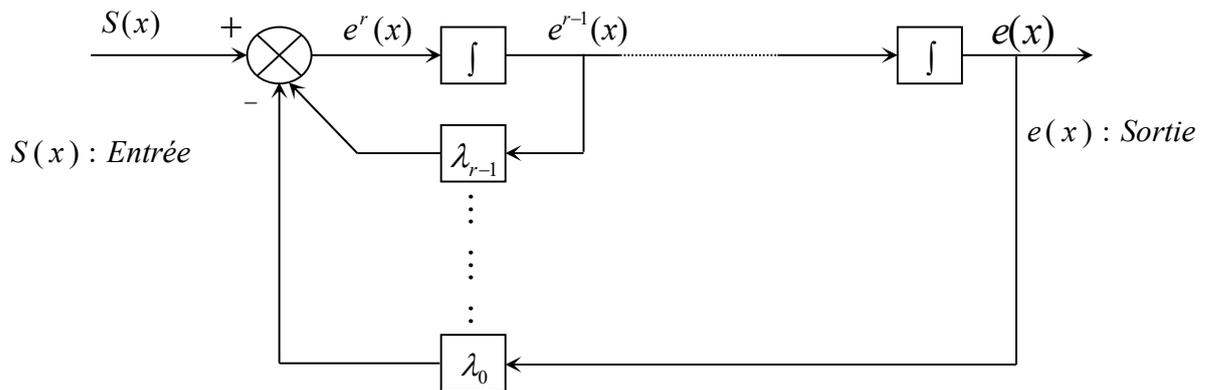


Figure 3.1.5. Schéma de la structure en cascade de la commande

Par mode de glissement

3.1.4.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

3.1.4.3 Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN .Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [6] :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \tag{3.11}$$

3.1.4.4 Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(x) < 0$).Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. [3]

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{3.12}$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.13)$$

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

Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.14)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés (Figure 3.6). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

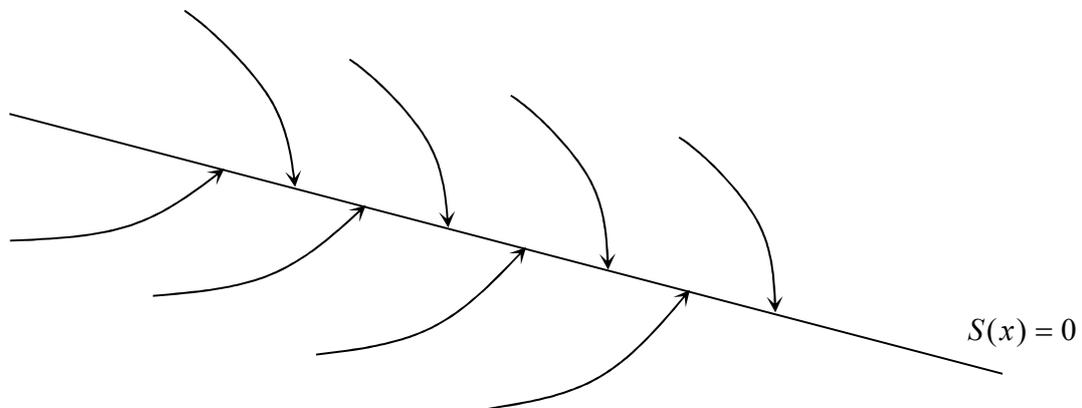


Figure 3.1.6. Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

3.1.4.3 Calcul de la commande

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

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{Max} et u_{Min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure 3.7). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissement.

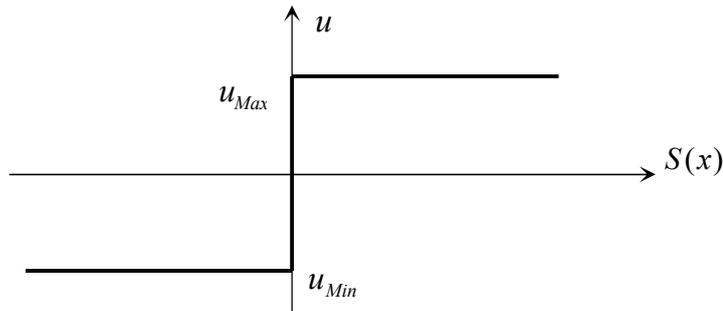


Figure 3.1.7. Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

a) Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue.

De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante.

Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (3.15)$$

$u_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$

$u_N(t)$ Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence,

donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il

$$\text{est donné par : } \dot{S}(x) = u_N$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{Max} et u_{Min} .

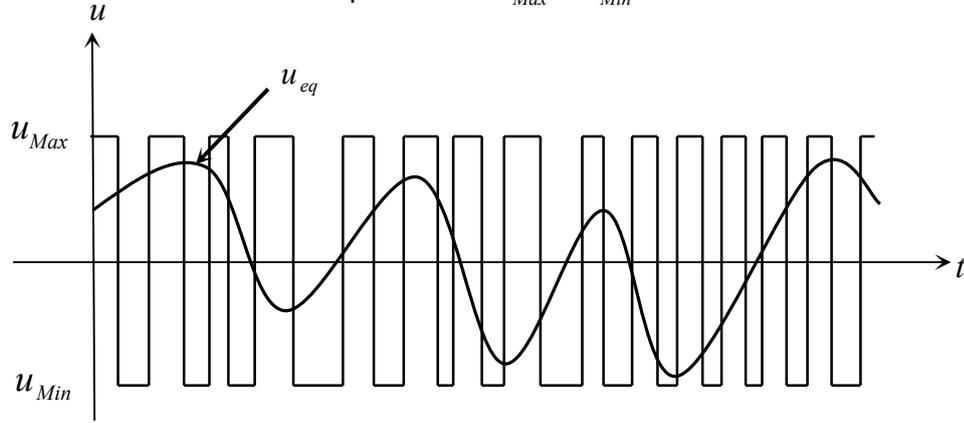


Figure 3.1.8. La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min} .

b) Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.15).

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \tag{3.15}$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_N , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \tag{3.16}$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \tag{3.17}$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, \quad u_N = 0 \quad (3.18)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (3.18) dans l'équation (III-15). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (3.19)$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} < 0 \quad (3.20)$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais (Figure 3.9). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (3.21)$$

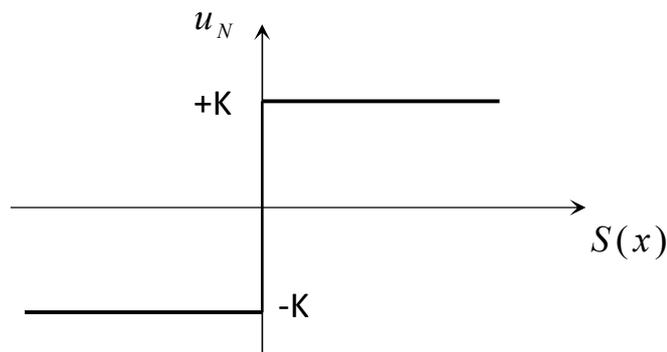


Figure 3.1.9. Représentation de la fonction « SIGN »

En remplaçant l'expression (3.21) dans (3.20), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K|S(x)| < 0 \quad (3.22)$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (3.22) .Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande.

Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande. [3]

3.1.4.4 Elimination du phénomène de CHATTERING

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées.

Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [2].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences .On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [5],[3],[2] (Figure 3.10) :

- Fonction **SAT** :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si \ S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si \ S < \mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si \ |S| < \mu \end{cases}$$

μ : Un paramètre petit et positif.

- Fonction **SMOOTH** :

On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe C^1 .On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Figure 3.11) ; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

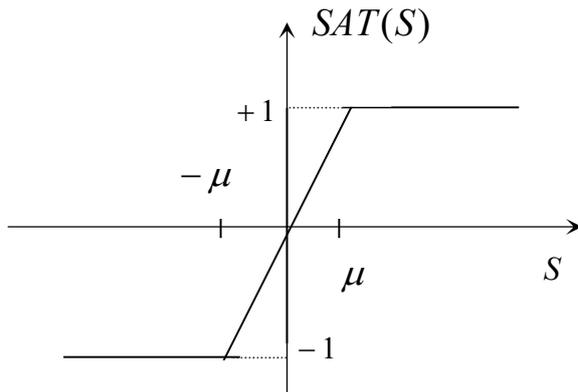


Figure 3.1.10. Fonction « SAT »

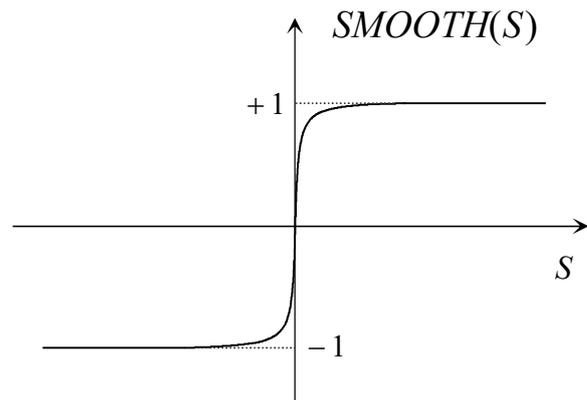


Figure 3.1.11. Fonction « SMOOTH »

3.1.5 Application de la commande par mode de glissement à la MAS

3.1.5.1 Description

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de trois surfaces sur les deux axes. La boucle interne permet de contrôler les courants « i_{ds} et i_{qs} » et la boucle externe la vitesse « Ω_r ».

La (figure 3.12) représente la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le courant direct pour l'axe d et la vitesse et le courant en quadrature pour l'axe q . La grandeur de sortie de boucle externe représente les références de courant des boucles internes. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer sur la machine.

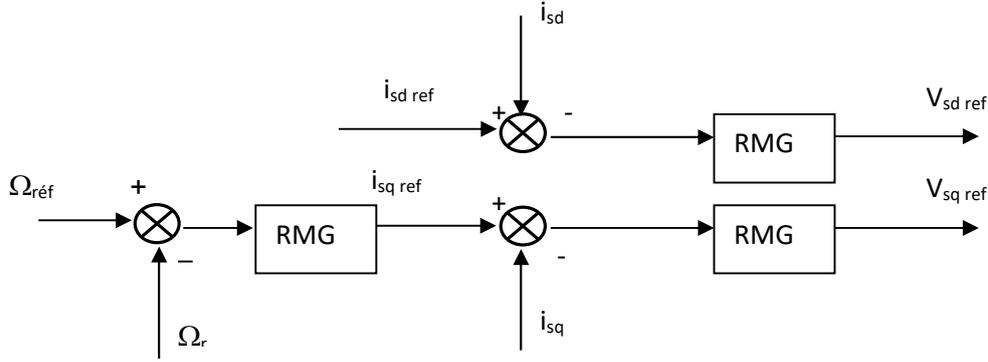


Figure 3.1.12. Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement

3.1.5.2 Sélection des surfaces de commutation

3.1.5.2.1 Surface de régulation de la vitesse

$$S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r \tag{3.23}$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \tag{3.24}$$

En remplaçant $\dot{\omega}_r$ on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - p \cdot \frac{M}{J \cdot l_r} \Phi_{rd} \cdot i_{sq} + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{C_r}{J} \tag{3.25}$$

Avec:

$$i_{sq} = i_{sqeq} + i_{sqn} \tag{3.26}$$

Durant le régime de mode glissant :

$$\dot{\omega}_r = \dot{\omega}_{rref} \text{ et } i_{sqn} = 0$$

D'après l'expression (18) on obtient :

$$i_{sqeq} = \frac{J \cdot l_r}{p \cdot M \cdot \Phi_{rd}} \left[\dot{\omega}_{rref} + \frac{f}{J} \omega_{rref} + \frac{C_r}{J} \right] \tag{3.27}$$

Et

$$i_{sqn} = K_1 \cdot \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \mu_1} \tag{3.28}$$

3.1.5.2.2 Surface de régulation du courant i_{sq}

$$S(i_{sq}) = i_{sqref} - i_{sq} \quad (3.29)$$

Durant le régime de mode glissant

$$\dot{i}_{sq} = \dot{i}_{sqref} \text{ et } V_{sqn} = 0$$

A travers l'expression (2.7) on obtient :

$$V_{sqeq} = \sigma \cdot L_s \left[\dot{i}_{sq} + \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) i_{sq}^* + \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{Msr} \cdot \omega_r \cdot \Phi_{rd} \right] \quad (3.30)$$

Et

$$V_{sqn} = K_2 \cdot \frac{S(i_{sq})}{|S(i_{sq})| + \mu_2} \quad (3.31)$$

Avec :

$$V_{sq} = V_{sqeq} + V_{sqn} \quad (3.32)$$

3.1.5.2.3 Surface de régulation du courant i_{sd} :

$$S(i_{sd}) = i_{sdref} - i_{sd} \quad (3.33)$$

En respectant les mêmes étapes que les précédente, on obtient :

$$V_{sd eq} = \sigma \cdot L_s \left[\dot{i}_{sdref} + \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) i_{sdref} - \omega_s \cdot i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r} \cdot \Phi_{rd} \right] \quad (3.34)$$

Et

$$V_{sdn} = K_3 \cdot \frac{S(i_{sd})}{|S(i_{sd})| + \mu_4} \quad (3.35)$$

Avec :

$$V_{sd} = V_{sd eq} + V_{sdn} \quad (3.36)$$

Le choix des gains (K_1 , K_2 et K_3) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur

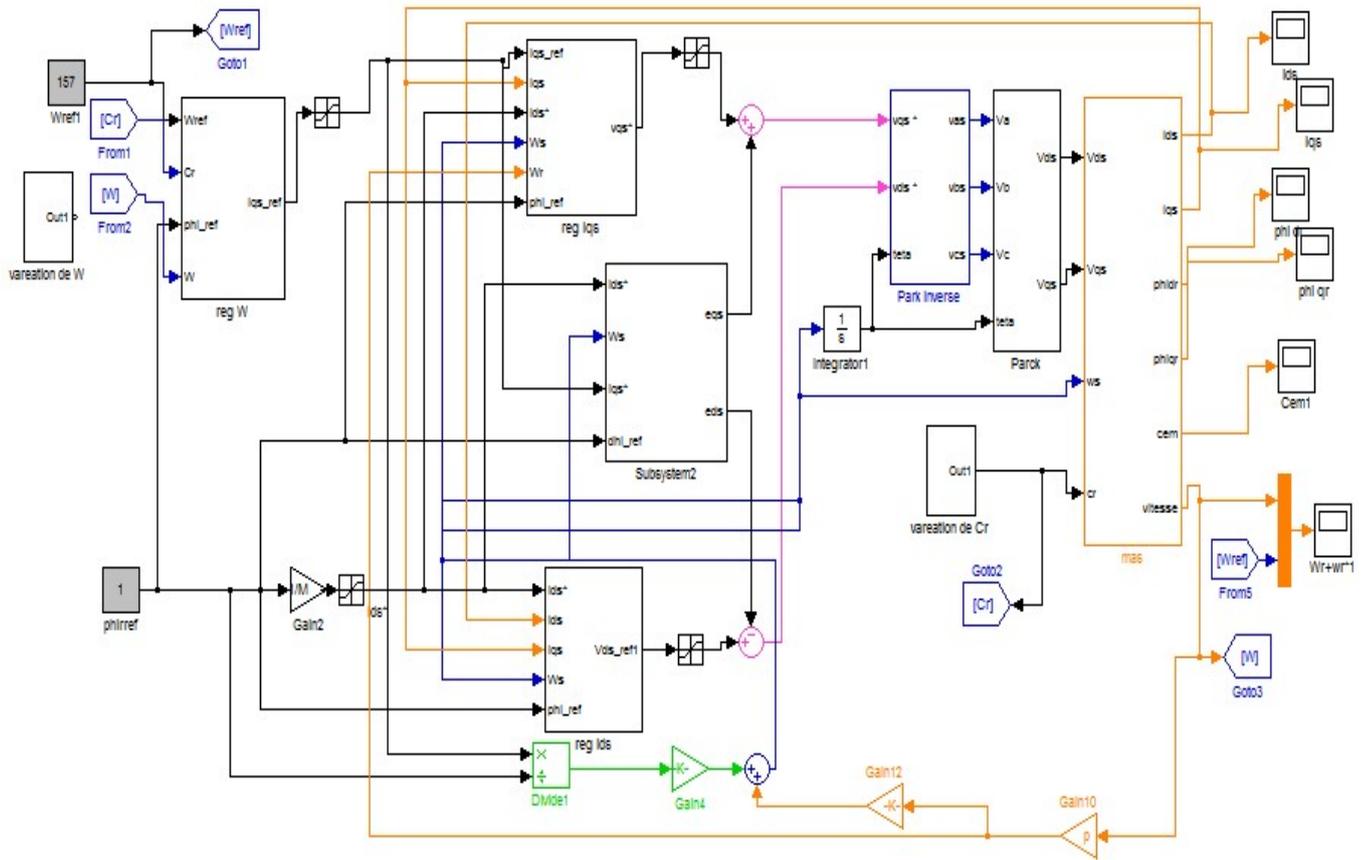


Figure 3.1.13. Schéma bloc de simulation de la commande par mode glissant.

3.1.6 Simulation

3.1.6.1 Essai à vide

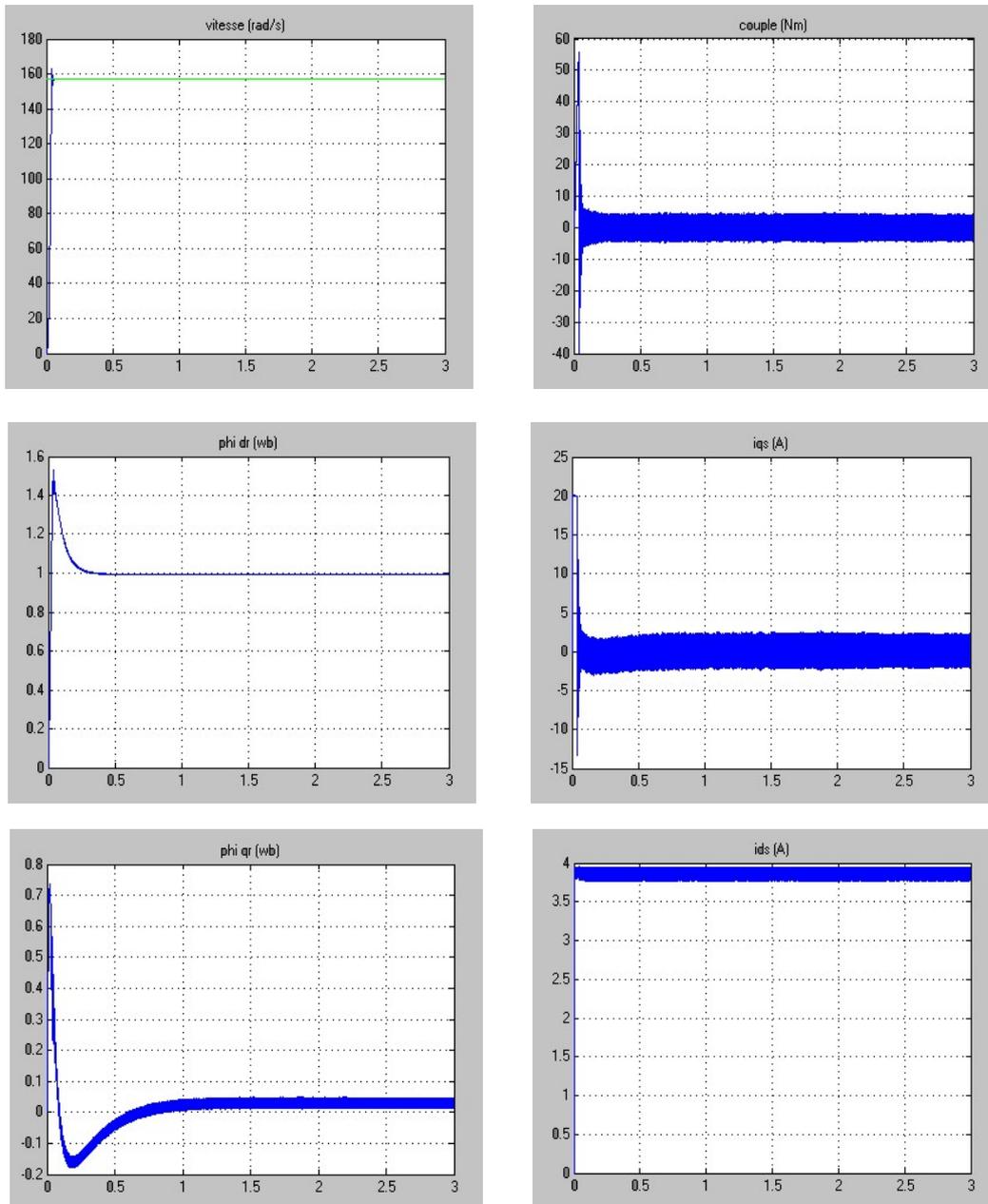


Figure 3.1.14. Commande par mode glissant de la MAS à vide.

3.1.6.2 Essai en charge

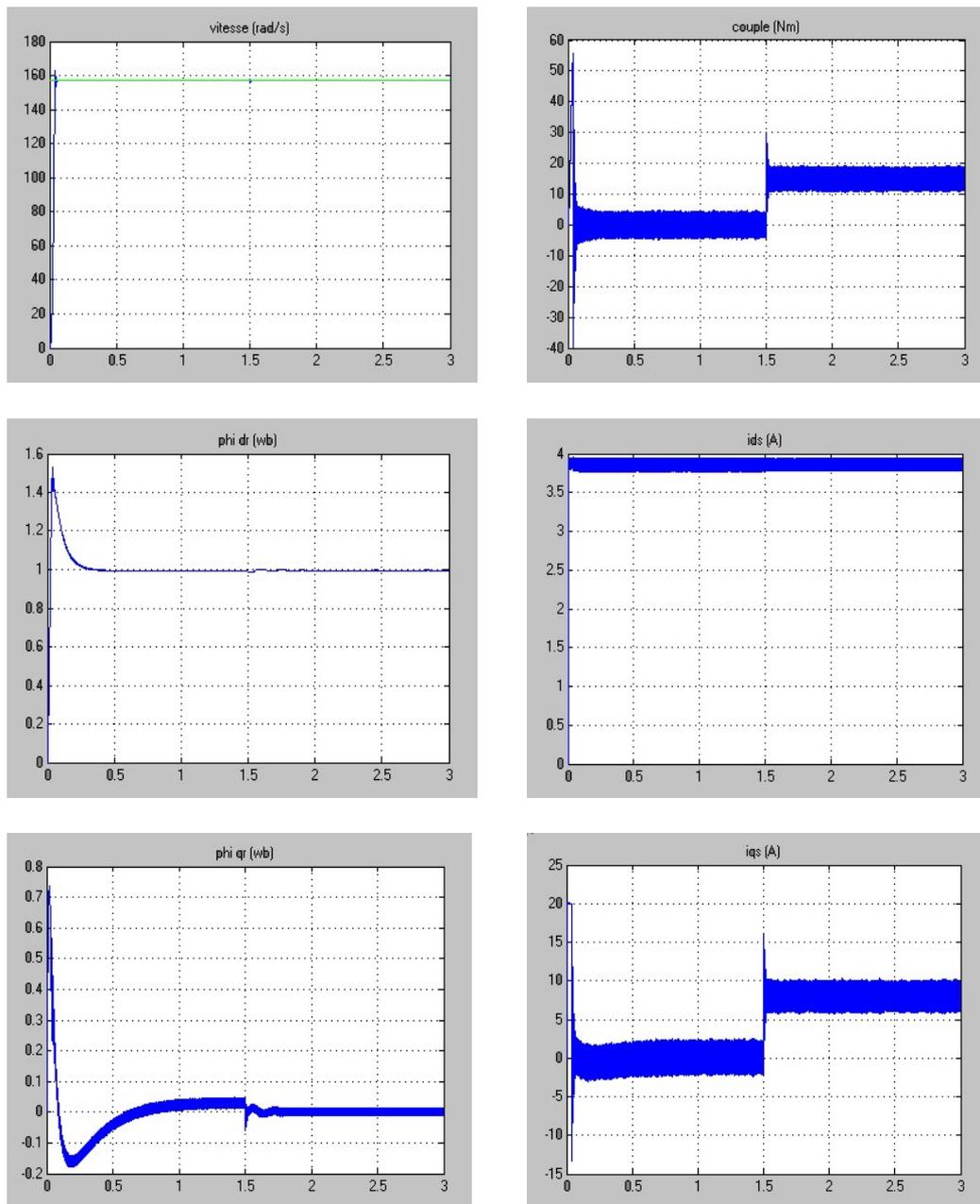


Figure 3.1.15. Commande par mode glissant de la MAS avec application d'un couple résistant ($C_r = 15\text{N.m}$, à $t=1\text{s}$).

Interprétation

Les figures (3.1.14,3.1.15) représente les résultats de simulation de l'essai a vide et en charge, cette figure montre que avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.1s) .Après l'application de la charge ($C_r=15\text{ N.m}$), on constate aucune influence sur l'allure de vitesse.

Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge.

Le flux est orienté sur l'axe d, tout on respectant le principe de la commande vectorielle.

3.1.7 Test de robustesse

3.1.7.1 Test de robustesse pour la variation et l'inversion de la vitesse

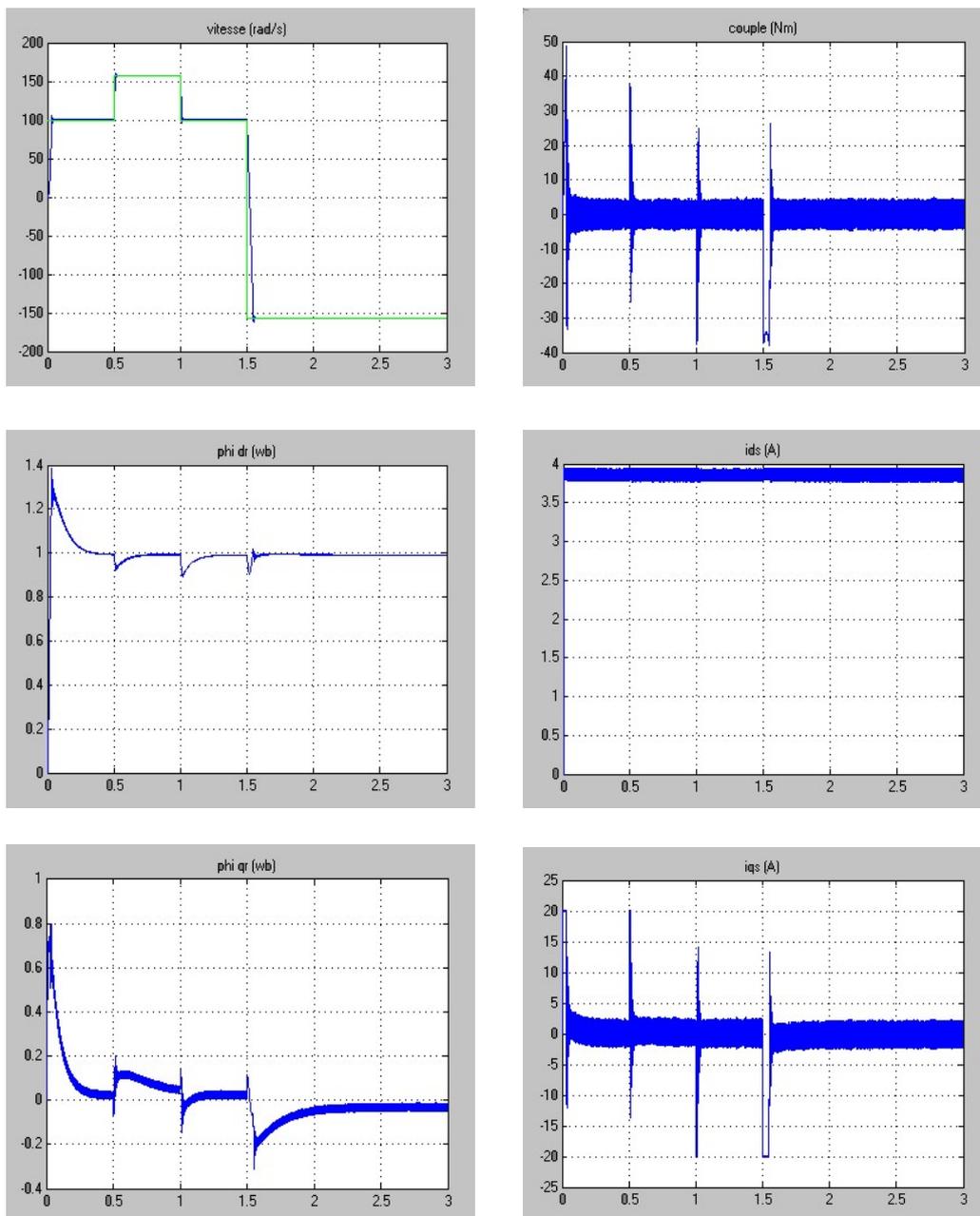


Figure 3.1.16. Test de robustesse pour la variation et l'inversion de la vitesse.

Interprétation

La Figure (3.16) présente les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse (100rad/s, 157et100rad/s) .On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement sa nouvelle référence, ce la vent dire que la régulation est robuste. Le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

On remarque aussi une diminution en module de la composante directe du flux lors la variation en sur vitesse (mode défluxé), puis retourne à sa valeur désiré .La composante quadrature du flux présente une petite variation en module.

Les courbes des courants présentes des pics aux moments la variation de la vitesse.

A $t=1.5s$ en applique une inversion de la vitesse, on remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même .L'allure de couple et des courants statoriques présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse en constate une variation négligeable au niveau les composantes du flux rotorique, donc en peut dire que le découplage est parfaitement réalisé.

3.1.7.2 Test de robustesse pour la variation de la charge

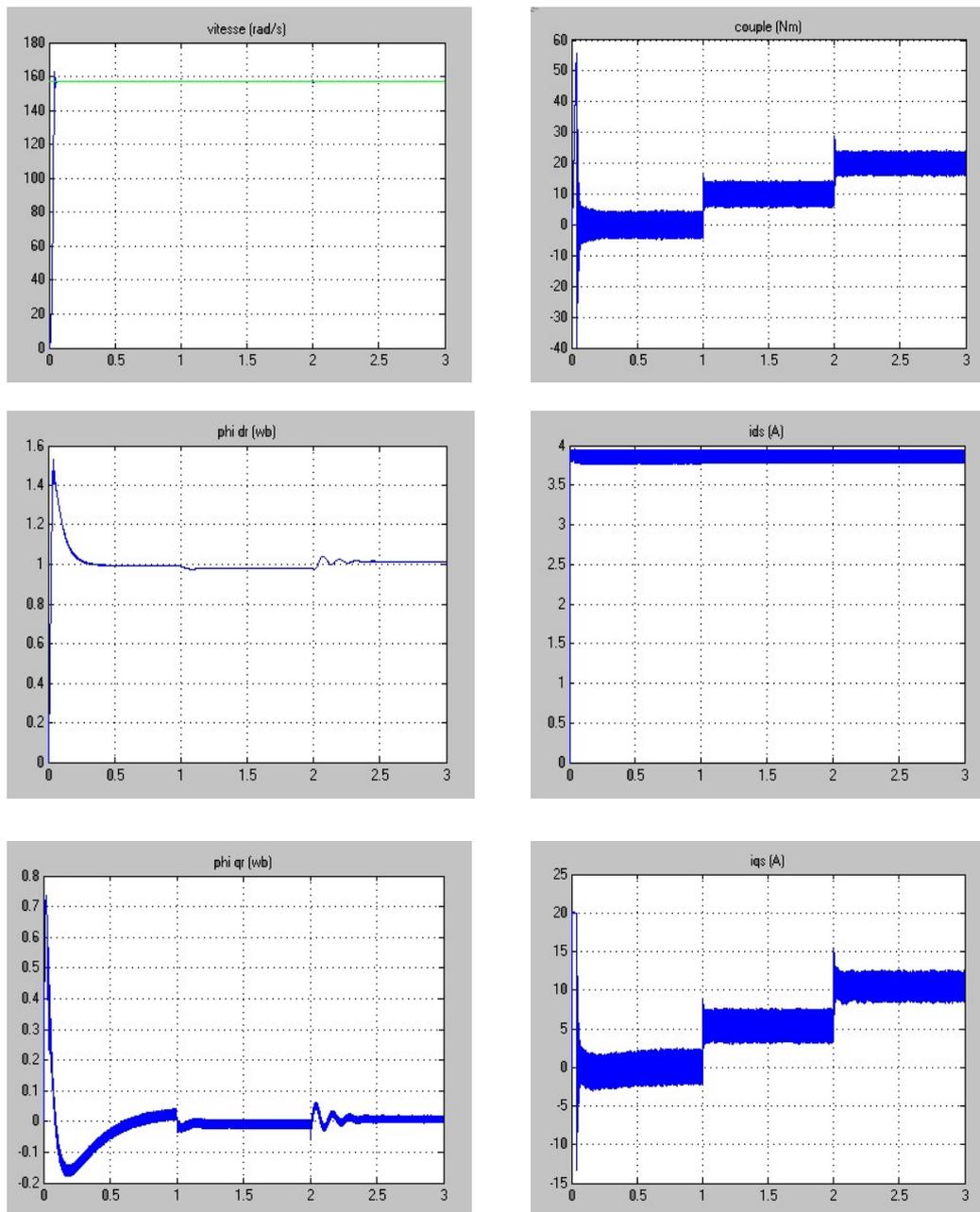


Figure 3.1.17. Test de robustesse pour la variation de la charge

($C_r=10Nm$ à $t=1s$ et $C_r=10Nm$ à $t=2s$).

Interprétation

Les résultats de simulation de la Figure (3.16) montre que la vitesse atteinte très rapidement sa référence sans aucun dépassement .L'allure de couple électromagnétique présente le fort couple aux premiers instants de démarrage, puis suit sa référence .Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge .Le découplage est toujours réalisé.

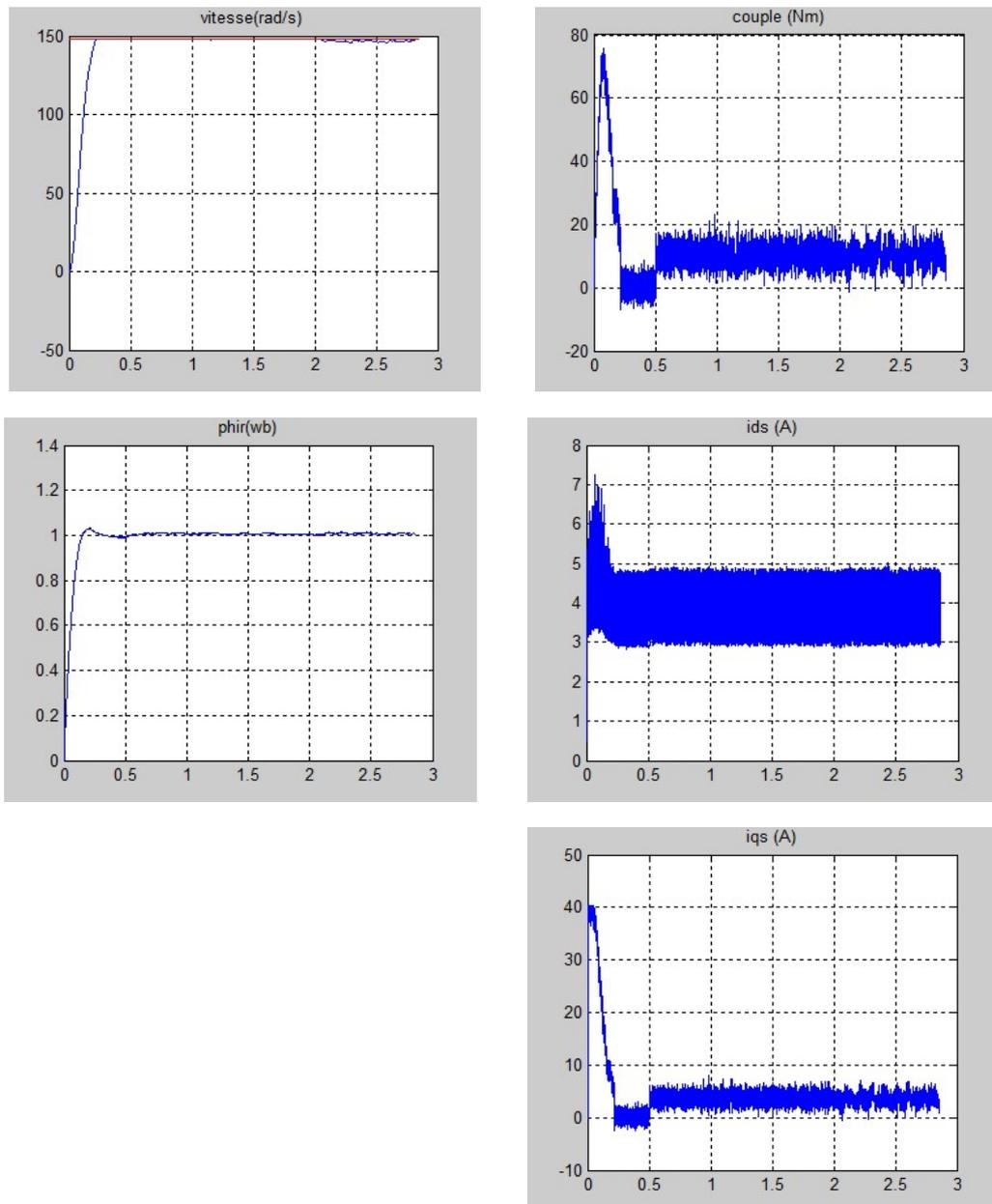
3.1.7.3 Test de robustesse pour la variation de la R_s (50% à 1s ,100% à 2s)

Figure 3.1.18. Test de robustesse pour la variation de la R_s (50% à 1s ,100% à 2s)

Interprétation

Ce test est effectué lors de la variation de la résistance statorique (50% à $t=1s$, et 100% à $t=2s$) dû à l'échauffement. La machine tourne toujours à sa vitesse nominale sous sa charge nominale. Les résultats observés sont similaires à ceux présentés dans le dernier cas et à noter une légère diminution du flux rotorique dû à l'augmentation de la résistance statorique comme il est présenté dans la Figure (3.1.7.3). À l'instant $t=2s$ la vitesse ne suit pas la vitesse de référence.

3.1.7.4 Test de robustesse pour la variation de la R_r (20% à 1s ,50% à 2s)

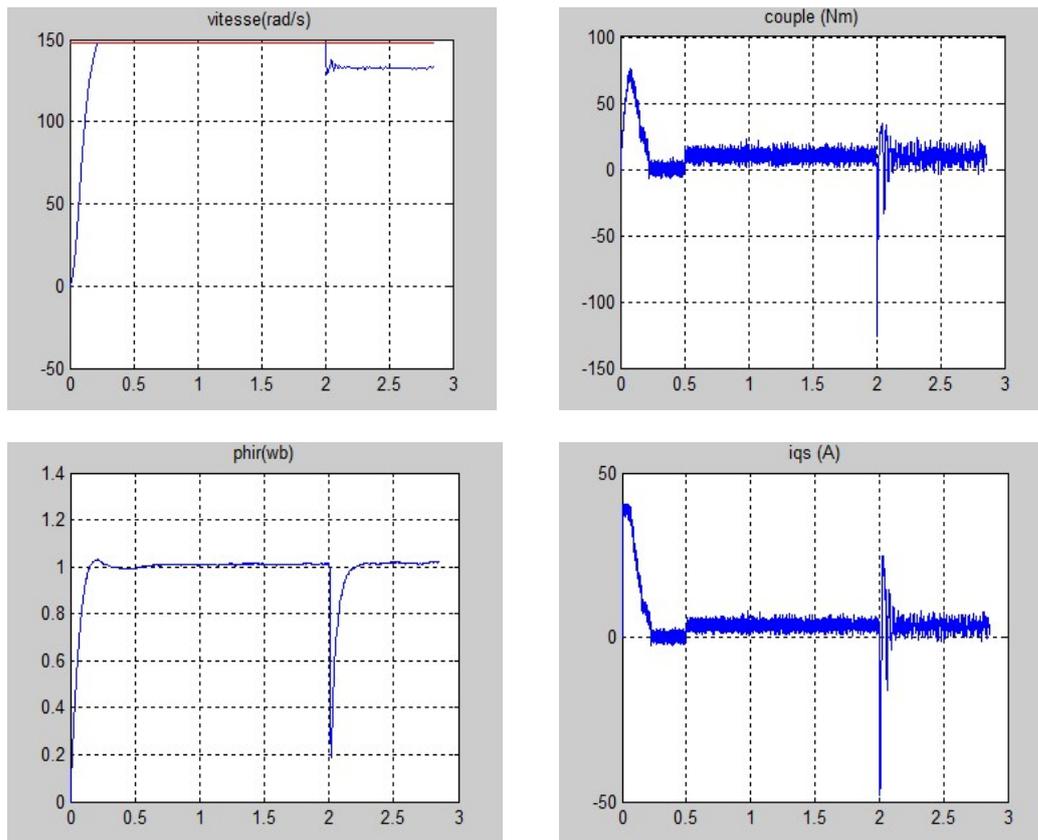


Figure 3.1.19. Test de robustesse pour la variation de la R_r (20% à 1s ,50% à 2s)

Interprétation

La figure (3.1.19) montre que une variation de la résistance rotorique mène à une perturbation de découplage, il n'est pas parfait, ce la peut être justifié par l'absence de l'observateur de flux ; car pour nous on a appliqué la méthode indirecte.

Pour cela, on peut conclure que cette méthode reste toujours incapable de résoudre ce problème d'où l'appel à l'application de le RMG avec la méthode directe (observation de flux).

3.2 Commande robuste par backstepping

3.2.1 Introduction

La commande par Backstepping des systèmes non linéaires, permet de construire une loi de commande qui garantie, en tout temps, la stabilité du processus. L'écriture des états sous forme paramétrique pure met en évidence les sous-systèmes du processus, pour chacune de ces parties, il faut trouver, à l'aide d'une fonction de Lyapunov, une commande qui permet de stabiliser le sous-système. Pour se faire, l'état précédent est considéré comme la variable manipulable. L'ordre du sous-système est ensuite augmenté et le développement précédent est recommencé. A la fin, une loi de commande est obtenue pour le processus.

Dans ce chapitre, on donnera un aperçu de la commande par Backstepping appliquée à un système du second ordre. Par la suite on appliquera cette technique de commande à la machine asynchrone.

3.2.2 Généralités sur l'approche du backstepping

Le principe du Backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovic & Sussmann (1989) d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. La technique du Backstepping permet de manière séquentielle et systématique de construire une fonction de Lyapunov stabilisante. L'idée principale est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour les systèmes non linéaires en considérant quelques variables d'états comme étant des commandes virtuelles, et leurs concevoir des lois de commandes intermédiaires. La loi de commande trouvée, permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type des non linéarités. [9][10][11]

3.2.3 Principe du backstepping

L'idée principale de Backstepping consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que cette

dérivée soit toujours négative. Il s'agit de fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. [9]

Dans cette première partie, on va développer un système de commande par Backstepping. L'objectif attendu est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et de réaliser la stabilité et l'équilibre du système. Pour se familiariser avec la commande par Backstepping, on va l'appliquer pour un système du second ordre.

3.2.4 Commande par backstepping de la MAS

L'application de la commande par Backstepping à la machine asynchrone, nécessite l'utilisation de son modèle dans la repère (α, β) afin d'éviter l'utilisation des transformations de Park. Cette approche est basée sur trois étapes pour la détermination de la loi de commande donnée par les tensions statoriques de la machine.

Avant de commencer le calcul des différentes étapes, on regroupe dans le système suivant, les équations électriques, magnétiques et mécaniques.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = -\alpha \Phi_{r\alpha} - P\Omega \Phi_{r\beta} + \alpha M i_{s\alpha} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\alpha \Phi_{r\beta} + P\Omega \Phi_{r\alpha} + \alpha M i_{s\beta} \\ \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \alpha \beta \Phi_{r\alpha} + P\beta \Omega \Phi_{r\beta} - \eta i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \alpha \beta \Phi_{r\beta} - P\beta \Omega \Phi_{r\alpha} - \eta i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{s\beta} \end{array} \right. \quad (3.37)$$

Avec:

$$\mu = \frac{PM}{L_r}, \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \eta = \frac{M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s}{\sigma L_s L_r^2}, \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

Le flux rotorique est donné par :

$$\overline{\Phi_r} = \Phi_{r\alpha} + j \cdot \Phi_{r\beta} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot \left[\frac{\Phi_{r\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} + j \cdot \frac{\Phi_{r\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \right] \quad (3.38)$$

$$\overline{\Phi_r} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot [\cos(\theta_s) + j \cdot \sin(\theta_s)]$$

On donne alors le module du flux et sa dérivée par :

$$\phi_r = \Phi_r^2 \quad (3.39)$$

$$\dot{\phi}_r = 2(\dot{\Phi}_{r\alpha}\Phi_{r\alpha} + \Phi_{r\beta}\dot{\Phi}_{r\beta}) \quad (3.40)$$

Etape 1

Dans cette étape on considère les erreurs " e_1 ", " e_2 " entre la vitesse " Ω " et sa référence " Ω_{ref} " et du flux rotorique " ϕ_r " et sa référence " ϕ_{ref} ".

$$\begin{cases} e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 = \phi_{ref} - \phi_r \end{cases} \quad (3.41)$$

Donc la dérivée de " e_1 ", " e_2 " est donnée par :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} (\Phi_{r\alpha}i_s - \Phi_{r\beta}i_{s\alpha}) + \frac{C_r}{J} \quad (3.42)$$

$$\dot{e}_2 = \dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_r = \dot{\phi}_{ref} + 2\alpha\phi_r - 2\alpha M(i_{s\alpha}\Phi_{r\alpha} + i_{s\beta}\Phi_{r\beta})$$

La fonction de Lyapunov choisi, est définie comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (3.43)$$

Lors les fonctions de stabilisation sont données par:

$$i_{s\beta} = \frac{J}{\mu\Phi_{r\alpha}} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} i_{s\alpha} \quad (3.44)$$

$$i_{s\alpha} = -\frac{J}{\mu\Phi_{r\beta}} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\Phi_{r\alpha}}{\Phi_{r\beta}} i_{s\beta} \quad (3.45)$$

Pour avoir une dérivée négative de la fonction de Lyapunov, on doit choisir les courants de référence comme suit :

$$(i_{s\alpha})_{ref} = -\frac{J \sin(\theta)}{\mu\Phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\cos(\theta)}{2\alpha M\Phi_r} (K_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha\phi_r) \quad (3.46)$$

$$(i_{s\beta})_{ref} = \frac{J \cos(\theta)}{\mu\Phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\sin(\theta)}{2\alpha M\Phi_r} (K_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha\phi_r) \quad (3.47)$$

La dynamique des erreurs doit être choisie par :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 \text{ et } \dot{e}_2 = -k_2 e_2 \quad (3.48)$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient:

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0, \text{ avec } k_1 > 0 \text{ et } k_2 > 0 \quad (3.49)$$

Etape 2

Dans cette étape, on considère les erreurs " e_3 ", " e_4 " entre les courants " i_{sq} " et " i_{sqref} " et le les courants " i_{sd} " et " i_{sdref} ".

$$e_3 = (i_{s\beta})_{ref} - i_{s\beta} \quad (3.50)$$

$$e_3 = \frac{J \cos(\theta)}{\mu \Phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\sin(\theta)}{2\alpha M \Phi_r} (K_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha \phi_r) - i_{s\beta}$$

$$e_4 = (i_{s\alpha})_{ref} - i_{s\alpha} \quad (3.51)$$

$$e_4 = -\frac{J \sin(\theta)}{\mu \Phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\cos(\theta)}{2\alpha M \Phi_r} (K_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha \phi_r) - i_{s\alpha}$$

Alors la dérivée des erreurs " e_1 " et " e_2 " deviennent:

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 - \frac{\mu}{J} \phi_r (e_4 \sin(\theta) - e_3 \cos(\theta)) \quad (3.52)$$

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 + 2\phi_r \alpha M (e_4 \cos(\theta) - e_3 \sin(\theta)) \quad (3.53)$$

Alors la dérivée des erreurs " e_3 ", " e_4 " seront de la forme:

$$\dot{e}_3 = (\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \dot{i}_{s\beta} \quad (3.54)$$

$$= (\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta}$$

$$\dot{e}_4 = (\dot{i}_{s\alpha})_{ref} - \dot{i}_{s\alpha} \quad (3.55)$$

$$= (\dot{i}_{s\alpha})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha}$$

On pose :

$$\delta_1 = \alpha\beta\Phi_{r\beta} - P\beta\Omega\Phi_{r\alpha} - \eta i_{s\beta}$$

$$\delta_2 = \alpha\beta\Phi_{r\alpha} + P\beta\Omega\Phi_{r\beta} - \eta i_{s\alpha}$$

Pour calculer les lois de commande (tensions statoriques), on choisie la fonction de Lyapunov dépendante de toutes les erreurs précédentes. Cette fonction est donnée par:

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (3.56)$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 \quad (3.57)$$

En remplaçant les dérivées des erreurs par leurs valeurs respectives, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 + e_3 \left((\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} + 2\alpha M\Phi_{r\beta} + \frac{\mu\Phi_{r\alpha}}{J} e_1 \right) \\ & + e_4 \left((\dot{i}_{s\alpha})_{ref} - \delta_2 + 2\alpha M\Phi_{r\alpha}e_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} - \frac{\mu\Phi_{r\beta}}{J} e_1 \right) \end{aligned} \quad (3.58)$$

Finalement, pour avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov négative on fait le choix suivant de la loi de commande :

$$V_{s\alpha} = \sigma L_s(k_4e_4 + (\dot{i}_{s\alpha})_{ref} - \delta_2 + 2\alpha M\Phi_{r\alpha}e_2 - \frac{\mu\Phi_{r\beta}}{J} e_1) \quad (3.59)$$

$$V_{s\beta} = \sigma L_s(k_3e_3 + (\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \delta_1 + 2\alpha M\Phi_{r\beta}e_1 - \frac{\mu\Phi_{r\alpha}}{J} e_1)$$

Avec $k_3 > 0$, $k_4 > 0$

Les dérivées des erreurs "e₃", "e₄" seront comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -k_3e_3 - 2\alpha M\Phi_{r\beta} - \frac{\mu\Phi_{r\alpha}}{J} e_1 \\ \dot{e}_4 = -k_4e_4 - 2\alpha M\Phi_{r\alpha}e_2 + \frac{\mu\Phi_{r\beta}}{J} e_1 \end{cases} \quad (3.60)$$

Donc à partir de l'équation (3.60), (3.52) et (3.53) on peut écrire:

$$\dot{e} = A \cdot e$$

Avec $A =$

$$\begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J}\Phi_r \cos(\theta) & -\frac{\mu}{J}\Phi_r \sin(\theta) \\ 0 & -k_2 & \frac{2\alpha M}{\Phi_r} \sin(\theta) & \frac{2\alpha M}{\Phi_r} \cos(\theta) \\ -\frac{\mu}{J\Phi_r} \cos(\theta) & -\frac{2\alpha M}{\Phi_r} \sin(\theta) & -k_3 & 0 \\ \frac{\mu}{J\Phi_r} \sin(\theta) & -\frac{2\alpha M}{\Phi_r} \cos(\theta) & 0 & -k_4 \end{bmatrix}; \quad e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

On constate que les éléments de la matrice A comporte des termes variables $\cos(\theta)$ et $\sin(\theta)$ qui peuvent causées l'instabilité du système. La figure suivant représente le schéma bloc de la commande par Backstepping de la machine asynchrone dans le repère (α, β) . [11][12]

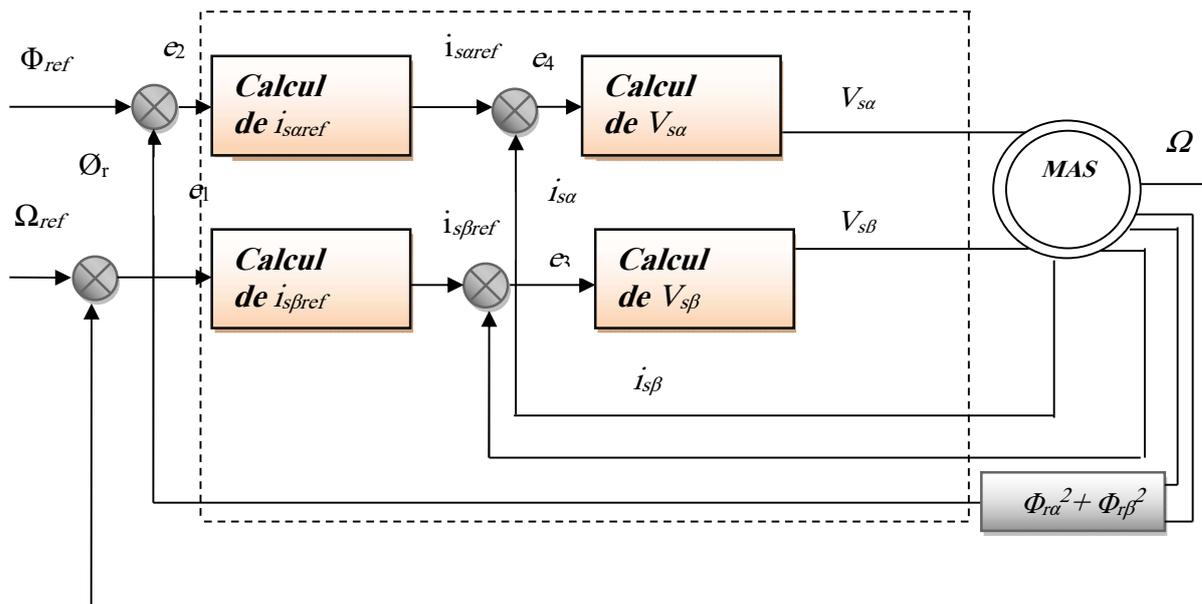


Figure 3.2.1. Principe de la commande par Backstepping de la (MAS) dans le repère (α, β) .

3.2.5 Simulation

3.2.5.1 Essai à vide

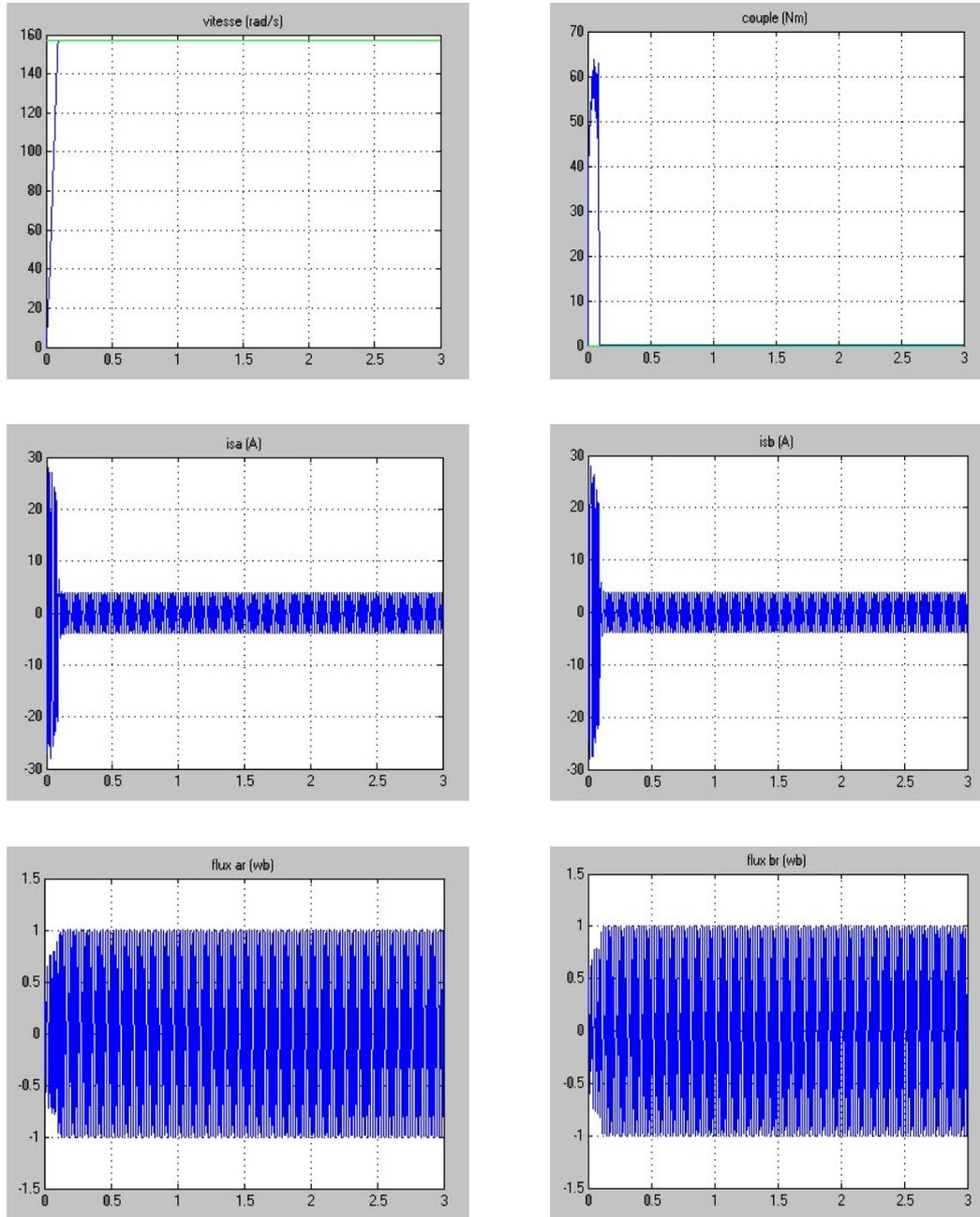


Figure 3.2.2. Commande backstepping de la MAS à vide.

3.2.5.2 Essai en charge

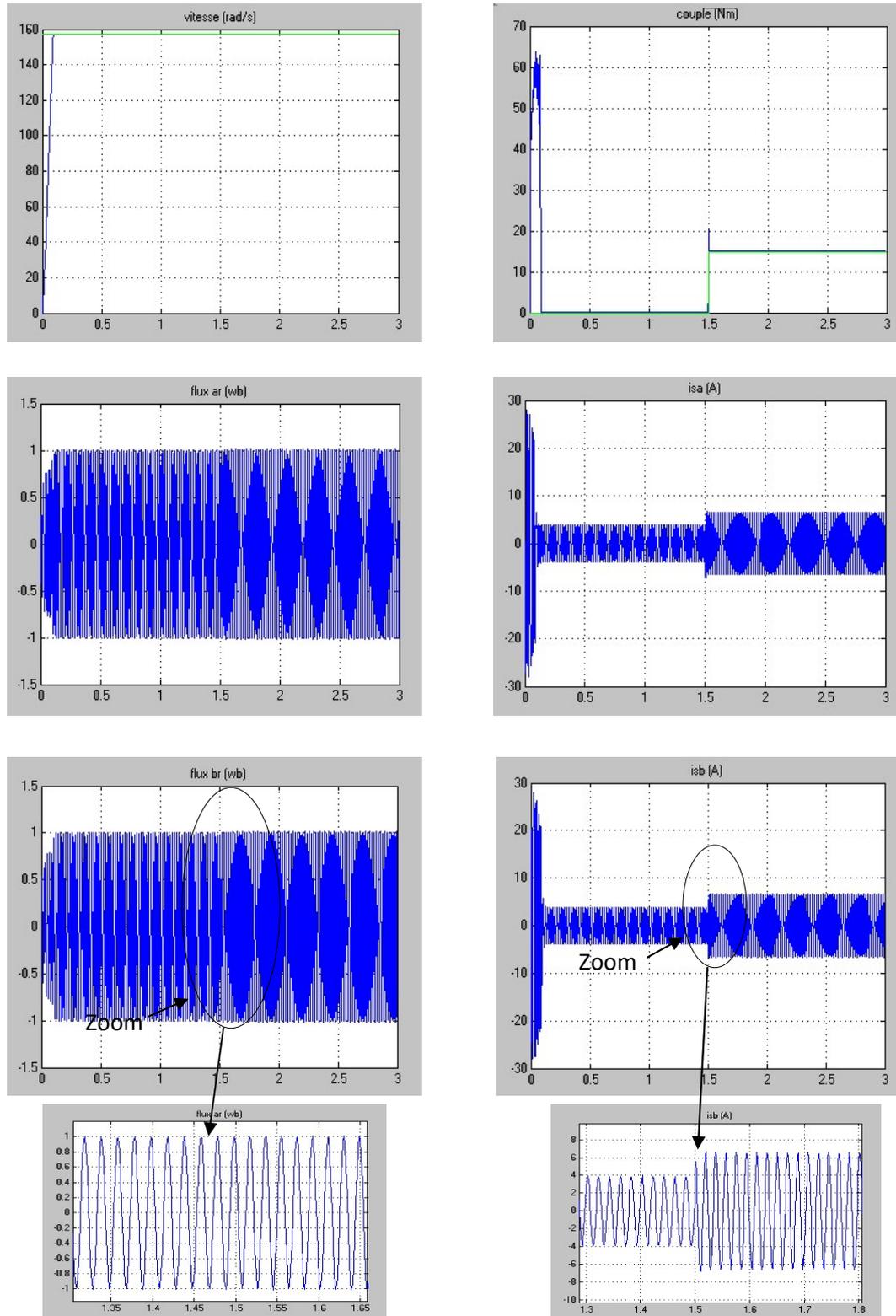


Figure 3.2.3. Commande backstepping de la MAS avec application d'un couple résistant ($C_r = 15\text{N.m}$), en $t=1.5\text{s}$.

Interprétation

Les figures (3.2.2,3.2.3) représente les résultats de simulation de la commande par Backstepping de la machine asynchrone dans le repère (α,β) de l'essai a vide et en charge, cette figure montre que avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.1s) .Après l'application de la charge (Cr=15 N.m) à l'instant t=1.5s, on constate aucune influence sur l'allure de vitesse.

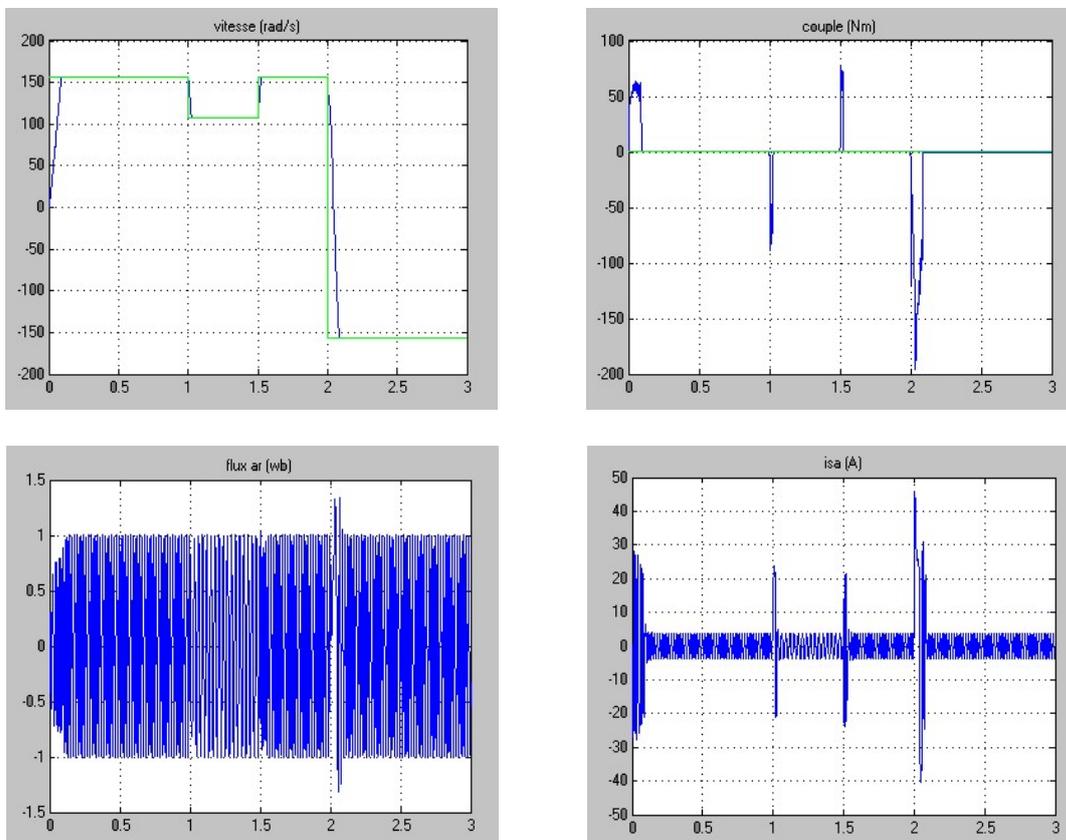
Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge.

Les courants présentent une forme sinusoïdale.

3.2.6 Test de robustesse

3.2.6.1 Test de robustesse pour la variation et l'inversion de la vitesse

Simulation



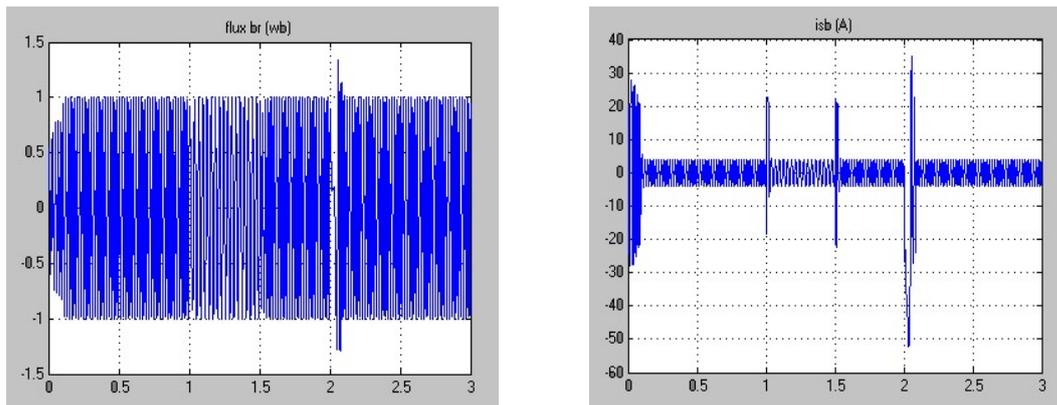


Figure 3.2.4. Test de robustesse pour la variation et l'inversion de la vitesse.

Interprétation

Dans la figure (3.2.4), la MAS est initialement chargée par son couple nominal est accélérée pour atteindre sa vitesse nominale (157rad/s), puis, la machine décélère à $t=1s$ vers à une vitesse (107rad/s), et à $t=1.5s$ la vitesse (157rad/s).

Après un moment ($t=2s$) le sens de rotation est inversé (-157rad/s). On note une bonne poursuite de la vitesse vers sa référence. Le bon découplage entre le flux et le couple est maintenu, le flux est similaire au cas nominal. Les courants présentent des variations suivant le changement du régime.

3.2.6.2 Test de robustesse pour la variation de la charge

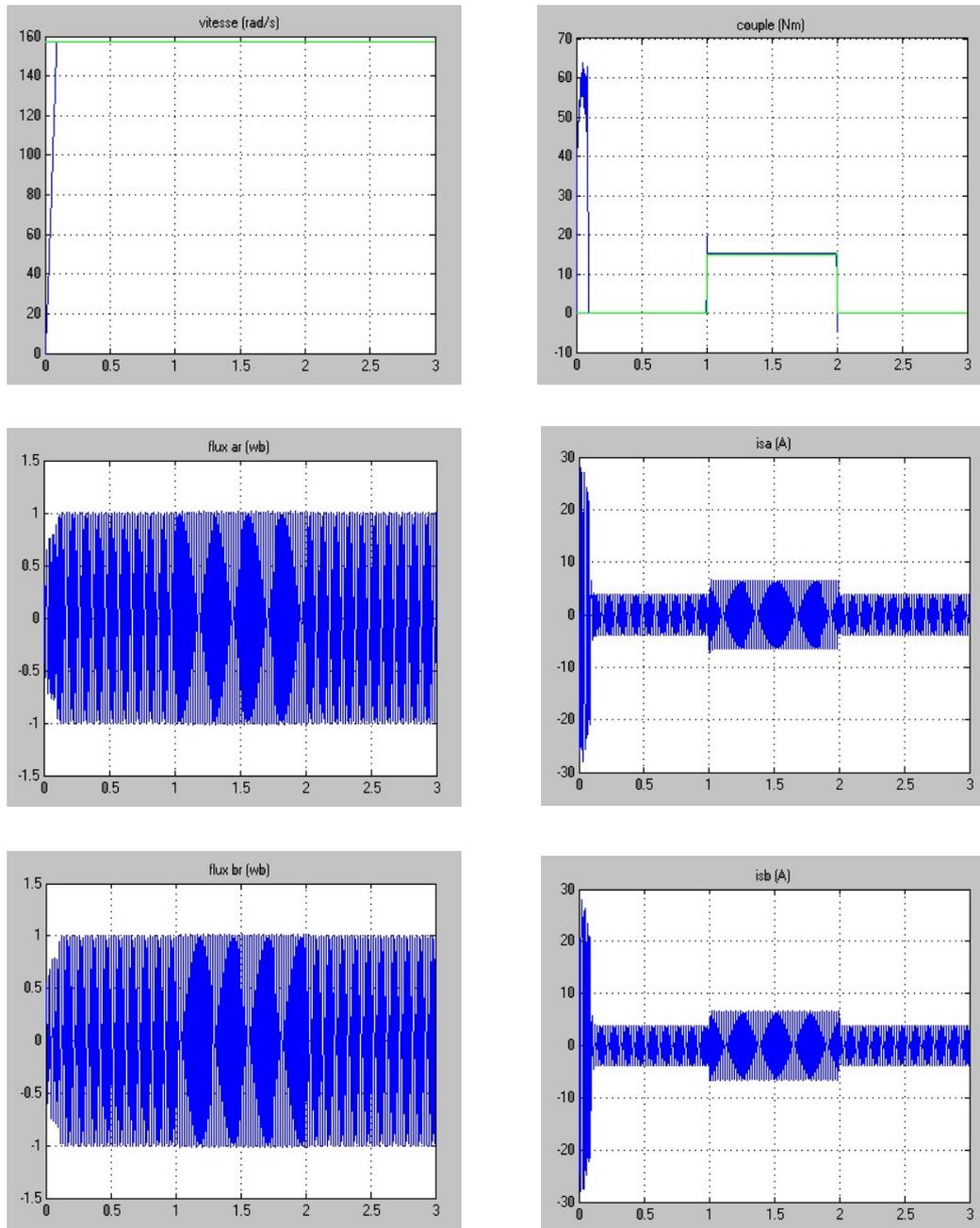


Figure 3.2.5. Test de robustesse pour la variation de la charge ($C_r=15\text{Nm}$ à $t=1\text{s}$ et $C_r=-15\text{Nm}$ à $t=2\text{s}$)

Interprétation

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale, la charge nominale de la machine ($C_r=15\text{N.m}$) est appliquée à l'instant $t=1\text{s}$, à $t=2\text{s}$ en applique une charge ($C_r=-15\text{N.m}$). Les résultats de simulation de la figure (3.2.5) montrent un bon comportement de la machine malgré la variation de la charge, la tension et le courant statoriques subissent une variation proportionnellement à celle de la charge de la machine,

la vitesse et le couple présentent un bon suivi de leurs consignes, le découplage entre couple et flux est toujours réalisé

3.2.6.3 Test de robustesse pour la variation de la R_s (50% à 1s ,100% à 2s)

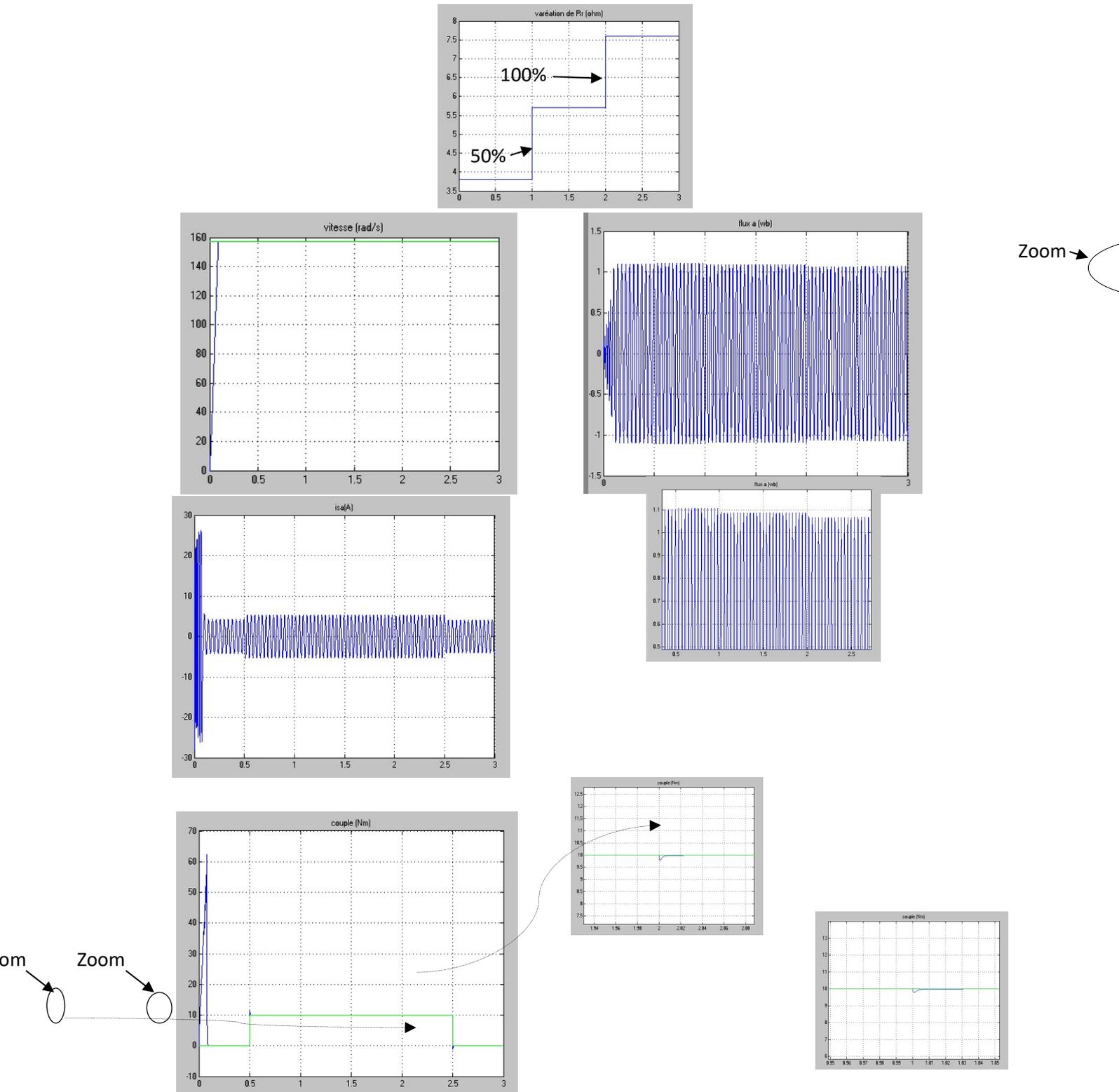


Figure 3.2.6. Test de robustesse pour la variation de la R_s (50% à 1s ,100% à 2s)

Interprétation

Ce test est effectué lors de la variation de la résistance statorique (+50% à t=1s, et+100% à t=2s) dû à l'échauffement. La machine tourne toujours à sa vitesse nominale sous sa charge nominale. Les résultats observés sont similaires à ceux présentés dans le dernier cas et à noter une légère diminution du flux rotorique dû à l'augmentation de la résistance statorique comme il est présenté dans la Figure (3.2.6).

3.2.6.4 Test de robustesse pour la variation de la Rr (50% à 1s ,100% à 2s)

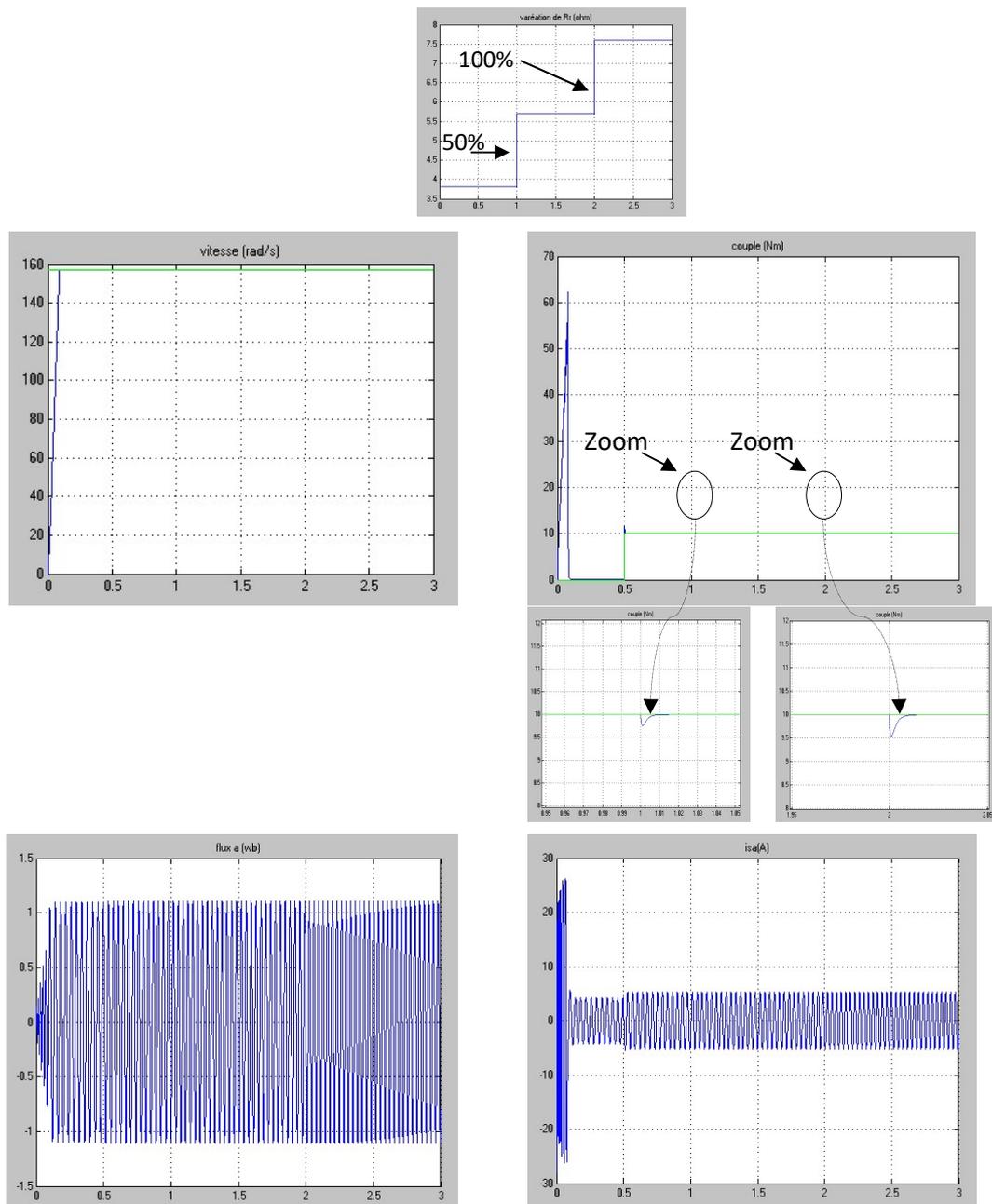


Figure 3.2.7. Test de robustesse pour la variation de la Rr (50% à 1s ,100% à 2s)

Interprétation

Dans la Figure (3.2.8), la machine tourne à sa vitesse nominale sous sa charge nominale. Les résultats de simulation observés lors de la variation de la résistance rotorique (+50% à 1s, +100% à 2s) dû à l'échauffement de la machine, montrent une similitude concernant la vitesse, le flux et le couple au cas nominal, le découplage est toujours maintenu. Une légère augmentation de la tension est observée pour compenser l'effet de l'augmentation de la résistance.

3.3. Conclusion

La première partie de ce chapitre a été consacré à l'étude de la commande par mode glissant après la présentation de la théorie de base de cette commande, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances. Les résultats de simulation nous montrent que les réponses obtenues avec le RMG sont plus rapides à vide et plus robuste lors des variations de la charge, mais le problème réside dans le cas où on change la résistance rotorique, dont on a une perturbation de découplage.

Pour diminuer le phénomène de « **Chattering** » une commande adoucissante est appliquée.

Dans la deuxième partie, nous avons proposé la commande par backstepping, cette commande basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov et qui assure la stabilité de la machine asynchrone en boucle fermée à tout instant, Le modèle choisi de la machine est dans le repère (α, β) qui ne nécessite pas de transformation de Park. Cependant, la matrice d'évolution de la dynamique des erreurs dépend des paramètres variables, qui peut conduire le système à l'instabilité.

les résultats obtenus montrent clairement que les performances sont obtenues avec la Commande par backstepping dans les différents modes de marche, en charge et lors de la variation de vitesse et de la charge. Par contre, les résultats présentent des erreurs non nulles surtout pour la variation de la résistance statorique et rotorique, ce qui touche la robustesse de la commande.

Chapitre 4 études comparatives

4.1 Introduction

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être dues soit à l'imprécision des paramètres physiques de la machine (problème d'identification), soit à la simplification de la dynamique du modèle (problème de modélisation).

Ce chapitre est consacré à une étude comparative de deux structures de régulation de la machine asynchrone, et ce, dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,...). Et dans la même configuration de simulation numérique (Le pas d'échantillonnage, temps de simulation,...). La première structure utilise un régulateur à mode glissant. Quant à la seconde structure, basée sur régulateur backstepping, où le principe est détaillé au le chapitre trois .L'analyse de cette étude comparative est effectuée sur les différents schémas-bloc de la machine asynchrone présentés précédemment.

Le but de cette étude est de valider avec une simulation numérique la robustesse de la technique de réglage par mode glissant et le réglage par backstepping.

4.2 Comparaison au niveau de la variation et l'inversion de vitesse

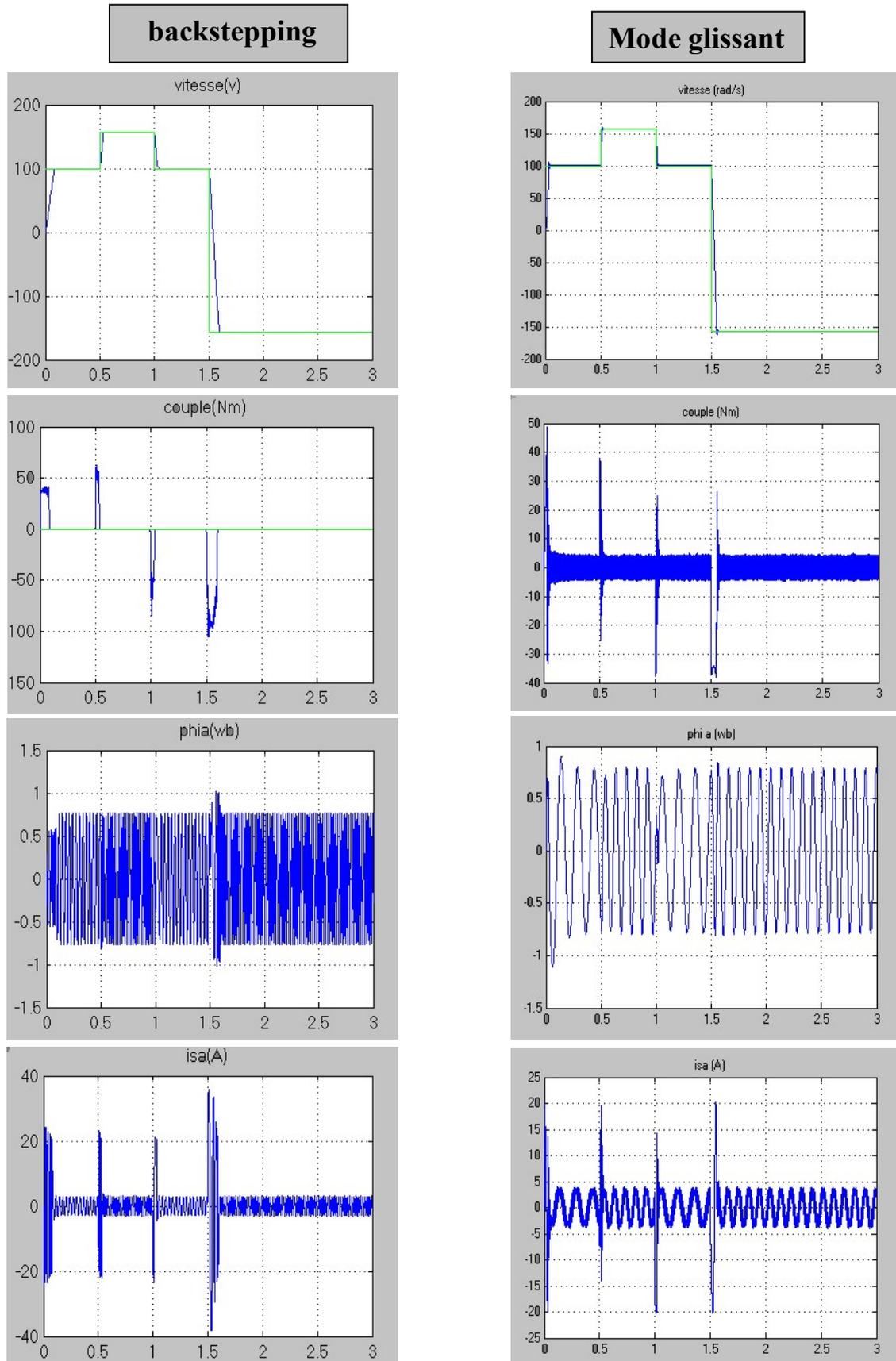


Figure 4.1. Réponse du système en charge pour la variation et l'inversion de la vitesse.

Interprétation

- Les résultats de simulations obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref}=100, 157, 100\text{rad/s}$). La (Figure 4.1) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de réglage, par contre le Backstepping présente un temps de réponse plus faible que le réglage par RMG. Le couple donné par le Backstepping présente un pic plus important que le donné par le réglage par RMG, mais il regagne rapidement à sa valeur de référence. Les courbes du flux montrent que le découplage entre le couple et le flux est maintenu.
- Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande afin de suivre la référence sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse du moteur .La Figure (4.1) représente la vitesse, le couple, le flux et les courants de la machine asynchrone dans le cas d'un démarrage en charge pour une référence de vitesse (157 rad/s), suivi à l'instant ($t =2\text{s}$), d'une inversion de vitesse. Les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec le Backstepping est plus robuste par rapport au réglage par RMG. D'après la Figure (4.1), on remarque que le temps de réponse du Backstepping est plus rapide, que pour le RMG .On constate également que le changement du sens de la vitesse influe considérablement sur la forme du flux obtenu par RMG. D'autre part, les résultats de la Figure (4.1) montrent que le couple obtenu par le Backstepping diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par le RMG est retenu à sa valeur maximale plus longtemps, et surtout pour la phase de changement du sens de rotation .Dans ce fait on peut expliquer la grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec le Backstepping.

4.3 Comparaison au niveau de la variation de la charge

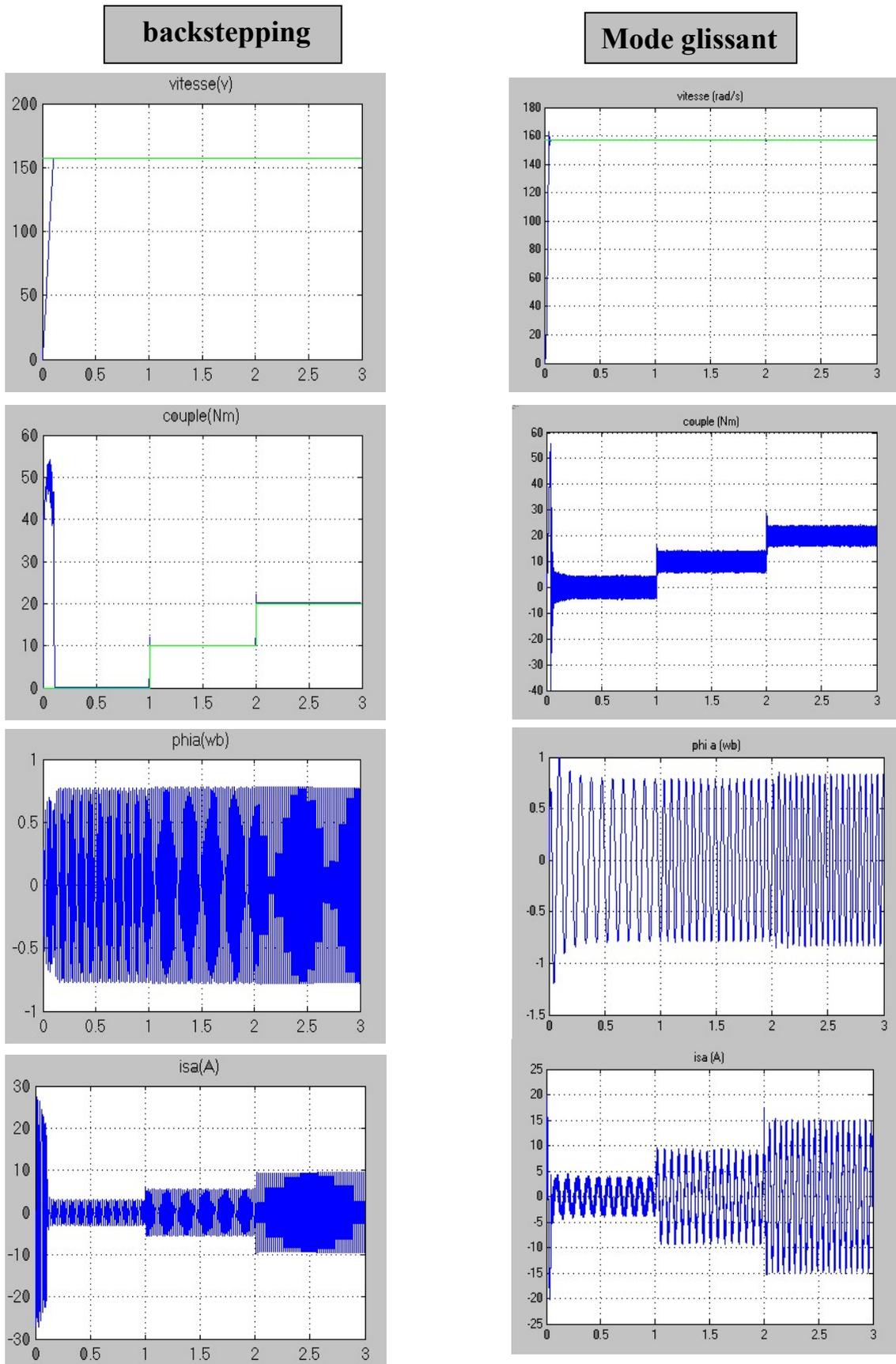


Figure 4.2. Réponse du système en charge pour la variation de la charge.

Interprétation

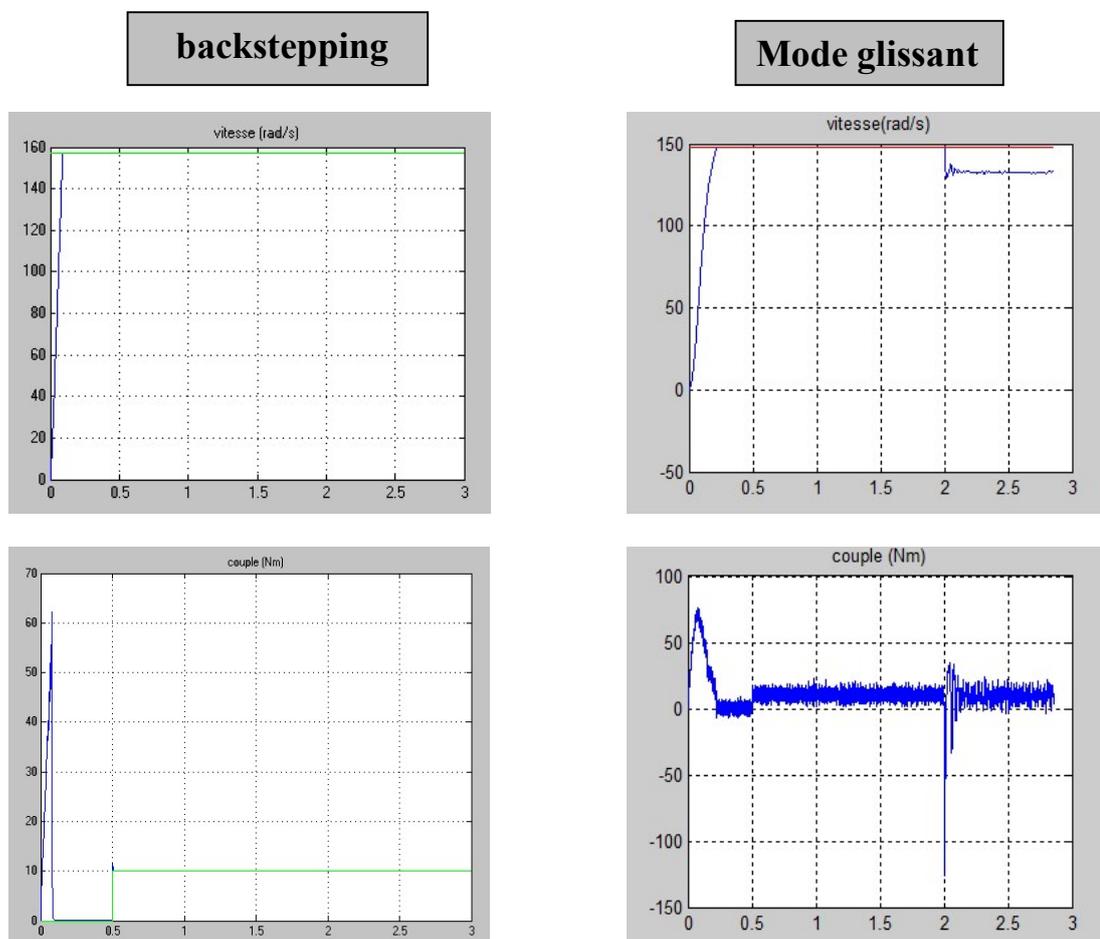
La Figure (4.2) représente la vitesse, le couple, le flux et les courants statoriques dans le cas de la machine asynchrone dans le cas d'un démarrage pour une référence de vitesse ($\Omega_{ref} = 157\text{rad/s}$).

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale, la charge nominale de la machine ($C_r=10\text{N.m}$) est appliquée au début de démarrage et à l'instant $t=1\text{s}$, la charge est augmenté $C_r=20\text{N.m}$ à $t=2\text{s}$. Les résultats de simulation de la figure (4.2) montrent un bon comportement de la machine malgré la variation de la charge, la tension et le courant statoriques subissent une augmentation proportionnellement à celle de la charge de la machine, la vitesse et le couple présentent un bon suivi de leurs consignes.

on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation pour le Backstepping.

Les flux présentes une petite déformation pour le réglage par RMG, par contre pour le Backstepping le découplage est parfaitement réalisé.

4.5 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique



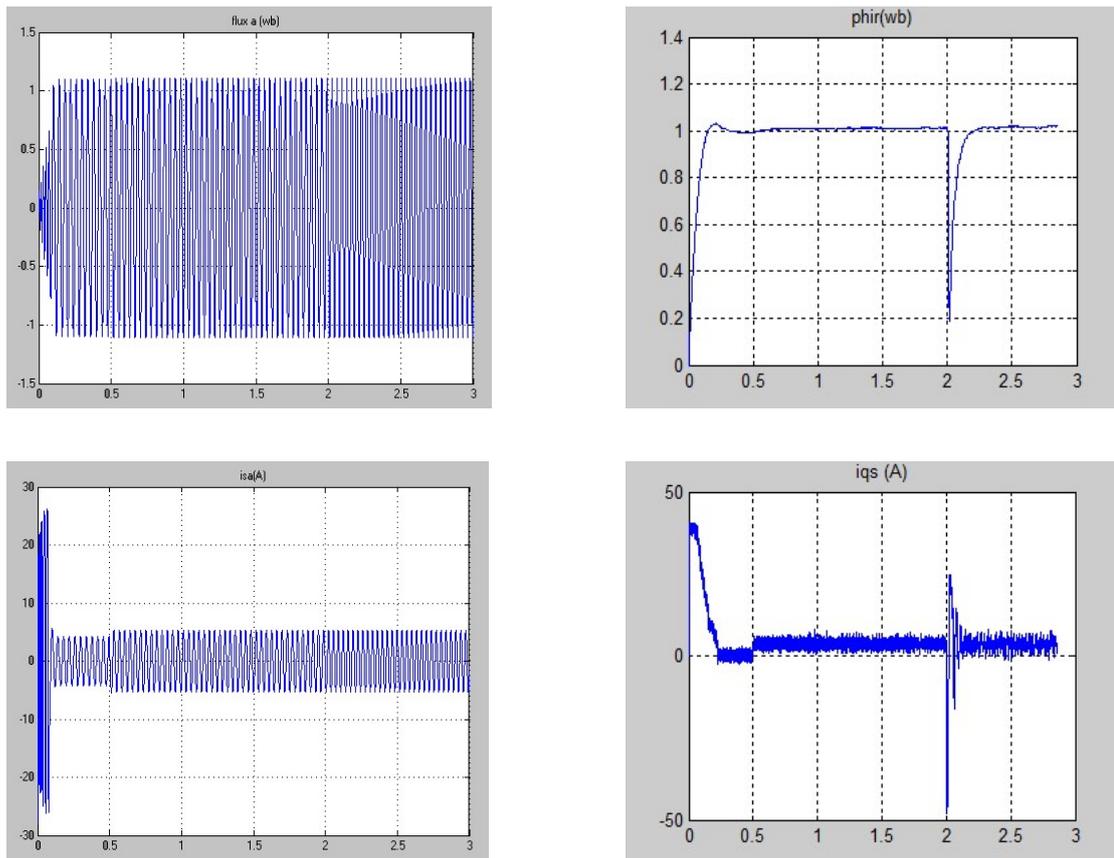


Figure 4.3. Réponse du système en charge pour la variation de la résistance rotorique

Interprétation

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la résistance rotorique de 20% et 50% de la résistance nominale est présente sur la Figure (4.3). la vitesse et le couple dans les deux courbes suivent parfaitement leurs références par contre le Backstepping présente un temps de réponse plus faible que le réglage par RMG. Les courbes des courants présentent des oscillations lors de régime transitoire.

4.6 Conclusion

Pour tester davantage la robustesse de le Backstepping, on a consacré ce chapitre à une étude comparative avec la commande classique RMG. Les résultats obtenus montrent clairement que les hautes performances sont obtenues avec le Backstepping dans les différents modes de marche, à vide ou en charge, et leurs de variation de la vitesse, du couple de charge .Ce type de commande (Backstepping) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

Notations

Liste des principaux symboles et variables.

MAS	Machine Asynchrone
RMG	réglage mode glissante
FOC	Commande Vectorielle à Flux Orienté
MAS	Machine Asynchrone
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
*	Signe de valeur de référence
IRFOC	Commande Vectorielle Indirecte à Flux Rotorique Orienté
PI	régulateur proportionnel intégrale
U_f	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
i_s	Courant à l'entrée de l'onduleur
f	Fréquence du réseau $f = 50 \text{ Hz}$
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases du stator
A, B, C	Indices correspondants aux trois phases du rotor
s, r	Indice des grandeurs statoriques et rotoriques
α, β	Axes du référentiel fixe par rapport au stator
d, q	Axes longitudinal et transversal du repère de <i>PARK</i>
R_s, R_r	Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase
L_{ss}	Inductance propre d'une phase statorique
L_{rr}	Inductance propre d'une phase rotorique
L_{sr}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{rs}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques

ν	Coefficient $\nu = R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}$
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase
L_m	Inductance mutuelle propre
σ	Coefficient de fuite total $\sigma = 1 - \left(\frac{L_m^2}{L_s L_r} \right)$
T_s, T_r	Constante de temps statorique et rotorique $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
C_f	Couple de frottement
J	Moment d'inertie de la partie tournante
f_1	Coefficient de frottement visqueux
s	Opérateur de LAPLACE
p	Nombre de paires de pôles
Ω	Vitesse mécanique de la machine.
$\omega_e, \omega_s, \omega_m$	Vitesse électrique, statorique et mécanique
ω_{gl}	Vitesse de glissement
$\theta_e, \theta_s, \theta_m$	Angle électrique, statorique et mécanique
ϕ_s, ϕ_r, ϕ_g	Flux statorique, rotorique, d'entrefer respectivement
i_{ds}, i_{qs}	Courants statoriques dans un système d'axes (d, q)
V_{ds}, V_{qs}	Tension statoriques dans un système d'axes (d, q)
i_a, i_b, i_c	Courants statoriques
i_{dr}, i_{qr}	Courants rotoriques dans un système d'axes (d, q)
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Flux rotoriques dans un système d'axes (d, q)
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	Flux statoriques dans un système d'axes (d, q)
$\Omega_{réf}$	Vitesse mécanique de référence
$\phi_{rréf}$	Flux rotorique de référence
$C_{emréf}$	Couple électromagnétique de référence
K_p	Paramètre de l'action proportionnelle

K_i	Paramètre de l'action intégrale
$S(X)$	Surface de glissement pour la variable X
m	Dimension du vecteur de commande
$e(X)$	Ecart entre la valeur de consigne d'une variable et celle mesurée
U_{eq}	Commande équivalente
U_n	Commande en « <i>relais</i> »
K	Gain de la commande U_n
$e^{(r-1)}(X)$	$(r-1)$ ième dérivée de $e(X)$
λ, λ_x	Pentes de la surface de glissement

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

Liste des figures

Figure 1.1. Modèle généralisée de la MAS triphasé.....	6
Figure 1.2. Passage du triphasé au biphasé.....	10
Figure 1.3. Référentiel lié au champ tournant (d,q).....	12
Figure 1.4. Référentiel lié au stator (α,β).....	13
Figure 1.5. Référentiel lié au rotor(x-y).....	13
Figure 1.6. onduleur de tension associé à la MAS.....	16
Figure 1.7. Représentation des transistors par des interrupteurs.....	16
Figure 1.8. Principe de la technique triangul–sinusoïdale ($m=21,r=0.8$).....	18
Figure 1.9. Transforme de Park.....	18
Figure 1.10. Transforme de Park inverse.....	19
Figure 1.11. le schéma bloc de la machine asynchrone sur sumilink.....	19
Figure 1.12. Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide.....	20
Figure 1.13. Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrages charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$ en $t = 0.5\text{s}$).....	21
Figure 2.1 Principe de la commande vectorielle.....	27
Figure 2.2. Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS.....	28
Figure 2.3. Schéma de la structure d'une commande par flux orienté (FOC).....	31
Figure 2.4. Modèle de la machine.....	32
Figure 2.5. Découplage par compensation.....	33
Figure 2.6. Bloc de défluxage.....	34

Figure 2.7. Asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par la méthode du flux orienté direct.....	35
Figure 2.8 Asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par la méthode du flux orienté indirect.....	36
Figure 2.9. Représentation de la commande par PI.....	36
Figure 2.10. schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}	38
Figure 2.10. Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}	39
Figure 2.12. schéma–bloc de régulation de vitesse.....	40
Figure 2.13. Schéma bloc de simulation.....	41
Figure 2.14. Schéma bloc de FOC.....	41
Figure 2.15. Schéma bloc de découplage.....	42
Figure 2.16. Commande de MAS par orientation du flux rotorique a vide.....	42
Figure 2.17. Commande de MAS par orientation du flux rotorique avec application d'un couple résistant ($C_r=15N.m$), en $t=1.5s$	43
Figure 2.18. Test de robustesse pour la variation de la vitesse.....	45
Figure 2.19. Test de robustesse pour la variation de la charge.....	47
Figure 2.20. Test de robustesse pour la variation de la R_r à 50%.....	49
Figure 2.21. Test de robustesse pour la variation de la R_r à 100%	50
Figure 3.1.1. Représentation dans le plan d'état du comportement du système <i>a) $\alpha < 1$; b) $\alpha = 1$; c) $\alpha > 1$</i>	51
Figure 3.1.2.convergence et stabilisation par logique de commutation.....	51
Figure 3.1.3. Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement.....	53
Figure 3.1.4. Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	54

Figure 3.1.5. Schéma de la structure en cascade de la commande par MG.....	56
Figure 3.1.6. Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	57
Figure 3.1.7. Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	58
Figure 3.1.8. La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min}	59
Figure 3.1.9. Représentation de la fonction « SIGN ».....	60
Figure 3.1.10. Fonction « SAT ».....	62
Figure 3.1.11. Fonction « SMOOTH ».....	62
Figure 3.1.12. Schéma de la structure en cascade de la commande par MG.....	63
Figure 3.1.13. Schéma bloc de simulation de la commande par mode glissant.....	65
Figure 3.1.14. Commande par mode glissant de la MAS a vide.....	66
Figure 3.1.15. Commande par mode glissant de la MAS avec application d'un couple résistant ($C_r = 10N.m$, à $t=1s$).....	67
Figure 3.1.16. Test de robustesse pour la variation et l'inversion de la vitesse.....	68
Figure 3.1.17. Test de robustesse pour la variation de la charge ($C_r=10Nm$ à $t=1s$ et $C_r=10Nm$ à $t=2s$).....	70
Figure 3.1.18. Test de robustesse pour la variation de la R_s (50% à 1s ,100% à 2s).....	71
Figure 3.1.19. Test de robustesse pour la variation de la R_r (50% à 1s ,100% à 2s).....	73
Figure 3.2.1. Principe de la commande par Backstepping de la (MAS) dans le repère (α,β)	78
Figure 3.2.2 : Commande backstepping de MAS a vide.....	79
Figure 3.2.3. Commande backstepping de MAS avec application d'un couple résistant ($C_r = 15N.m$), en $t=1.5s$	80
Figure 3.2.4. Test de robustesse pour la variation et l'inversion de la vitesse.....	82

Figure 3.2.5. Test de robustesse pour la variation de la charge ($C_r=15\text{Nm}$ à $t=1\text{s}$ et $C_r=-15\text{Nm}$ à $t=2\text{s}$).....	83
Figure 3.2.6. Test de robustesse pour la variation de la R_s (50% à 1s ,100% à 2s).....	84
Figure 3.2.7. Test de robustesse pour la variation de la R_r (+50% à 1s, +100% à 2s).....	85

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via trois différentes structures de commande : la commande vectorielle indirecte, réglage par mode glissant basé sur cette dernière et le réglage par backstepping.

En premier lieu nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarités de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Ensuite nous avons donné les principes de bases la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

En revanche on trouve une complexité plus grande de la commande, et particulièrement lorsqu'il s'agit d'une commande en tension, ce qui nécessite des boucles de régulation en plus.

Les résultats obtenus par la commande vectorielle indirecte montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle ; une alternative à cette dernière pour résoudre ce problème en a appliqué Deux commandes robustes ont été étudiées et simulées. La première basée sur technique de mode glissant tout en garantissant la robustesse par la commande discontinue u_n . Afin de remédier au problème des broutements (*chattering*), la fonction *sign* est remplacée par une fonction continue *smooth*. La deuxième combine la technique de *Lyapunov* (backstepping) et la

procédure récursive, donc, elle est robuste par nature. Pour ces stratégies de commande, nous avons obtenu des résultats intéressants à savoir :

- Poursuite de la consigne parfaite.
- Erreur statique pratiquement nulle en régime permanent.
- Rejet de la perturbation.
- Insensibilité aux variations paramétriques de la machine asynchrone.

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par les régulateurs de mode glissant et les régulateurs backstepping, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux ; Nous concluons que le réglage par backstepping est plus robuste que le réglage par mode glissant.

Bibliographie

[1] rezgui salah eddine «commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS», magister en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2009.

[2] kasmi. abderrezak, Dlaouadi . djamel, «approche discrète de la commande par mode de glissement d'une MAS alimentée en tension avec orientation du champ», P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 2000.

[3] achour. abdelmalek, aichouche. azedine, «Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone», P.F.E, université de Mohamed Boudiaf M'sila, Dépt. d'Electrotechnique, 2005.

[4] C. Dahmani, N. Siahmed, «Commande en cascade par mode de glissement de la MAS alimentée en tension» P.F.E, USTHB, Dépt. d'Electrotechnique, 1995.

[5] hamata. omar et louchen nourdine ,« Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna'[2003].

[6] H.Chennoufi « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant »Thèse d'ingénieur en électrotechnique), université de Batna (2001).

[7] kahla.mourad, cheurfi el amin, «Commande des entraînements des actionneurs électriques

- Simulation et régulation de vitesse de la machine asynchrone
- Asservissement et implémentation sous STEP 7

"Briqueterie Amirouche Boudouaou", Presses Polytech. Romandes, 2007.

[8] abdelkarim. zerroug,« Contribution à la modélisation et la commande d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure parallèle. Application à la conduite de la machine asynchrone triphasée ». Thèse de Magistère, FHC 2001.

[9] P. Barret, «Régimes transitoires des machines électriques tournantes», Technique de l'ingénieur, vol. D3.II, 1986.

[10] ahmim N.R «Commande de la machine asynchrone par BACKSTEPPING», Thèse d'ingénieur en Mécatronique), université de BOUMERDES, 2009.

[11] Noureddine Benbaha «COMMANDE ROBUSTE TOLERANTE AUX DEFAUTS :Application à la Machine à Courant Alternatif», Thèse d'ingénieur d'état en Electrotechnique, université de Batna , 2009.

[12] CHEBBI Azeddine «Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse», Thèse Magister en Electrotechnique, université de Batna, 2011.

[13] j.chatelain électrique Tome1.Dund, 1984.

Paramètres de la machine asynchrone

A.1.caractéristiques

$f_s = 50 \text{ Hz}$	Fréquence du réseau industriel.
$V_N = 220/380 \text{ V}$	Tension du réseau.
$N_r = 1500 \text{ tr/min}$	Vitesse de rotation du rotor.
$C_{rn} = 25 \text{ N.m}$	Couple résistant nominale.

A.2.Paramètres

$r_s = 3.805 \ \Omega$	Résistance statorique.
$r_r = 4.85 \ \Omega$	Résistance rotorique.
$L_s = 0.426 \text{ H}$	Inductance statorique.
$L_r = 0.426 \text{ H}$	Inductance rotorique.
$M = 0.426 \text{ H}$	Inductance mutuelle.
$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie.
$f = 0.001 \text{ N.m.s}^{-1}/\text{rad}$	Frottement visqueux.
$P = 2$	Nombre de paires de pôles.