

Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi

Bordj Bou Arréridj

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electromécanique

UNIVERSITE MOHAMED EL BACHIR EL IBRAHIMI  
BORDJ BOU ARRERIDJ

Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etude  
En vue de l'obtention du diplôme :**

**MASTER**

Filière : Electrotechnique

Option : Commande électrique

***Thème***

**Commande par Backstepping Intégrale sans Capteur  
de la Machine Asynchrone.**

Présenté par : -BEGHOURA Moufid

-BENDIF Rabia

Devant le jury :

<b>Président</b>	: Dr Adel CHOUDER	Université de Bordj Bou Arreridj
<b>Examineur 1</b>	: Dr Hichem TALHAOUI	Université de Bordj Bou Arreridj
<b>Examineur 2</b>	: Dr Aissa Oualid	Université de Bordj Bou Arreridj
<b>Rapporteur</b>	: Dr Abdelhak BENHENICHE	Université de Bordj Bou Arreridj

## الحمد لله الذي بزعمته تتم الصالحات

*Nous remercions notre encadreur Dr Abdelhak BENHENICHE pour leurs aides, conseils et disponibilité au long de la réalisation de ce mémoire*

*Nous souhaitons la réussite pour la promotion Master 2 de l'année 2020-2021.*

*Nous sommes reconnaissant à tous les enseignants du département de l'électromécanique pour leurs compréhensions et patiences devant notre curiosité intellectuelle.*

*Pour tous les membres de jury 'du président aux autres membres ' recevez nos respects et considérations pour avoir acceptés le jugement de ce mémoire et des remarques fondées qui nous ont été formulées dans un esprit purement scientifique et des conseils prodigués pour l'amélioration de ce travail et d'éventuels engagements dans la voie de la recherche.*

*Nos remerciements encore une fois nos familles et nos amis et ceux qui nous ont accordés toute leurs attentions.*

# *Dédicace*

*Nous tenons à dédier ce modeste travail à la mémoire de nos parents, frères et sœurs.  
vivants ou décidés*

*En plus, nous témoignons notre gratitude à nos épouses et enfants pour nous avoir  
encouragés et supportés durant toutes cette période d'étude.*

*Particulièrement leurs soutien inconditionnel.*

## *Résumé*

La machine asynchrone est le choix par excellence pour plusieurs applications industrielles vues sa fiabilité, sa robustesse et son coût de fabrication relativement bas. Cependant elle présente des difficultés au niveau de la commande à cause de sa forte non linéarité due au couplage entre le flux et le couple. Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif d'apporter une contribution à la commande et l'observation des machines asynchrones destinées à l'entraînement électrique. Dans la première partie, on a présenté la commande Backstepping qui s'appuie sur une structuration chaînée en série, qui propose une analyse et une synthèse séquentielle par l'utilisation des fonctions de Lyapunov locales, ainsi qu'une variante de cette commande utilisant l'action intégral. Des tests de robustesse de ces commandes vis-à-vis des variations paramétriques du moteur et le couple de charge sont effectués. Une deuxième partie est consacrée à l'observation du vecteur d'état du moteur asynchrone, basé sur l'observateur à grand gain. Les résultats obtenus s'avèrent très satisfaisants tant en régime transitoire qu'en régime permanent.

**Mots clés :** Moteur Asynchrone, Commande MLI, Backstepping, Théorie de Lyapunov, Observateur à Grand gain, Commande sans Capteur,

### **ملخص:**

يعتبر المحرك الكهربائي اللاتزامني من أكثر الآلات استخداما في التطبيقات الصناعية بسبب موثوقيتها وقوتها وتكلفة تصنيعها المنخفضة نسبياً. ومع ذلك ، فإنه يمثل صعوبات على مستوى التحكم بسبب عدم خطيته القوية بسبب الاقتران بين التدفق وعزم الدوران.

يهدف العمل المقدم في هذه الأطروحة إلى المساهمة في التحكم ومراقبة الآلات غير المتزامنة المخصصة للمحرك الكهربائي. في الجزء الأول ، قدمنا تقنية Backstepping التي تعتمد على استعمال نظرية Lyapunov ، تم إجراء اختبارات المتانة لعناصر التحكم هذه فيما يتعلق بالتغيرات البارامترية للمحرك وعزم دوران الحمل. الجزء الثاني مخصص لمراقبة متجه الحالة للمحرك غير المتزامن ، بناءً على مراقب الكسب العالي. أثبتت النتائج التي تم الحصول عليها أنها مرضية للغاية في كل من الظروف المؤقتة والثابتة.

### الكلمات المفتاحية:

المحرك اللاتزامني، تحكم MLI ، Backstepping ، نظرية Lyapunov ، مراقب مكاسب كبير ، تحكم بدون استشعار .

## NOTATIONS ET SYMBOLES

MAS: Machine asynchrone.

$a, b, c$  : Indices correspondants aux trois phases statoriques ou rotoriques.

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Tensions statoriques

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Tensions rotoriques

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Courants statoriques

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Courants rotoriques

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$  : Flux statoriques

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$  : Flux rotoriques

$R_s, l_s$  : Résistance et inductance propre d'une phase statorique

$R_r, l_r$  : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique

$M_s$  : Inductance mutuelle entre deux phases du stator

$M_r$  : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor

$L_{ss}$  : Matrice d'inductances statoriques

$L_{rr}$  : Matrice d'inductances rotoriques

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique

$M_{rs}$  : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

$L_s$  : Inductance cyclique propre statorique

$L_r$  : Inductance cyclique propre rotorique

$M$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

$\theta$  : Angle électrique entre rotor et stator

$(\alpha, \beta)$  : Axes fixés au stator

$(d, q)$  : Axes fixés au champ tournant

$[P]$  : Matrice de transformation de PARK

$\omega_s$  : Vitesse électrique (pulsation) statorique

$\omega_r$  : Vitesse électrique rotorique

$\omega$  : Vitesse électrique du rotor par rapport au stator

$f$  : Coefficient de frottement

$J$  : Moment d'inertie

$P$  : Nombre de paires de pôles

$T_s$  : Constante de temps statorique

$T_r$  : Constante de temps rotorique

$\Omega$  : Vitesse mécanique

$\hat{\Omega}$  : Estimation de la vitesse mécanique

$C_e$  : Couple électromagnétique

$C_r$  : Couple résistant

$\sigma$  : Coefficient de dispersion ou (de Blondel)

$\rho$  : Position angulaire du repère tournant ( $d, q$ )

[P] : Matrice de transformation de PARK

$x_d, x_q$  : Composantes des vecteurs dans le repère ( $d, q$ )

$\alpha\beta$  : Axes correspondant au référentiel lié au stator

$x_\alpha, x_\beta$  : Composantes des vecteurs dans le repère ( $\alpha, \beta$ )

$u$  : Vecteur d'entrée (La commande)

$y$  : Vecteur de sortie (La mesure)

$\hat{x}$  : Vecteur d'état observé (estimé)

MLI : Commande par modulation de la largeur d'impulsion.

## Liste des figures

Figure 1-1 Représentation des enroulements d'une MAS triphasée.....	8
Figure 1-2 : Passage du système triphasé au système biphasé.....	11
Figure 1-3 : Structure générale de l'alimentation de la MAS.....	19
Figure 1-4 Schéma de l'onduleur alimentent le stator de la MAS.....	21
Figure 1-5 La modulation sinus-triangulaire pour une phase.....	24
Figure 1-6 Résultats de simulation pour le fonctionnement en charge.....	27
Figure 1-7 La réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus- Triangulaire, suivie de l'introduction d'un couple de charge de 5 N.m à t=1,5 sec .....	28
Figure 2-1 : Schéma de principe du contrôle par Backstepping .....	37
Figure 2-2 Structure du schéma bloc de la commande par Backstepping.....	46
Figure 2-3 Résultats de simulation lors de fonctionnement nominal à vide et en charge .....	47
Figure 2-4 Résultats de simulation Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse .....	48
Figure 2-5 Résultats de simulation Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique.....	49
Figure 2-6 Structure du schéma bloc de la commande par Backstepping avec action intégrale .....	55
Figure 2-7 comportement de la vitesse de la MAS réglée par backstepping avec action intégrale.....	56
Figure 2-8 Comparaison du comportement de la vitesse de la MAS réglée par backstepping avec et sans l'action intégrale .....	57
Figure 3-1 : Schéma fonctionnel d'un estimateur d'état .....	63
Figure 3-2 structure de l'observateur .....	64
Figure 3-3 Schéma bloc de la commande sans capteur avec l'observateur grand gain.....	71
Figure 3-4 Résultats de simulation avec l'observateur à grand gain .....	73



## *Sommaire*

Introduction générale.....	1
1 Modélisation et simulation de la MAS.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Présentation de la machine.....	5
1.3 Principe de fonctionnement.....	6
1.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	7
1.3.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	7
1.3.3 Équations électriques.....	8
1.3.4 Équations magnétique.....	9
1.3.5 Équation mécanique.....	10
1.4 Transformation de PARK.....	11
1.4.1 Modèle de PARK de la machine.....	13
1.4.2 Expression du couple électromagnétique.....	15
1.5 Choix du référentiel.....	15
1.6 Représentation d'état de la Machine Asynchrone.....	16
1.7 Etude de l'alimentation de la MAS.....	19
1.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	20
1.7.2 Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI.....	22
1.7.3 Stratégie de la MLI (sinus-triangle).....	23
1.8 Simulation de la MAS.....	24
1.8.1 Alimentation direct de la MAS par un réseau triphasé.....	24
1.8.2 Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus- triangulaire.....	27
1.9 Conclusion.....	29
2 Commande Backstepping d'une MAS.....	29
2.1 Introduction.....	29

---

2.2	Théorie de Lyapunov et stabilité .....	29
2.2.1	La stabilité au sens de Lyapunov .....	30
2.2.2	Fonction candidate de Lyapunov .....	31
2.3	Commande par Backstepping .....	32
2.3.1	Principe.....	32
2.3.2	Méthode générale de synthèse récursive par Backstepping .....	33
2.4	Application de la commande par backstepping sur la MAS.....	37
2.5	Résultat de simulation de la Commande Backstepping appliquée à la MAS: .....	46
2.5.1	Commande backstepping fonctionnement nominal à vide et en charge .....	46
2.5.2	Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse .....	48
2.5.3	Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique :.....	49
2.6	Commande backstepping avec action intégrale.....	50
2.7	Résultats de simulations: .....	54
2.8	Conclusion.....	57
3	Commande de la MAS sans capteur de vitesse .....	60
3.1	Introduction.....	60
3.2	L'observateur.....	60
3.3	Classification des observateurs.....	61
3.3.1	Observateurs linéaires .....	61
3.3.2	Observateurs non linéaires.....	61
3.3.3	Observateurs déterministes.....	62
3.3.4	Observateurs stochastiques.....	62
3.3.5	Observateurs d'ordre complet.....	62
3.3.6	Observateurs d'ordre réduit.....	63
3.4	Principe de l'estimation d'état.....	63
3.5	Principe de fonctionnement de l'observateur.....	63
3.6	L'observateur a grand gain.....	65

3.7	Application de l'observateur grand gain sur la MAS .....	67
3.8	Représentation d'état de l'observateur a grand gain .....	70
3.9	Résultats de simulation .....	72
3.10	Conclusion : .....	74
	Conclusion générale .....	75

*INTRODUCTION*  
*GENERALE*

## **Introduction générale**

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur de vitesse dont l'utilisation industrielle au grand public ne cesse de croître. La machine asynchrone a de nombreux avantages par rapport aux autres types de machines électriques tournantes, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible coût, puissance nominale maximale, vitesse maximale supérieure et facilité d'entretien. Contrairement à la machine à courant continu, elle ne possède pas de collecteur mécanique. Cette absence de collecteur mécanique, fait d'elle la machine la plus présente dans de nombreux domaines comme la chimie, la médecine et l'aérospatiale[1].

Cependant, ces nombreux avantages ne sont pas sans inconvénients. La machine asynchrone est caractérisée par un couplage non linéaire entre le flux magnétique et le couple moteur, ce qui rend sa commande plus complexe par rapport à celle de la machine à courant continu. Pour atteindre des performances dynamiques, il faut donc élaborer des lois de commande robustes. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et l'électronique numérique (microcalculateurs) permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des lois de commande de plus en plus complexes à moindres coûts. Grâce à ces avancées technologiques la machine asynchrone est aujourd'hui, de plus en plus présente dans les applications industrielles ou la haute précision de régulation et hautes performances, en couple sont requises. [4]

Que ce soit la commande vectorielle, la commande scalaire ou la commande directe en couple, pour asservir la vitesse de la charge il faut mesurer celle-ci à l'aide d'un capteur. L'association du capteur de vitesse (codeur incrémental) entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine pour les faibles puissances. Il faut de plus prévoir une place supplémentaire pour l'installation du codeur. Chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique. A partir de cette constatation, l'idée d'éliminer le codeur incrémental est née et les recherches sur la commande sans capteur de la machine asynchrone ont vu le jour. [3] [12]

Plusieurs stratégies sont proposées dans la littérature pour atteindre ce but : Il y'a celles qui dépendent du modèle de la machine s'appuyant notamment sur des techniques d'estimations basés sur le système adaptatif à modèle référence (MRAS), sur les techniques d'observations (observateur à grand gain, observateur à critère circulaire, observateur de Luenberger adaptatif, filtre de Kalman) ou celles qui s'appuient sur les techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiels). [11]

Ce travail a pour objectif principal d'étudier une technique de commande de la vitesse des machines asynchrone. Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines asynchrones: la commande backstepping, qui s'appuie sur une structuration chaînée en série, qui propose une analyse et une synthèse séquentielle par l'utilisation des fonctions de Lyapunov locales.

L'information sur le flux rotorique doit être reconstruite à partir des grandeurs électriques mesurées. A cause de la non linéarité du modèle de l'état de la machine asynchrone, on va appliquer la technique à base de l'observateur à grand gain, pour l'estimation du flux rotorique et du couple de charge.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré, en premier lieu, à la modélisation de la MAS donnée en modèle d'état, ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la machine asynchrone permettra d'avoir un modèle à deux axes comme étant l'image du modèle triphasé, le modèle sera testé par simulation, et évalué à travers les différents résultats. En suite, nous abordons l'étude de l'association convertisseur- machine dans laquelle nous modélisons la machine asynchrone associée à un onduleur de tension à commandé par modulation de largeur d'impulsion MLI.
- Dans le deuxième chapitre on présentera le principe de la commande Backstepping, de sa méthode de mis en application sur la MAS, ainsi qu'une variante de cette commande utilisant l'action intégral. Des résultats de simulation seront présentés en fin du chapitre illustrant la robustesse de la technique de commande et cela pour différents régimes de fonctionnement de la machine.
- Le troisième chapitre est destiné à l'étude de la commande Backstepping intégrale sans capteur où l'estimation des grandeurs non accessibles de la machine asynchrone est développée à savoir l'observateur à grand gain.

Nous terminons par une conclusion générale suivie de perspectives à ce travail.

*Chapitre 01 :*  
*Modélisation et*  
*simulation de la MAS*



# 1 Modélisation et simulation de la MAS

## 1.1 Introduction

Le moteur asynchrone est largement utilisé dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car il présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique avantageuse, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, et son faible coût. L'apparition des variateurs permettant de faire varier la vitesse de rotation dans une large gamme a grandement favorisé son développement. En effet, il rentre dans la conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage,... etc.) [1][2].

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique, d'écrivant au mieux son comportement et ceci dans le but d'élaborer des lois de commande adéquates pour un tel système physique. Dans un souci de commande, nous présentons le modèle mathématique utilisé pour la machine asynchrone en vue de la synthèse de l'observateur et de la loi de commande développées tout au long de ce mémoire [3].

La machine asynchrone est de nature triphasée mais sous certaines hypothèses simplificatrices, nous pouvons passer à une représentation diphasée équivalente, réduisant ainsi sa complexité du modèle.

Ce chapitre est organisé en deux parties principales. La première partie est consacrée à donner une présentation de la machine asynchrone et à la description sommaire du principe de son fonctionnement, puis à présenter la transformation triphasée-biphasée qui permet d'obtenir un modèle simplifié (réduit) de la machine et à terminer cette partie en donnant le modèle non linéaire sous forme d'équations d'état qui sera exploité pour la commande et l'observation. La deuxième partie de ce chapitre est consacré à la modélisation de l'onduleur qui sera exploité dans la commande.

## 1.2 Présentation de la machine

Une machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants : le stator, le rotor et les organes mécaniques permettant la rotation et le maintien des différents sous ensembles [4]. Le stator de forme cylindrique représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un bobinage, le plus souvent triphasé, logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation.

Le rotor est la partie tournante. Il peut prendre plusieurs aspects permettant de distinguer les différents types de machine asynchrone :

- **Rotor bobiné**, de forme cylindrique portant un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine.

Les enroulements bobinés sont généralement identiques à ceux du stator ;

– **Rotor à cage d'écoreuil**, composé de barres métalliques en cuivre, en bronze ou en aluminium formant un cylindre et reliées entre elles à leurs extrémités par des anneaux.

### 1.3 Principe de fonctionnement

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de son axe de symétrie. Le stator est constitué schématiquement de trois bobinages décalés de  $\frac{2\pi}{3}$  et alimentés par un système de tensions équilibrées de fréquence  $f$ .

Ces trois bobines créent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme  $\frac{\omega_s}{p}$  ou  $\frac{2\pi f}{p}$  qui se répartit sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine. La vitesse de rotation synchrone du champ magnétique tournant en  $\frac{tr}{s}$  est  $60 \frac{f}{p}$ .  $p$  étant le nombre de paires de pôles. Dans le cas d'une machine asynchrone à cage d'écoreuil, le rotor est constitué par un ensemble de barres longitudinales court-circuitées par deux anneaux qui n'est pas accessible de l'extérieur. Ce fait explique sa robustesse par rapport aux autres machines électriques, mais aussi les difficultés rencontrées pour la commander. Par la suite, on considère que le rotor en court-circuit est équivalent à un enroulement triphasé. Quand le rotor tourne à la vitesse  $\Omega$ , les courants rotoriques ont pour pulsation  $\omega_s - \omega$ .

Si  $\omega = \omega_s$ , le rotor sera soumis à un champ fixe dans son espace, avec pour conséquence la nullité des courants induits et du couple électromagnétique. On parle alors de synchronisme. Ainsi la vitesse du rotor  $\Omega$  est nécessairement inférieure à  $\frac{\omega_s}{p}$  en

fonctionnement normal. La différence  $\omega_s - \omega$  est appelé pulsation de glissement et donne une image du couple.

La simplicité structurelle de La machine asynchrone cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, aux non-linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres [3]. Pour pallier à ces difficultés, certaines hypothèses simplificatrices sont envisagées.

### 1.3.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie en admettant les hypothèses simplificatrices suivantes [5][6][7]:

- Parfaite symétrie de la machine (symétrie axiale, enroulement triphasés équilibrés).
- La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs.
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices est supposée sinusoïdale le long de l'entrefer.
- La saturation dans le circuit magnétique est négligée.
- Le phénomène d'hystérésis est négligé.
- Le rotor à cage est décrit par un enroulement triphasé équilibré.

### 1.3.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil étudié dans notre cas est une machine triphasée dont la représentation des différents enroulements statoriques et rotoriques est donnée dans la figure (1.1).

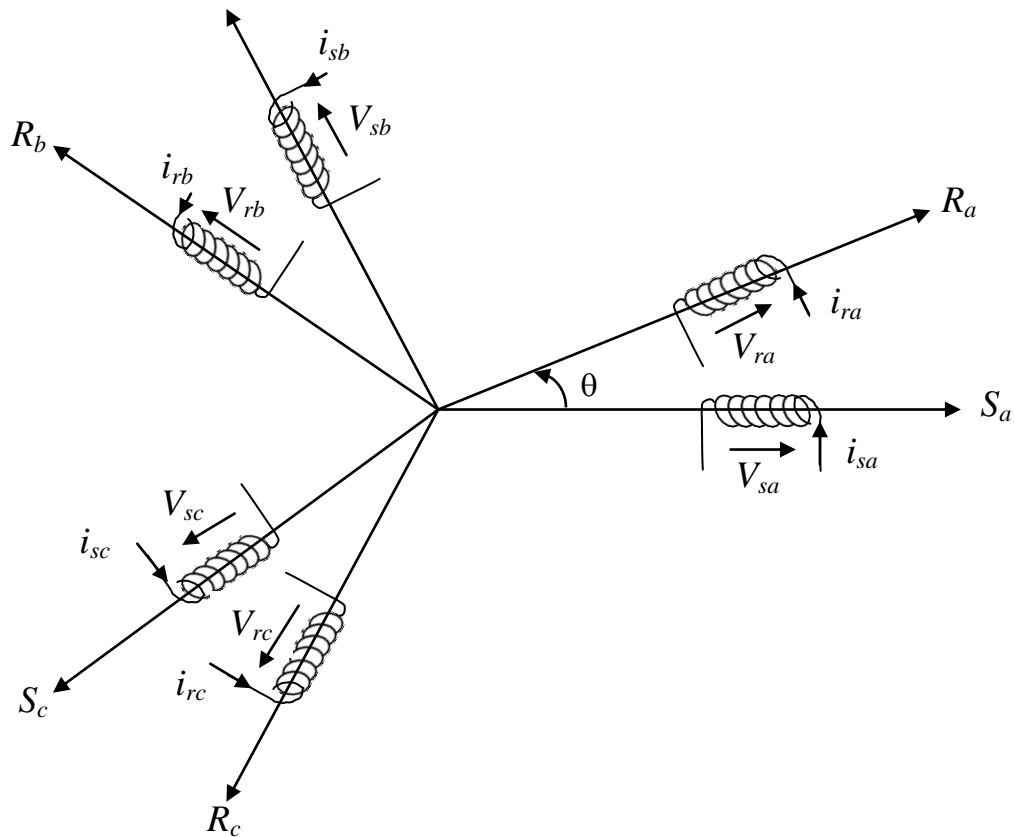


Figure 1-1 Représentation des enroulements d'une MAS triphasée.

$S_a( R_a), S_b( R_b), S_c( R_c)$  : Axes de phases statoriques (rotoriques) .

$\theta$  : Angle électrique entre l'axe de la phase  $S_a$  statorique et la phase  $R_a$  rotorique.

### 1.3.3 Équations électriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices précédentes, l'étude physique conduit aux équations de tensions suivantes données sous forme matricielle:

$$\begin{aligned}
 [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \\
 [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r]
 \end{aligned}
 \tag{ 1.1 }$$

Avec :

$[V_s] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]$  : Vecteur tensions statorique.

$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]$ : Vecteur tensions rotoriques.

$[I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]$ : Vecteur courants statorique

$[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]$ : Vecteur courants rotorique.

$[\phi_s] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]$ : Vecteur flux statorique.

$[\phi_r] = [\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]$ : Vecteur flux rotoriques.

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

Où:

$R_s$  : Résistance d'une phase du stator.

$R_r$  : Résistance d'une phase du rotor.

### 1.3.4 Équations magnétique

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux /inductance propre), Les équations des flux en fonction des courants sont données comme suit :

$$\begin{aligned} [\phi_s] &= [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\phi_r] &= [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{sr}]^T \cdot [I_s] \end{aligned} \tag{1.2}$$

Avec:

$$[L_{ss(rr)}] = \begin{bmatrix} l_{s(r)} & m_{s(r)} & m_{s(r)} \\ m_{s(r)} & l_{s(r)} & m_{s(r)} \\ m_{s(r)} & m_{s(r)} & l_{s(r)} \end{bmatrix}, [M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \tag{1.3}$$

$\phi_s$  et  $\phi_r$  : sont les flux totalisés respectivement au stator et au rotor.

$l_s(l_r)$  : Inductance propre d'une phase statorique (rotorique).

$[L_{ss}]$  ( $[L_{rr}]$ ) : Matrice d'inductances statoriques (rotoriques).

$M_s$  ( $m_r$ ) : Inductance mutuelle entre phases du stator (du rotor).

$m_{sr}$  : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

### 1.3.5 Équation mécanique

L'équation mécanique est donnée par:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = Ce - Cr - f\Omega \quad (1.4)$$

$$\text{Avec : } \Omega = \frac{\omega}{p}$$

Où:

$Ce$  : Couple moteur de la machine (électromagnétique).

$Cr$  : Le couple résistant

$f$  : Le coefficient de frottement.

$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotation du rotor

$p$  : Nombre de paires de pôles de la machine.

$\omega$  : Vitesse électrique du rotor par rapport au stator.

## 1.4 Transformation de PARK

L'équation (1.2) ainsi obtenue, est à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (1.1) en vue de la commande.

On peut réaliser un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants) qui conduit à une relation matricielle indépendante de l'angle  $\theta$ . Le changement de base est appelé transformation de PARK. Cette transformation repose sur l'utilisation de deux axes ( $d, q$ ) (système biphasé) au lieu de trois axes statoriques et rotoriques (système triphasé). Figure (1.2).

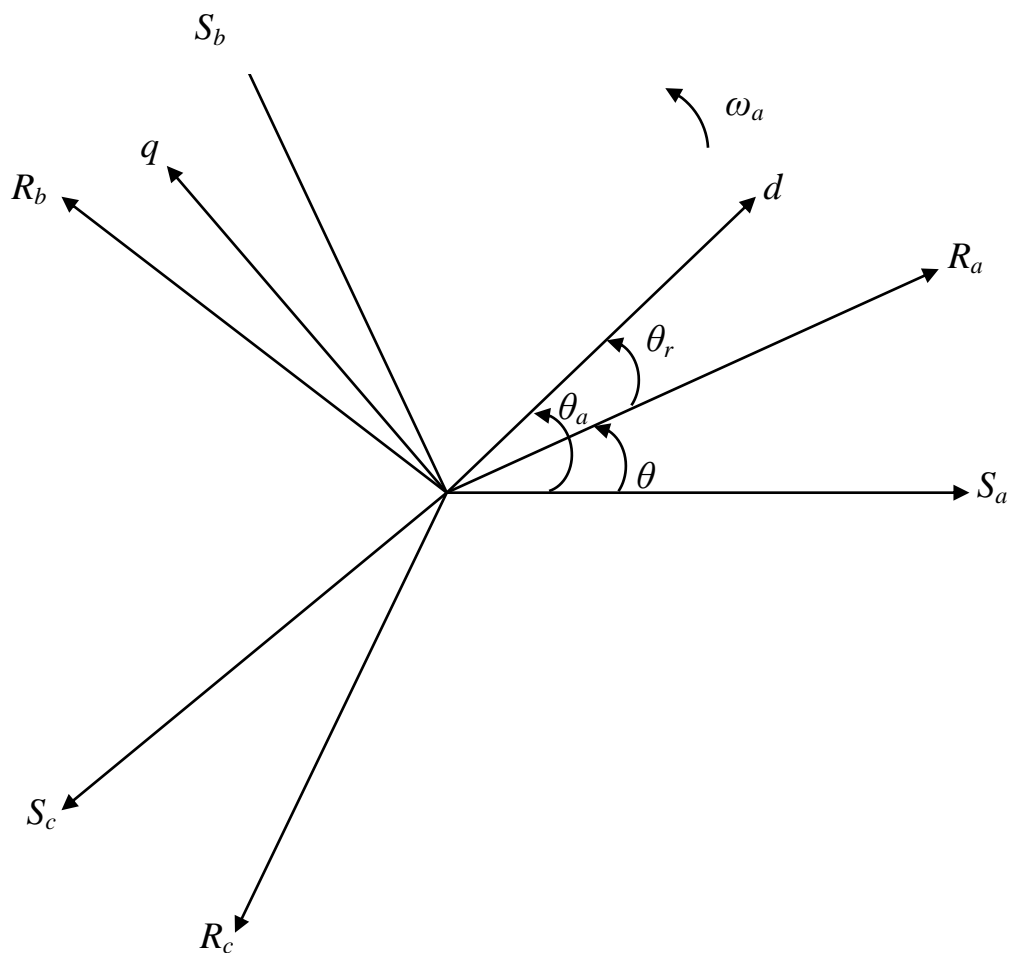


Figure 1-2 : Passage du système triphasé au système biphasé



$\theta_a$ : L'angle de transformation de PARK entre la phase de l'axe  $S_a$  et l'axe  $d$ .

$$\theta_a = \theta + \theta_r \tag{1.5}$$

$\omega_a$ : Vitesse angulaire de rotation du système  $(d, q)$  par rapport au système d'axes triphasé.

Le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée, en utilisant la matrice de transformation  $[P]$  de PARK représentée ci-dessous, repose sur la conservation des puissances.

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{1.6}$$

La matrice inverse  $[P]^{-1}$  est donnée par :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{1.7}$$

Le passage du système triphasé au système diphasé est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \end{cases} \tag{1.8}$$

Avec :

$x$  : Grandeur statorique ou rotorique (représentent le vecteur tension, courant ou flux).

$x_0$  : La composante homopolaire choisie nulle pour un système équilibré.

### 1.4.1 Modèle de PARK de la machine

L'application de la transformation de PARK au système d'équation (1.1)

donne :

$$[P]^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [R_s][P]^{-1} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left( [P]^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} \right) \quad (1.9)$$

En multipliant les deux membres de l'équation par  $[P]$  et après développement on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Pour le rotor, on effectue les mêmes opérations que pour le stator et après développement on aura l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Puisque le neutre n'est pas relié, la composante homopolaire est nulle, d'où les équations suivantes :

Pour les tensions :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Pour les flux :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1.14)$$

Où :

$L_s=l_s-m_s$ : Inductance cyclique propre statorique.

$L_r=l_r-m_r$ : Inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$ : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le développement des équations matricielles (1.12) et (1.13) donne le système suivant:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_a \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_a \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \phi_{sq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - (\omega_a - \omega) \phi_{sd} \end{cases} \quad (1.15)$$

Avec :  $\begin{cases} V_{rd} = 0 \\ V_{rq} = 0 \end{cases}$  rotor en court circuit.

### 1.4.2 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique  $C_{em}$  développé par la machine est proportionnel au produit vectoriel du flux  $\vec{\phi}_r$  et du courant  $\vec{i}_s$  et s'exprime par la relation suivante

$$\begin{aligned} : C_{em} &= \frac{PM}{L_r} (\vec{\phi}_r \wedge \vec{i}_s) \\ C_{em} &= \frac{PM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \end{aligned} \quad (1.16)$$

On remarque que d'autres formulations du couple sont possible cependant, elles restent toujours des expressions non linéaires. La façon d'exprimer le couple dépend de la stratégie de commande adoptée. Afin de concevoir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique.

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \Omega) \quad (1.17)$$

Où  $J$  représente l'inertie totale du moteur avec la charge.  $f$  le coefficient de frottement visqueux, et  $C_r$  le couple de charge. Les équations (1.14), (1.15), (1.16) et (1.17) constituent donc le modèle de base de la machine asynchrone.

## 1.5 Choix du référentiel

La position du système d'axes  $(d, q)$  peut être fixée suivant les objectifs de l'application :

- Référentiel immobile par rapport au stator  $\omega_a = 0$  : étude des grandeurs statoriques (système d'axes  $(\alpha, \beta)$ ).

- Référentiel immobile par rapport au rotor  $\omega_a = \omega_r$  : étude des grandeurs rotoriques (système d'axes  $(x, y)$ ).
- Référentiel lié au champs tournant  $\omega_a = \omega_s$  : étude de la commande (système d'axes  $(d, q)$ )

$\omega_s$  : Pulsation de synchronisme

Notre choix est orienté vers la représentation dans le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  qu'on peut utiliser pour l'observation.

## 1.6 Représentation d'état de la Machine Asynchrone

Une représentation d'état permet de modéliser un système dynamique sous forme matricielle en utilisant des variables d'état. Cette représentation permet de donner une description plus détaillée d'un système.

En reprenant les équations (1.14), (1.15) et (1.17) on obtient le modèle non linéaire de la machine sous forme de représentation d'état :

$$\dot{x} = f(x) + gu \tag{1.18}$$

$$y = h(x) \tag{1.19}$$

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad \Omega]^T; u = [u_{sd} \quad u_{sq}]^T; y = h(x) = [\Omega \quad \|\phi_r\|^2]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{K}{T_r} + K \omega \phi_{rq} \\ -\omega_a i_{sd} - \gamma i_{sq} - K \omega \phi_{rd} + \frac{K}{T_r} + \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_a - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_a - \omega) \phi_{rd} + \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{pM}{JL_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix}, \quad g = [g_1 \quad g_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad \text{et } \omega = p\Omega$$

Les sorties considérées ici sont la vitesse du rotor et la norme au carré du flux rotorique et les entrées sont les tensions statoriques.

Le modèle de la machine dans le repère  $(d, q)$  est le plus général. Cependant il faut connaître de façon exacte la position de ce repère. Le modèle du repère  $(\alpha, \beta)$  permet de surmonter ce problème, il peut être obtenu du modèle précédent en prenant

$$\omega_a = 0.$$

$$\dot{x} = f(x) + gu \tag{1.20}$$

$$y = h(x) \tag{1.21}$$

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \Omega]^T; u = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T; y = h(x) = [\Omega \quad \|\phi_r\|^2]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} + K \omega \phi_{r\beta} \\ -\omega_a i_{s\alpha} - \gamma i_{s\beta} - K \omega \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} + \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \omega \phi_{r\alpha} + \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{pM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix}, \quad g = [g_1 \quad g_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad \text{et } \omega = p\Omega$$

### Choix des sorties

Les sorties du modèle dépendent de l'objectif considérée : commande ou observation. Les sorties à commander sont la vitesse ou le couple de la machine et la norme (ou la norme au carré) du flux, i.e.

$$y_c = \begin{bmatrix} \Omega \\ \|\phi_r\|^2 \end{bmatrix} \quad \text{ou bien} \quad y_c = \begin{bmatrix} C_{em} \\ \|\phi_r\|^2 \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Pour l'observation, les sorties (états mesurables) sont les courants statoriques et la vitesse dans le cas standard :

$$y_0 = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Omega]^T \quad (1.23)$$

## 1.7 Etude de l'alimentation de la MAS

L'alimentation connectée au réseau à tension et fréquence fixe, assure à la MAS, en fonction des exigences de vitesse, son alimentation en courant alternatif à tension et fréquence variables.

Elle est constituée de trois étages connectés en cascade. Le premier étage est un redresseur alimenté par le réseau. Le deuxième est un filtre et le troisième constitue l'onduleur de tension à MLI. Figure (1.3).

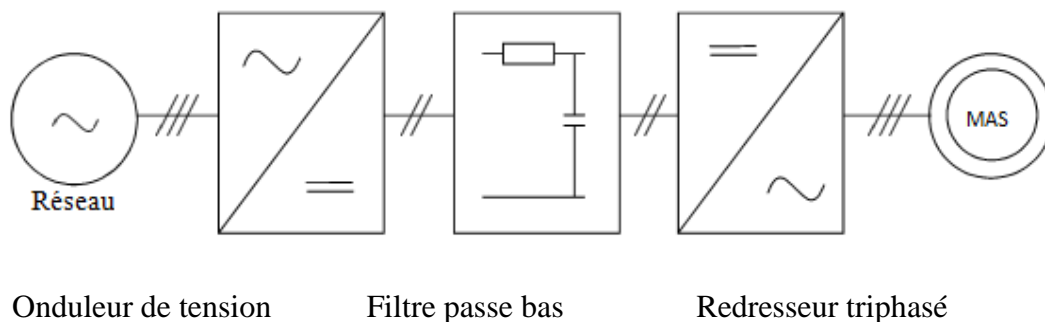


Figure 1-3 : Structure générale de l'alimentation de la MAS

La tension triphasée de la source est appliquée à un redresseur triphasé du type double alternance à diodes, alimenté par un réseau triphasé symétrique de tensions simples, d'amplitudes et de fréquence constante.

La tension à la sortie du redresseur présentant des ondulations nécessitant l'usage d'un filtre.

On utilise un filtre R-C. La fonction de transfert du filtre est :

$$F(s) = \frac{U_c}{U_d} = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (1.24)$$

$\tau$  : La constante de temps du filtre.



### 1.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension MLI est l'organe principal de l'alimentation de la MAS. Il a pour rôle l'obtention, à partir d'une tension continue, d'un système de tensions triphasées de fréquence et d'amplitude variables.

Il est constitué de trois branches (phases) dont chacune possède deux cellules de commutation qui sont montées en série. Dans ce cas, chaque cellule est assimilable à un interrupteur contrôlable à la fermeture et à l'ouverture. Ces interrupteurs peuvent être des transistors (bipolaire, MOSFET, ou IGBT) associés à leurs diodes tête bêche pour permettre la réversibilité du courant ou des thyristors GTO avec leurs ensemble d'extinction et d'inversion. [6], [8].

Le type de semi-conducteurs de puissance (interrupteurs) employés dépend des courants et tensions (circuit puissance) ainsi que de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Ils sont commandés de manière complémentaire car leur fermeture simultanée provoquerait le court-circuit de la source.

Dans notre travail nous allons choisir l'onduleur de tension commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), la modulation sinus-triangle a été choisie pour la génération des tensions d'alimentation du moteur asynchrone. Du fait que les constantes de temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs, on peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux. La figure (1.4) représente le

schéma de cet onduleur et son modèle. Les six interrupteurs de l'onduleur relient les deux bornes de la source continue de tension aux trois phases de la machine. Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif "o" de la source de l'onduleur [8], [9], [10], [11].

Une fonction logique décrit l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut un (1) si l'interrupteur est fermé et zéro (0) s'il est ouvert.

Cette fonction est définie par :

$$F_i = \begin{cases} 0 & \text{si } S_i \text{ est fermé et } S'_i \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } S_i \text{ est ouvert et } S'_i \text{ est fermé} \end{cases} \quad (1.25)$$

avec  $i=1,2,3$ : les trois phase de sortie de l'onduleur

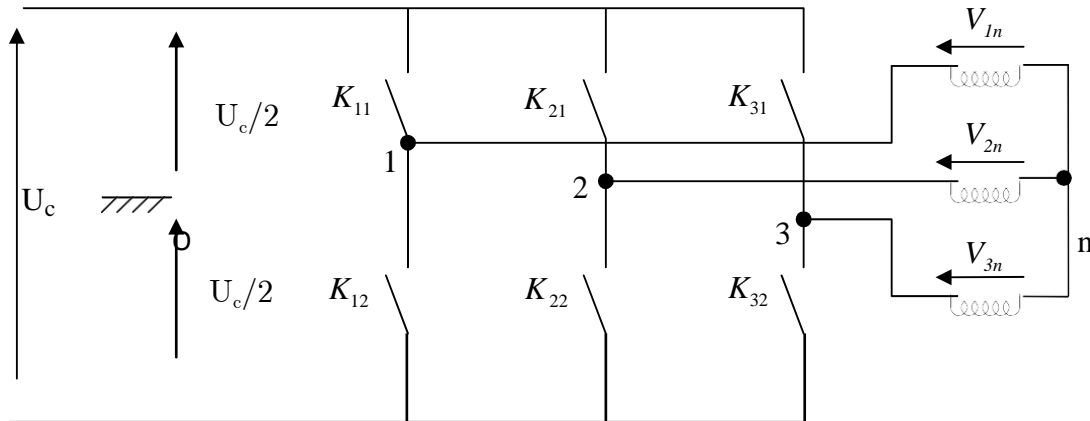


Figure 1-4 Schéma de l'onduleur alimentent le stator de la MAS

Les tensions de sortie sont obtenues par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1o} \\ V_{2o} \\ V_{3o} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Avec:  $V_{on} = -\frac{1}{2}(V_{1o} + V_{2o} + V_{3o})$

En utilisant les fonctions de connexion, les tensions composées de l'onduleur sont exprimées de la manière suivante :

$$\begin{aligned} V_{12} &= V_{1n} - V_{bn} \\ V_{23} &= V_{2n} - V_{3n} \\ V_{31} &= V_{3n} - V_{1n} \end{aligned} \quad (1.27)$$

Les tensions de branches  $V_{1o}, V_{2o}, V_{3o}$  peuvent être exprimées en fonction des fonctions logiques  $F_i$  par :

$$\begin{aligned} V_{1o} &= \frac{1}{2} E F_1 \\ V_{2o} &= \frac{1}{2} E F_2 \\ V_{3o} &= \frac{1}{2} E F_3 \end{aligned} \quad (1.28)$$

En remplaçant  $V_{1o}, V_{2o}, V_{3o}$  dans la relation (1.26) on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

### 1.7.2 Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible. Le principe de cette stratégie est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée permet de déterminer les séquences

des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

### 1.7.3 Stratégie de la MLI (sinus-triangle)

C'est la modulation la plus classique, les ordres de commande des interrupteurs de puissance sont générés à partir de la comparaison des signaux de références sinusoïdales appelées modulantes, de fréquence égale à  $f$  (50Hz) et du signal de modulation triangulaire appelé porteuse de haute fréquence  $f_p$ .

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation ( $m$ ) égal au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f_s$ )
- Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $V_m$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $V_{pm}$ ). [11],[12].

Le choix des valeurs de  $m$  et  $r$  procède d'un compromis entre la neutralisation des harmoniques et le rendement de l'onduleur.

La figure (1.5) illustre le principe de ce type de modulation qui sera utilisé pour la simulation pour la suite de travail.

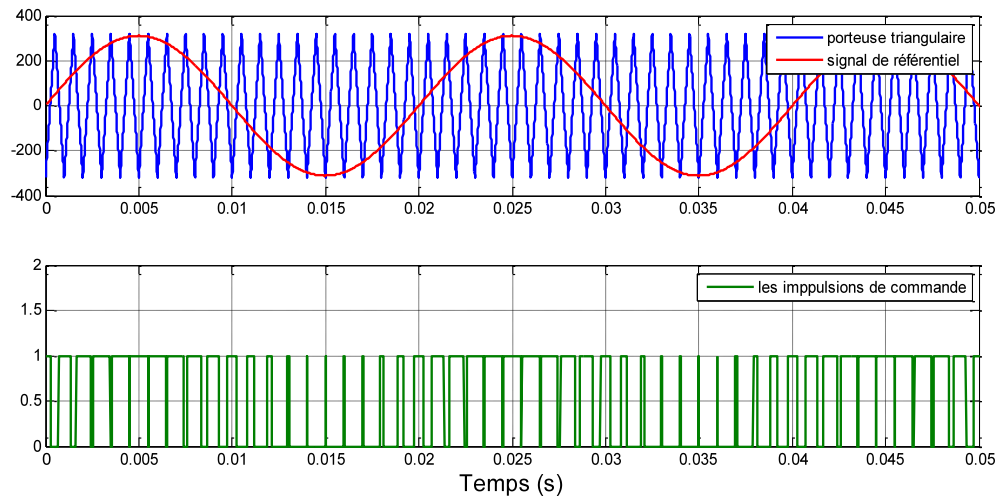


Figure 1-5 La modulation sinus-triangulaire pour une phase

## 1.8 Simulation de la MAS

### 1.8.1 Alimentation direct de la MAS par un réseau triphasé

Le MAS est simulé après sa mise sous forme d'état. L'objectif de cette section est d'établir un schéma bloc à partir duquel la MAS est directement alimentée par le réseau triphasé (220/380V, 50Hz). Le moteur utilisé est à cage d'écureuil, ses paramètres sont donnés en annexe.

Les tensions d'alimentation sont sinusoïdales, d'amplitudes constantes et dont les valeurs instantanées sont données par les équations :

$$\begin{aligned}
 V_{sa} &= \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega_{res} t) \\
 V_{sb} &= \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega_{res} t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{sc} &= \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega_{res} t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{1.30}$$

Où :

$V_{eff}$  : Valeur efficace de tension.

$\omega_{res} = 2\pi f$  : Pulsation du réseau.

Les résultats de simulation sont obtenus pour un fonctionnement à vide ( $C_r=0\text{N.m}$ ) et en charge nominale ( $C_r=5\text{ N.m}$ ) pendant un temps de (2s) à l'instant  $t = 1.5\text{s}$ .  
Figure (1.6).

Les résultats de simulation sont obtenus pour un fonctionnement à vide ( $C_r=0\text{N.m}$ ) et en charge nominale ( $C_r=5\text{ N.m}$  appliqué à  $t = 1.5\text{s}$ ) pendant un temps de (2s).  
Figure (1.6).

#### ***A vide :***

- La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme (314 rad/s).
- La courbe du couple se présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes, pendant le régime transitoire et se stabilise à la fin du régime. Le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude dans le premier instant, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et on obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.
- Les courant statorique présentent des oscillations successives avec une amplitude maximale de (18 A) jusqu'à 0.2s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations reste constante.

**En charge :**

Nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ) pendant (2s) à l'instant ( $t = 1.5\text{s}$  à  $t = 3.5\text{s}$ ). Nous constatons :

- la valeur de la vitesse diminue, le couple se stabilise à celle du couple résistant ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ).
- l'amplitude du flux diminue légèrement durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.
- l'amplitude du courant statorique augmente par suite de l'augmentation de la charge appliquée à l'arbre de la machine.

On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge (ou bien d'un régime en charge vers un autre) à l'instant  $t = 1.5\text{s}$  et  $t = 3.5\text{s}$ , s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

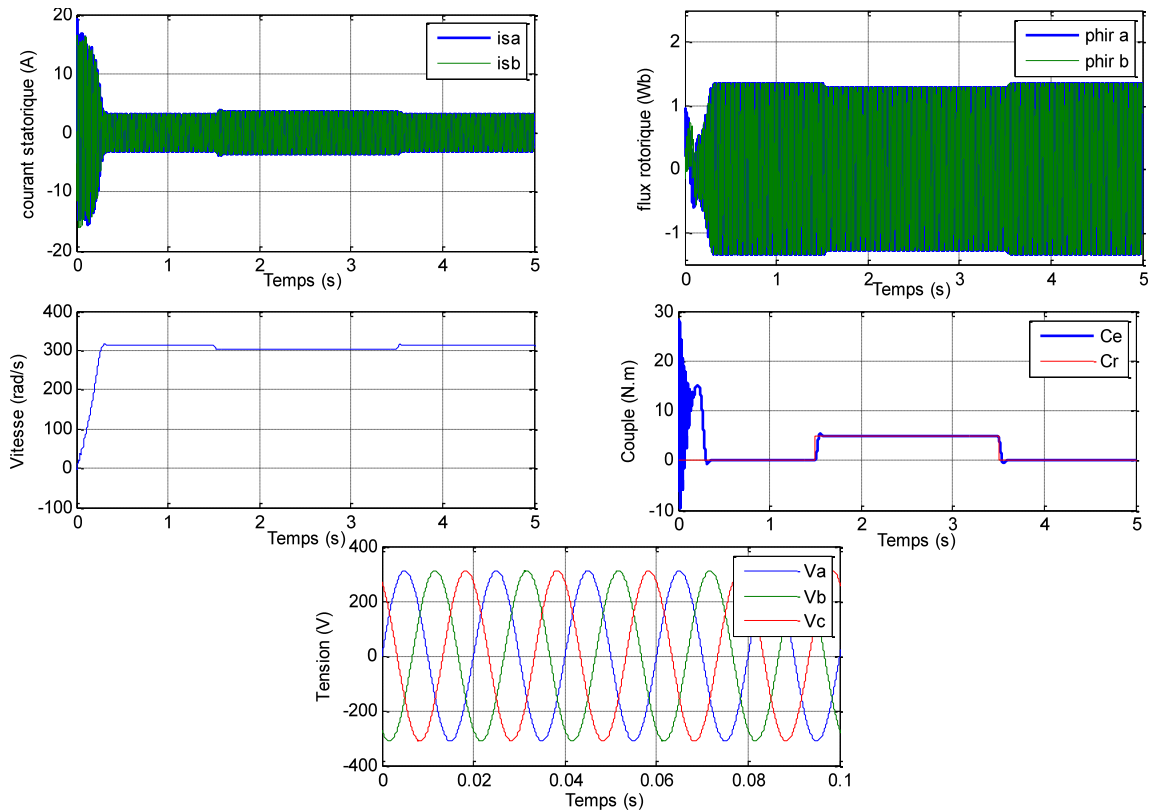


Figure 1-6 Résultats de simulation pour le fonctionnement en charge

### 1.8.2 Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus-triangulaire

La figure (1.5) illustre les résultats de simulation de la MAS, alimentée via un onduleur de tension commandé par MLI Sinus-Triangle. Après un temps de 1.5s de démarrage à vide on applique un couple de charge ( $C_r=5N.m$ ).



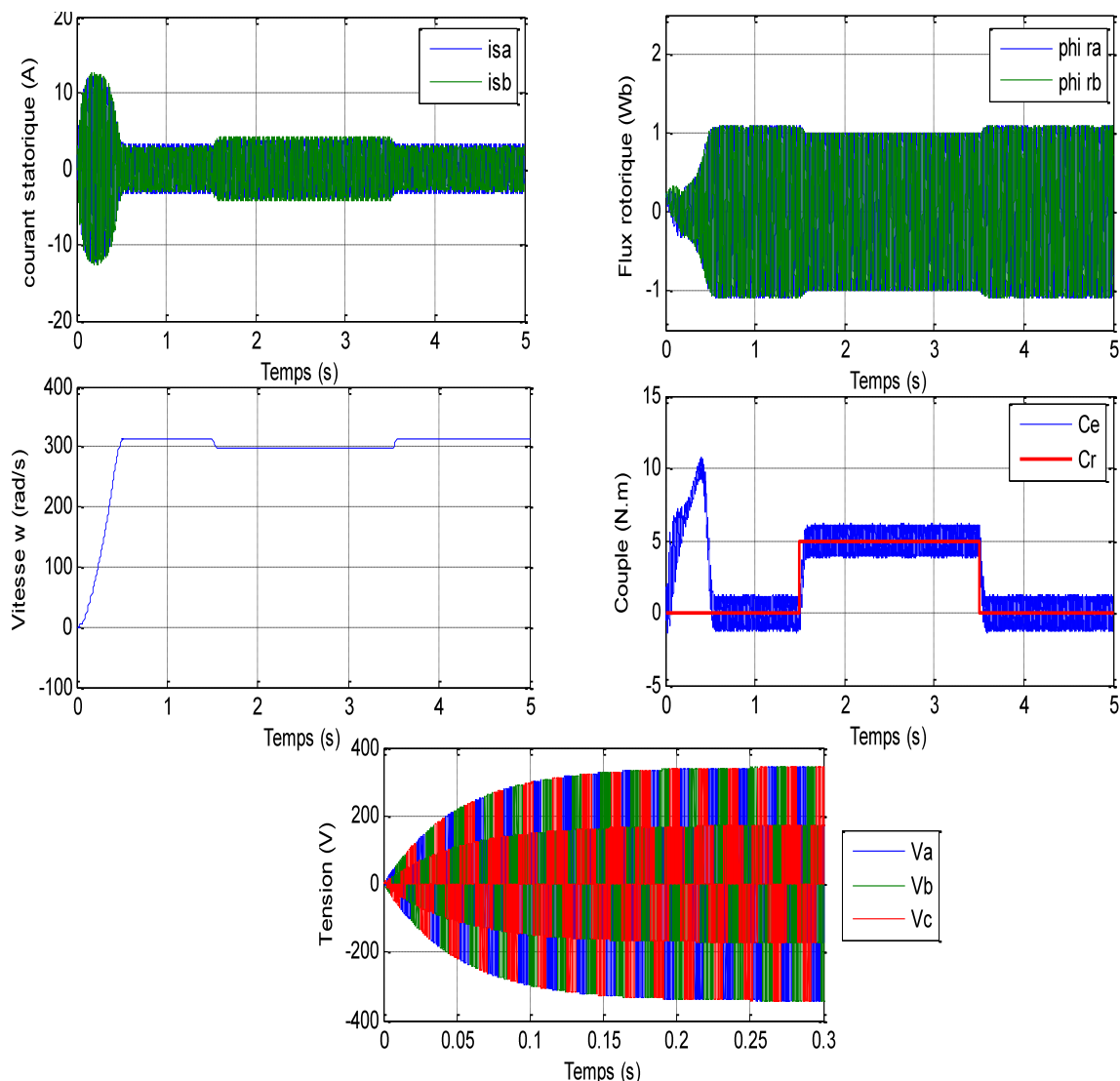


Figure 1-7 La réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-Triangulaire, suivie de l'introduction d'un couple de charge de 5 N.m à  $t=1,5$  sec

Dans la figure (1.7), nous présentons les résultats de simulation de l'ensemble moteur-onduleur en utilisant la M.L.I sinus-triangle.

La première remarque qu'on peut dire que les temps de réponse de la vitesse ainsi du couple pour une MAS alimentée par un onduleur sont lents par rapport à celle alimentée directement par un réseau, ceci est due à la diminution de la valeur efficace de la tension qui alimente la machine. L'absence de régulation de la vitesse

(test en boucle ouverte) provoque une diminution importante de la vitesse lors d'application d'une charge pour l'ensemble machine-onduleur.

Les oscillations au niveau du couple et de la vitesse sont dues essentiellement au convertisseur statique car la conversion continue-alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des tensions de sortie et des courants qui influent directement sur la forme du couple et de la vitesse, on peut diminuer en variant la fréquence de commutation des interrupteurs ce qui permet de minimiser le spectre d'harmoniques surtout en ce qui concerne la forme d'onde du courant.

On note que la variation de la fréquence de commutation permet d'augmenter les pertes joules ce qui provoque l'échauffement des composants de puissance.

## 1.9 Conclusion

Ce premier chapitre, nous a permis de présenter la modélisation de la machine asynchrone tout en tenant compte des hypothèses simplificatrices, ainsi que la transformation des grandeurs triphasées en grandeurs biphasées, suivi de simulation de fonctionnement de la machine pour la marche à vide et en charge nominale. Le choix du référentiel et les transformations triphasé biphasé permettent d'obtenir une première simplification de l'écriture de l'équation d'état. Ceci implique que le choix en ce qui concerne le type de commande à appliquer, dépendra bien évidemment du repère dans lequel on décidera de travailler.

Afin de faire varier la vitesse de ce moteur, il est intéressant de soumettre la MAS à des fréquences variables pour cette raison on a étudié la modélisation de

l'ensemble machine asynchrone et onduleur de tension commandé en tension par MLI sinus triangulaire.

Les résultats de simulation montrent la validité de notre modèle.

Pour plus de performance en boucle fermée, on a opté pour la commande par backstepping, qui sera détaillée dans le prochain chapitre.

*Chapitre 02 :*  
*Commande*  
*Backstepping d'une*  
*MAS*

## 2 Commande Backstepping d'une MAS

### 2.1 Introduction

La linéarisation globale par bouclage n'est souvent pas possible, les systèmes ne sont en générale que partiellement linéarisables puisque le modèle d'un procédé même relativement complexe, n'est jamais parfait.

La théorie de la commande non linéaire a été le sujet de développements intenses pendant les deux dernières décennies. Les techniques développées dans ce secteur sont appliquées à l'étape de la conception et à l'exécution des modèles de commande dans les systèmes non linéaires. Actuellement ces derniers sont devenus plus structurés et mieux développés. L'une des techniques les plus connues est la théorie de **Backstepping**. Cette méthode est fondée sur la conception récursive de la loi de commande basée sur la théorie de Lyapunov [16], [17], [18], [19], [20]

### 2.2 Théorie de Lyapunov et stabilité

La condition de base sur un système commandé est qu'il doit converger vers un état que nous déterminons. Formalisons cette condition en termes de propriétés de l'équilibre désiré [15].

Or la stabilité est considérée comme étant la qualité la plus recherchée dans l'étude d'un système dynamique. Différentes façons d'exprimer la stabilité existent en automatique on distingue la stabilité d'un point d'équilibre, stabilité entrée sortie etc. En générale cette étude a connu un développement très important depuis l'utilisation

des résultats de la théorie de stabilité déduite des travaux de Lyapunov qui prennent en charge la stabilité des modèles dynamiques des systèmes linéaires ou non.

### 2.2.1 La stabilité au sens de Lyapunov

Les deux méthodes de Lyapunov, connues sous les noms de la première et la seconde méthode représentent des outils analytiques puissants. Dans la première méthode, appelée également méthode de linéarisation, il s'agit d'analyser la stabilité du système non linéaire au voisinage du point d'équilibre à travers une approximation linéaire. La mise en évidence de cette méthode, permet l'utilisation des outils des systèmes de contrôle linéaire. Cependant, la seconde méthode est plus générale et elle repose sur le principe d'énergie pour analyser la stabilité, «un système physique est stable, si son énergie mécanique totale, diminue avec le temps», Lyapunov a pu décrire une fonction similaire ayant les propriétés de l'énergie et pour laquelle l'analyse de stabilité devient plus commode [18].

#### a. Première méthode de Lyapunov

Le théorème de stabilité locale de Lyapunov, connu sous le nom de première méthode permet de se prononcer sur la linéarisation de la dynamique d'un système autour d'un point d'équilibre. Cette méthode apporte une validité théorique à la technique de linéarisation. Elle mentionne que :

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable, il y a stabilité asymptotique.

- Si le système linéarisé est instable, il y a instabilité.
- Si le système linéarisé est stable sans l'être asymptotiquement, on ne peut se prononcer. C'est le cas critique de Lyapunov. La stabilité ou l'instabilité dans ce cas dépend des termes de degré supérieur à un, négligés dans l'approximation.

## b. Deuxième méthode de Lyapunov

L'idée de Lyapunov est d'examiner une fonction scalaire  $V$  (Fonction d'énergie) pour analyser la stabilité du système, en se basant sur l'étude de ses variations (signe de  $V$ ) le long de la trajectoire du système.

### 2.2.2 Fonction candidate de Lyapunov

La fonction candidate de Lyapunov est une fonction  $V(x)$  qui possède deux propriétés essentielles :

- La première est la qualité d'extremum au point d'équilibre, à savoir s'il s'agit d'un maximum ou d'un minimum. Le point d'équilibre a tendance à être stable si cet extremum est un minimum. Afin de forcer la présence d'un minimum au point d'équilibre, la fonction sera contrainte à être positive pour toute valeur différente de l'origine. Elle ne pourra s'annuler qu'à l'origine.
- La deuxième particularité de la fonction candidate de Lyapunov est que : lors de la présence d'un système stable, elle a tendance à diminuer ou d'être conservée lors

de l'évolution du système. En conséquence, on exigera en plus de la fonction de Lyapunov que la dérivée de celle-ci soit négative :

$$\dot{V}(x) = \left( \frac{dV}{dx} \right)^T f(x) < 0 \quad (2.1)$$

## 2.3 Commande par Backstepping

### 2.3.1 Principe

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires, La technique du Backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multi variable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous systèmes de commande du première ordre. Pour chaque sous-système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet, figure (2.1). Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découlent de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande (CLF).



### 2.3.2 Méthode générale de synthèse récursive par Backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u \end{aligned} \quad (2.2)$$

Avec:  $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}^n, u \in \mathfrak{R}$ .

Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode Backstepping, on considère que la sortie du système  $y = x_1$  désire suivre le signal de référence  $y_{ref}$ . Le système étant d'ordre  $n$ , la mise en œuvre s'effectue en  $n$  étapes.

➤ **Étape 1 :**

On commence par la première équation du système (2.2), où  $x_2$  sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_{ref} \quad (2.3)$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (2.4)$$

Ainsi sa dérivée est

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (2.5)$$

Pour un tel système, on construit d'abord la fonction de Lyapunov  $v_1$  sous une forme quadratique

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (2.6)$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\dot{v}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 \left[ f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \right] \quad (2.7)$$

Un choix judicieux de  $x_2$  rendrait  $\dot{v}_1$  négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (2.5) Pour cela, prenons :  $x_2 = \alpha_1$  telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (2.8)$$

Où  $k_1 > 0$  est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (2.5) sera donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} \left[ -k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1) \right] \quad (2.9)$$

Ce qui implique:

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (2.10)$$

➤ **Etape2:**

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent (2.5)

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (2.11)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (2.12)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (2.13)$$

Pour le système (3.13), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$v_2 = v_1 + \frac{1}{2}e_2^2 = \frac{1}{2}[e_1^2 + e_2^2] \quad (2.14)$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{v}_2 = \dot{v}_1 + e_2 \dot{e}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \quad (2.15)$$

Le choix de  $x_3$  qui stabilisera la dynamique du système (3.13) et rendra  $\dot{v}_2$  négative est :  $x_3 = \alpha_2$

telle que:

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_0 e_2 \quad (2.16)$$

Où  $k_2 > 0$  est une constante de conception. Ainsi, la loi de commande pour le système (II.13) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (2.17)$$

Avec:

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1)[-k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - k_1 \dot{e}_1 + \dot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1) g_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (2.18)$$

Un tel choix implique:

$$\dot{v}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (2.19)$$

**Etape n :**

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (2.20)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (2.21)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_n = \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (2.22)$$

Pour le système (2.22), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$v_n = v_1 + v_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_n^2] \quad (2.23)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{v}_n = \dot{v}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n = -k_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \quad (2.24)$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier.

Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n) \dot{u} - \alpha_{n-1} = -k_n e_n \tag{2.25}$$

Où  $k_n > 0$  est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)} [-k_n e_n + \alpha_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \tag{2.26}$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{v}_n = -k_1 e_1^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0$$

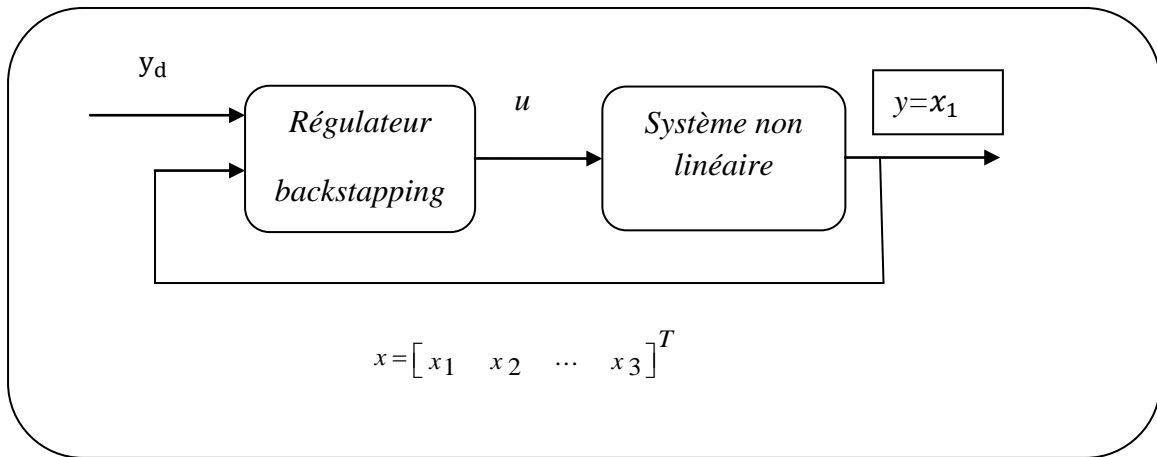


Figure 2-1 : Schéma de principe du contrôle par Backstepping

Nous avons ainsi défini la méthodologie de la commande Backstepping que nous allons mettre en application sur la MAS.

## 2.4 Application de la commande par Backstepping sur la MAS

L'application de la technique Backstepping au moteur asynchrone est basée sur les étapes suivantes :

- Calculons, pour un sous système, la première commande virtuelle à partir de l'erreur de poursuite  $e_1 = (y_{référence} - y)$  et la dynamique d'adaptation, qui va être utilisée au second étage comme signal de référence pour l'état suivant.

- Déterminons une fonction de Lyapunov de telle sorte que sa dérivée soit négative.

- Répétons l'opération jusqu'au  $n^{ème}$  étage (ordre du système) qui nous permet de générer la commande qui garantit la stabilité globale du système et qui va lui être appliquée.

➤ Les équations dynamiques obtenues sont exprimées dans le repère fixe diphasé ( $\alpha$ - $\beta$ ) lié au stator.

En appliquant cette transformation, le modèle de la machine peut être décrit par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{p \cdot M}{jL_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{f_r}{j} \Omega \cdot p - \frac{C_r}{j} \\ \frac{d}{dt} I_{s\alpha} = -\lambda I_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\alpha} + \frac{V_{s\alpha}}{L_s \sigma} + \frac{M \Omega p \phi_{r\beta}}{L_s \sigma L_r} \\ \frac{d}{dt} I_{s\beta} = -\lambda I_{s\beta} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{V_{s\beta}}{L_s \sigma} - \frac{M \Omega p \phi_{r\alpha}}{L_s \sigma L_r} \\ \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} + \Omega p \phi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} - \Omega p \phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (2.28)$$

Avec :  $\Omega \cdot p = w, k = \frac{M}{L_s \sigma L_r}$

Pour passer à la représentation d'état de la machine, on définit le vecteur d'état suivant :

$$x = [\Omega, I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}]^T$$

Et le vecteur de commande suivant :

$$u = [V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^T$$

Avec ces choix le modèle d'état s'écrit :

$$x_1 = \Omega, x_2 = I_{s\alpha}, x_3 = I_{s\beta}, x_4 = \phi_{r\alpha}, x_5 = \phi_{r\beta}$$

$$a_1 = \frac{p.M}{jL_r}, a_2 = \frac{C_r}{j}, a_3 = \frac{k}{T_r}, a_4 = kp, a_5 = \lambda, a_6 = \frac{1}{T_r}, a_7 = p, a_8 = \frac{M}{T_r}, a_9 = \frac{f_r}{j}, b = \frac{1}{L_s \sigma}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_1 \cdot (x_3 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_5) - a_2 - a_9 x_1 a_7 \\ \dot{x}_2 = -a_5 \cdot x_2 + a_3 \cdot x_4 - V_{s\beta} \cdot b + x_3 x_5 \\ \dot{x}_3 = -a_5 \cdot x_3 - a_4 \cdot x_4 x_1 - V_{s\alpha} \cdot b + a_3 x_5 \\ \dot{x}_4 = a_8 \cdot x_2 - a_6 \cdot x_4 + a_7 x_1 x_5 \\ \dot{x}_5 = a_8 \cdot x_3 - a_7 \cdot x_1 x_4 - a_6 x_5 \end{cases} \quad (2.29)$$

➤ **Etape1**

Dans cette étape, On définit les erreurs  $e_1$  et  $e_2$  représentant respectivement l'erreur entre la vitesse réelle  $\Omega$  et la vitesse de référence  $\Omega_{ref}$  et l'erreur entre le module de flux  $\phi_r$  et sa référence  $\phi_{rref}$ .

$$e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \quad (2.30)$$

$$e_2 = \|\phi_{rref}^2\| - \|\phi_r^2\| \rightarrow \|\phi_r^2\| = x_4^2 + x_5^2 \quad (2.31)$$

Par dérivation on obtient :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{p \cdot M}{jL_r} \cdot (I_{s\beta} \cdot \dot{\phi}_{r\alpha} - I_{s\alpha} \cdot \dot{\phi}_{r\beta}) + \frac{C_r}{j} + \frac{f_r}{j} \Omega \quad (2.32)$$

$$\dot{e}_2 = \left\| \dot{\phi}_{rref}^2 \right\| - \frac{2M}{T_r} \cdot (I_{s\beta} \cdot \dot{\phi}_{r\alpha} + I_{s\alpha} \cdot \dot{\phi}_{r\beta}) + \frac{2}{T} \left\| \dot{\phi}_r^2 \right\| \quad (2.33)$$

On désigne la deuxième commande virtuelle  $\alpha_1$  et  $\beta_1$  :

$$\alpha_1 = a_1 \cdot (x_3 x_4 - x_2 x_5) = \frac{pM}{jL_r} \cdot (I_{s\beta} \dot{\phi}_{r\alpha} - I_{s\alpha} \dot{\phi}_{r\beta}) \quad (2.34)$$

$$\beta_1 = 2a_8 \cdot (x_5 x_3 + x_2 x_4) = \frac{pM}{jL_r} \cdot (I_{s\beta} \dot{\phi}_{r\beta} - I_{s\alpha} \dot{\phi}_{r\alpha}) \quad (2.35)$$

Donc :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \alpha_1 + \alpha_2 + a_9 x_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \alpha_1 + \frac{C_r}{j} + \frac{f_r}{j} \Omega \quad (2.36)$$

$$\dot{e}_2 = \left\| \dot{\phi}_{rref}^2 \right\| - \beta_1 + a_6 \cdot \left\| \dot{\phi}_r^2 \right\| = \left\| \dot{\phi}_{rref}^2 \right\| - \beta_1 + \frac{2}{T_r} \left\| \dot{\phi}_r^2 \right\| \quad (2.37)$$

La première fonction de Lyapunov est choisie tel que :

$$v_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (2.38)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{v}_1 = \dot{e}_1 \cdot e_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 \quad (2.39)$$



Pour rendre  $\dot{v}_1$  négative en choisissant :

$$\dot{e}_1 = -c_1 e_1$$

$$\dot{e}_2 = -c_2 e_2$$

Ou :  $c_1, c_2$  gains positifs

$$\dot{e}_1 = -c_1 e_1 = \dot{\Omega}_{ref} - a_1 + a_2 + a_9 x_1 \rightarrow \alpha_1 = c_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + a_2 + a_9 x_1$$

$$\alpha_1 = c_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{j} + \frac{f_r}{j} \Omega \quad (2.40)$$

$$\dot{e}_2 = -c_2 e_2 = \left\| \dot{\phi}_{rref} \right\|^2 - \beta_1 + 2.a_6 \cdot \left\| \phi_r^2 \right\| \rightarrow \beta_1 = c_2 e_2 + \left\| \dot{\phi}_{rref} \right\|^2 + 2.a_6 \left\| \phi_r^2 \right\|$$

$$\beta_1 = c_2 e_2 + \left\| \dot{\phi}_{rref} \right\|^2 + 2 \cdot \frac{1}{T_r} \left\| \phi_r^2 \right\| \quad (2.41)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{v}_1 = e_1 \cdot \left( \dot{\Omega}_{ref} - \alpha_1 + \alpha_2 + a_9 x_1 \right) + e_2 \cdot \left( \left\| \dot{\phi}_{rref} \right\|^2 \right) - \beta_1 + 2.a_6 \cdot \left\| \phi_r^2 \right\|$$

$$\dot{v}_1 = e_1 \cdot (\dot{\Omega}_{ref} - c_1 e_1 - \dot{\Omega}_{ref} - a_2 - a_9 x_1 + a_2 + a_9 x_1) + e_2 \cdot \left( \left\| \dot{\phi}_{rref} \right\|^2 - \left\| \dot{\phi}_{rref} \right\|^2 - c_2 e_2 - 2.a_6 \cdot \left\| \phi_r^2 \right\| + 2.a_6 \left\| \phi_r^2 \right\| \right)$$

Donc :

$$\dot{v}_1 = -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 < 0 \quad (2.42)$$

➤ **Etape2**

Les références précédentes, choisit pour assurer une dynamique stable de vitesse et de flux les erreurs de poursuite, ne peut être imposée aux commande virtuels sans tenir compte des erreurs entre eux.

On définit les erreurs suivantes :

$$e_3 = \alpha_1 - a_1 \cdot (x_3 x_4 - x_2 x_5)$$

$$e_3 = \alpha_1 - \frac{pM}{jL_r} \cdot (I_{s\beta} \cdot \phi_{r\alpha} - I_{s\alpha} \cdot \phi_{r\beta}) \quad (2.43)$$

$$e_4 = \beta_1 - 2a_8 \cdot (x_5 x_3 + x_4 \cdot x_2)$$

$$e_4 = \beta_1 - \frac{2M}{T_r} \cdot (\phi_{r\beta} \cdot I_{s\beta} + \phi_{r\alpha} \cdot I_{s\alpha}) \quad (2.44)$$

Avec cette définition et en tenant compte du système, les dynamiques de  $e_1$  et  $e_2$  s'écrivent :

$$e_3 = c_1 e_1 + \overbrace{\dot{\Omega}_{ref} + a_2 + a_9 x_1 - a_1 (x_3 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_5)}^{e_3} \quad (2.45)$$

$$\text{Donc : } \dot{e}_1 = -c_1 e_1 + e_3$$

$$e_4 = c_2 e_2 + \overbrace{\left\| \dot{\phi}_{rref} \right\|^2 + 2a_6 \cdot \left\| \dot{\phi}_r \right\|^2 - 2a_8 (x_5 \cdot x_3 - x_4 \cdot x_2)}^{e_4}$$

$$\text{Donc : } \dot{e}_2 = -c_2 e_2 + e_4$$

Par dérivation de l'équation (2.43).on obtient :

$$\dot{e}_3 = \dot{\alpha}_1 - a_1 \cdot (x_3 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_5)$$

$$= \dot{\alpha}_1 - a_1 \cdot ((x_3 \cdot x_4 + x_4 \cdot x_3) - (x_2 \cdot x_5 + x_5 \cdot x_2)) \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_4 &= \beta_1 - 2a_8 \cdot (x_5 \cdot x_3 + x_4 \cdot x_2) \\
 &= \beta_1 - 2a_8 \cdot ((x_3 \cdot x_5 + x_5 \cdot x_3) - (x_4 \cdot x_2 + x_2 \cdot x_4))
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

Par développement de ces points on obtient :

$$\begin{aligned}
 \blacksquare \quad \dot{e}_3 &= \alpha_1 - a_1 \cdot (x_3 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_5) \\
 &= \alpha_1 - \frac{pM}{jL_r} \cdot (\lambda \cdot (I_{s\alpha} \cdot \phi_{r\beta} - I_{s\beta} \cdot \phi_{r\alpha}) - kp\Omega(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - p\Omega(\phi_{r\alpha} \cdot I_{s\alpha} - \phi_{r\beta} \cdot I_{s\beta})) + \\
 &\quad \frac{1}{T_r} (\phi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta}) + b(\phi_{r\alpha} \cdot V_{s\beta} - \phi_{r\beta} \cdot V_{s\alpha}) \\
 &= \alpha_1 - \frac{pM}{jL_r} \cdot ((\lambda + \frac{1}{T_r}) \cdot (I_{s\alpha} \cdot \phi_{r\beta} - I_{s\beta} \cdot \phi_{r\alpha}) - p\Omega(\phi_{r\alpha} \cdot I_{s\alpha} - \phi_{r\beta} \cdot I_{s\beta})) \\
 &\quad - kp\Omega(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - \frac{p \cdot M}{jL_r} \cdot \frac{1}{L_s \sigma} (\phi_{r\alpha} \cdot V_{s\beta} - \phi_{r\beta} \cdot V_{s\alpha})
 \end{aligned}$$

Ou :

$$\alpha_2 = \alpha_1 + \frac{pM}{jL_r} \cdot ((\lambda + \frac{1}{T_r}) \cdot (I_{s\beta} \cdot \phi_{r\alpha} - I_{s\alpha} \cdot \phi_{r\beta}) + p\Omega(\phi_{r\alpha} \cdot I_{s\alpha} - \phi_{r\beta} \cdot I_{s\beta}) + kp\Omega(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)) \tag{2.49}$$

Finalement :

$$\dot{e}_3 = \alpha_2 - \frac{p \cdot k}{j} \cdot (V_{s\beta} \cdot \phi_{r\alpha} - V_{s\alpha} \cdot \phi_{r\beta}) \tag{2.50}$$

$$\begin{aligned}
 \blacksquare \quad \dot{e}_4 &= \beta_1 - 2a_8 \cdot (x_4 \cdot x_2 + x_5 \cdot x_3) \\
 &= \beta_1 - 2a_8 \cdot (-\lambda \cdot (\phi_{r\alpha} \cdot I_{s\alpha} + \phi_{r\beta} \cdot I_{s\beta}) + kp\Omega(\phi_{r\beta} \cdot \phi_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \cdot \phi_{r\beta})) \\
 &\quad + (\phi_{r\alpha} \cdot V_{s\alpha} - \phi_{r\beta} \cdot V_{s\beta}) \cdot b + \frac{k}{T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{M}{T} \cdot (I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2) \\
 &= \beta_1 - 2 \frac{M}{T} \cdot (-\lambda + \frac{1}{T}) \cdot (I_{s\alpha} \cdot \phi_{r\alpha} - I_{s\beta} \cdot \phi_{r\beta}) + b \cdot (\phi_{r\alpha} \cdot V_{s\alpha} + \phi_{r\beta} \cdot V_{s\beta}) + \frac{k}{T} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \\
 &\quad + \frac{M}{T_r} \cdot (I_{s\beta}^2 + I_{s\alpha}^2) + p\Omega(I_{s\beta} \cdot \phi_{r\alpha} - I_{s\alpha} \cdot \phi_{r\beta})
 \end{aligned}$$

Ou :

$$\begin{aligned} \dot{\beta}_2 = & \beta_1 - 2 \frac{M}{T_r} \cdot \left( (\lambda + \frac{1}{T_r}) \cdot (I_{s\alpha} \cdot \phi_{r\alpha} - I_{s\beta} \cdot \phi_{r\beta}) - \frac{k}{T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - \frac{M}{T_r} \cdot (I_{s\beta}^2 + I_{s\alpha}^2) \right) \\ & - p\Omega (I_{s\beta} \cdot \phi_{r\alpha} - I_{s\alpha} \cdot \phi_{r\beta}) \end{aligned} \quad (2.51)$$

Finalement :

$$\dot{e}_4 = \beta_2 - 2 \frac{M}{T_r} \cdot b (V_{s\alpha} \phi_{r\alpha} + V_{s\beta} \phi_{r\beta}) \quad (2.52)$$

### ➤ Etape3

Cette dernière étape consiste à remplacer les deux régulateurs tout en donnant les lois de commande données par la tension statorique. pour cela on adopte une nouvelle fonction de Lyapunov décrite par l'expression suivante :

$$v_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (2.53)$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale est :

$$\dot{v}_2 = e_1 \cdot \dot{e}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 + e_3 \cdot \dot{e}_3 + e_4 \cdot \dot{e}_4 \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 = & e_1 \cdot (-c_1 e_1 + e_3) + e_2 \cdot (-c_2 e_2 + e_4) + e_3 \cdot \left( \alpha_2 - \frac{pk}{j} \cdot (V_{s\beta} \phi_{r\alpha} - V_{s\alpha} \phi_{r\beta}) + c_3 e_3 - c_3 e_3 \right) \\ & + e_4 \cdot \left( \beta_2 - 2kR_r \cdot (\phi_{r\alpha} V_{s\alpha} + \phi_{r\beta} V_{s\beta}) + c_4 e_4 - c_4 e_4 \right). \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 = & -c_1 e_1^2 + e_1 e_3 - c_2 e_2^2 + e_2 e_4 - c_3 e_3^2 \\ & + e_3 [e_1 + c_3 e_3 + \alpha_2 - \frac{pk}{j} \cdot (V_{s\beta} \phi_{r\alpha} - V_{s\alpha} \phi_{r\beta})] + e_4 [e_2 + c_4 e_4 \\ & + \beta_2 - 2kR_r \cdot (\phi_{r\alpha} V_{s\alpha} + \phi_{r\beta} V_{s\beta})] \end{aligned} \quad (2.55)$$

Pour garantir la stabilité :  $\dot{v}_2 < 0$

Ou :  $c_1, c_2, c_3, c_4 > 0$

Donc :

$$-c_1 e_1^2 + e_1 e_3 - c_2 e_2^2 + e_2 e_4 - c_3 e_3^2 < 0 \quad (2.56)$$

Finalement :

$$\begin{cases} e_1 + c_3 e_3 + \alpha_2 - \frac{pk}{j} \cdot (V_{s\beta} \phi_{r\alpha} - V_{s\alpha} \phi_{r\beta}) = 0 \\ e_2 + c_4 e_4 + \beta_2 - 2kR_r \cdot (\phi_{r\alpha} V_{s\alpha} + \phi_{r\beta} V_{s\beta}) = 0 \end{cases} \quad (2.57) \text{ et } (2.58)$$

### ❖ Calcul de vecteur de commande

Dans cette partie la loi de commande  $v$  à appliquer au système est donner par l'équation suivante :

❏ Calcul de  $V_{s\alpha}$  :

A partir de l'équation (2.57) :

$$\frac{V_{s\alpha} \phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} - \frac{j}{pk \phi_{r\alpha}} \cdot (e_1 + c_3 e_3 + \alpha_2) = V_{s\beta} \quad (2.59)$$

Avec remplacement de (2.59) dans l'équation (2.58) et par simplification :

$$\begin{aligned} \frac{\phi_{r\alpha} \cdot (e_2 + c_4 e_4 + \beta_2)}{2kR_r} + \phi_{r\beta} \frac{j}{pk} \cdot (e_1 + c_3 e_3 + \alpha_2) &= V_{s\alpha} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \\ V_{s\alpha} &= \frac{1}{\|\phi_r^2\|} \cdot \left( \frac{\phi_{r\alpha} \cdot (e_2 + c_4 e_4 + \beta_2)}{2kR_r} + \phi_{r\beta} \frac{j}{pk} \cdot (e_1 + c_3 e_3 + \alpha_2) \right) \end{aligned} \quad (2.60)$$

❏ Calculer de  $V_{s\beta}$  :

A partir de l'équation (2.57) :

$$\frac{V_{s\beta} \phi_{r\alpha}}{\phi_{r\beta}} + \frac{j}{pk \phi_{r\beta}} \cdot (e_1 + c_3 e_3 + \alpha_2) = V_{s\alpha} \quad (2.61)$$

Avec remplacement de (2.61) dans l'équation (2.58) et par simplification :

$$\begin{aligned} \frac{\phi_{r\beta} \cdot (e_2 + c_4 e_4 + \beta_2)}{2kR_r} - \phi_{r\alpha} \frac{j}{pk} \cdot (e_1 + c_3 e_3 + \alpha_2) &= V_{s\beta} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \\ V_{s\beta} &= \frac{1}{\|\phi_r^2\|} \cdot \left( \frac{\phi_{r\beta} \cdot (e_2 + c_4 e_4 + \beta_2)}{2kR_r} - \phi_{r\alpha} \frac{j}{pk} \cdot (e_1 + c_3 e_3 + \alpha_2) \right) \end{aligned} \quad (2.62)$$

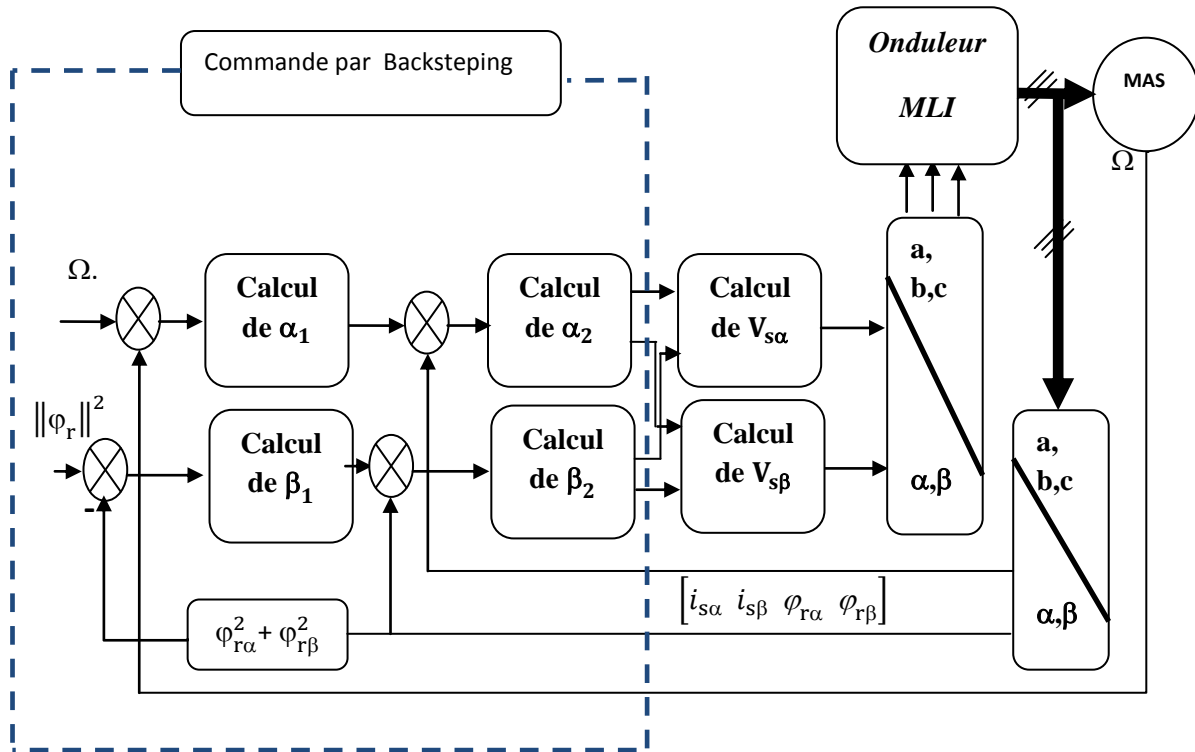


Figure 2-2 Structure du schéma bloc de la commande par Backstepping

## 2.5 Résultat de simulation de la Commande Backstepping appliquée à la MAS:

Pour montrer les performances de la commande par Backstepping, la MAS est soumise à des tests de robustesse pour des conditions de fonctionnement variables sous charge nominale à savoir régime nominal, variation de vitesse, de paramètres de la machine (variation de  $R_r$ ) ( Figure 2.3).

### 2.5.1 Commande backstepping

### 2.5.2 fonctionnement nominal à vide et en charge

La MAS fonctionne au régime nominal. Après passage par un court régime transitoire, les modules des courants sont constants, la vitesse observée suit presque parfaitement sa référence. Le flux et le couple présentent des modules constants, le

découplage entre le flux et le couple est tout à fait bon, ainsi le principe de l'orientation du flux est vérifié. Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale, la charge nominale de la machine ( $C_r=0\text{N.m}$ ) est appliquée au début de démarrage et à l'instant  $t=1.5\text{s}$ , la charge est augmenté à  $C_r=5\text{N.m}$ . Les résultats de simulation de la figure (2.3) montrent un bon comportement de la machine malgré la variation de la charge, 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, le découplage entre couple et flux est toujours réalisé. Figure (2.3).

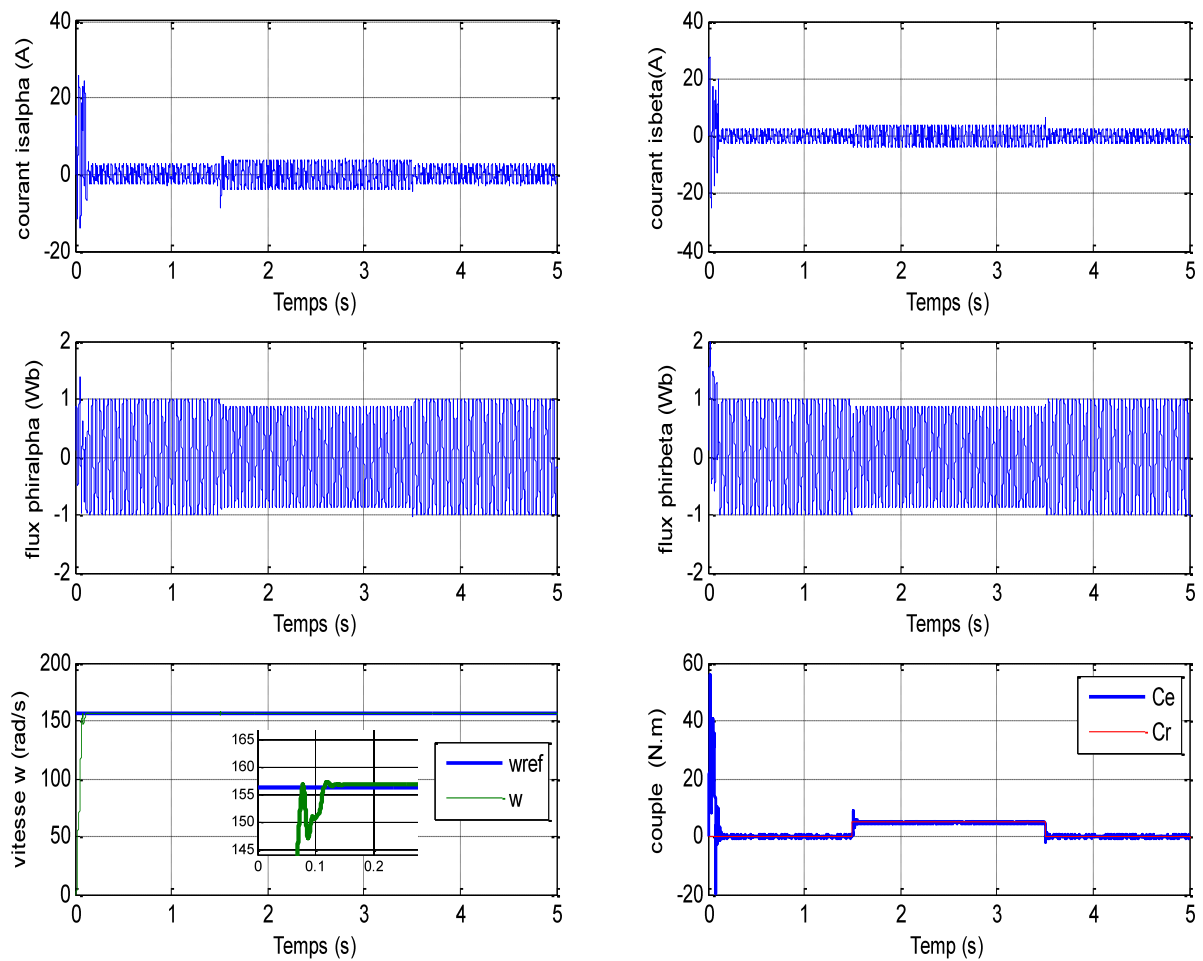


Figure 2-3 Résultats de simulation lors de fonctionnement nominal à vide et en charge

### 2.5.3 Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse

Dans la figure (2.4), la MAS est initialement chargée par son couple nominal est accélérée pour atteindre sa vitesse nominale (156.5rad/s), puis, la machine décélère et son sens de rotation est inversé (-156.5rad/s), après un moment. 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 les changements du régime.

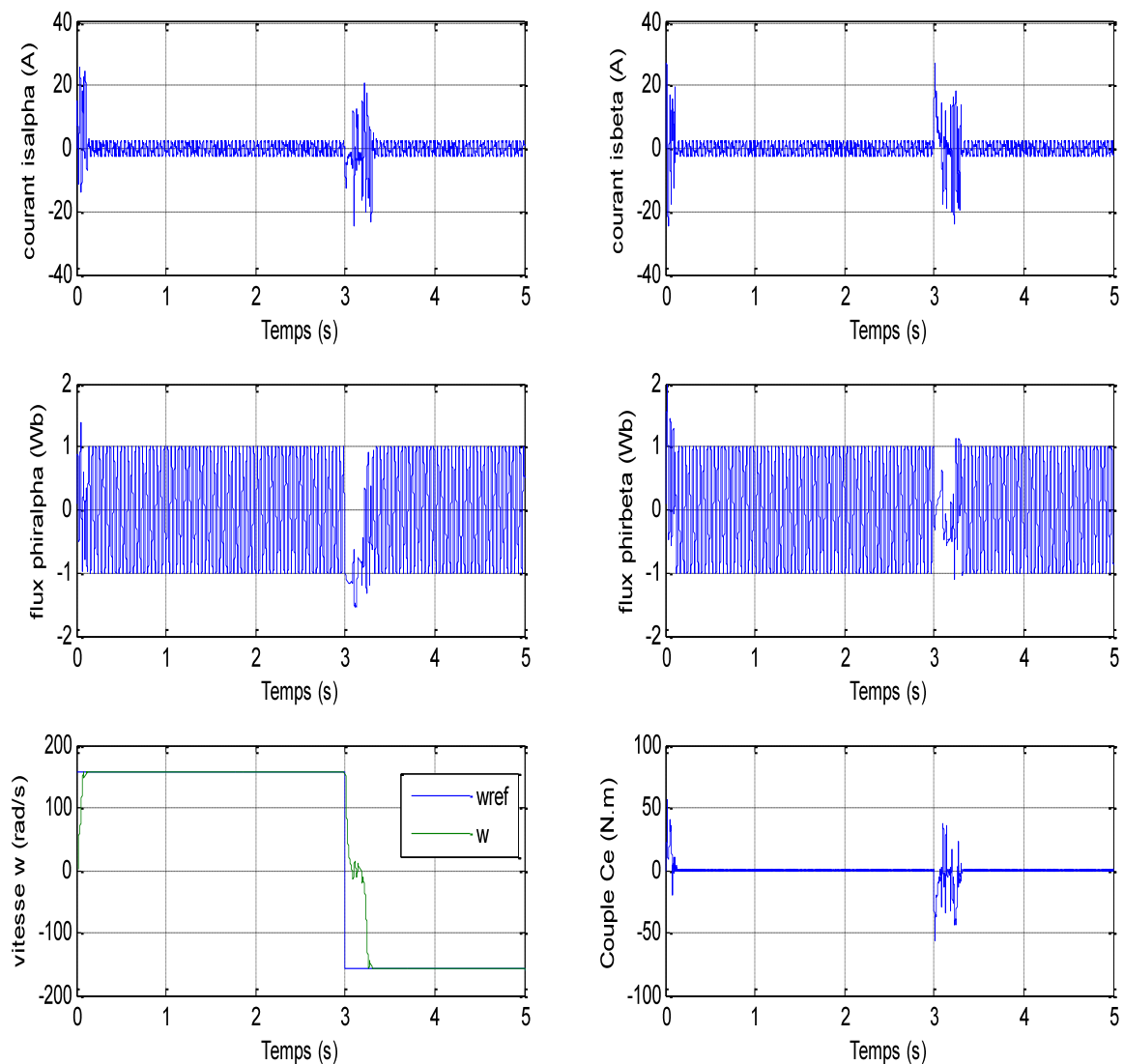


Figure 2-4 Résultats de simulation Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse



### 2.5.4 Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique :

Dans la figure (2.5), la machine tourne à sa vitesse nominale sous sa charge nominale. Les résultats de simulation observés lors de la variation de la résistance rotorique 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.

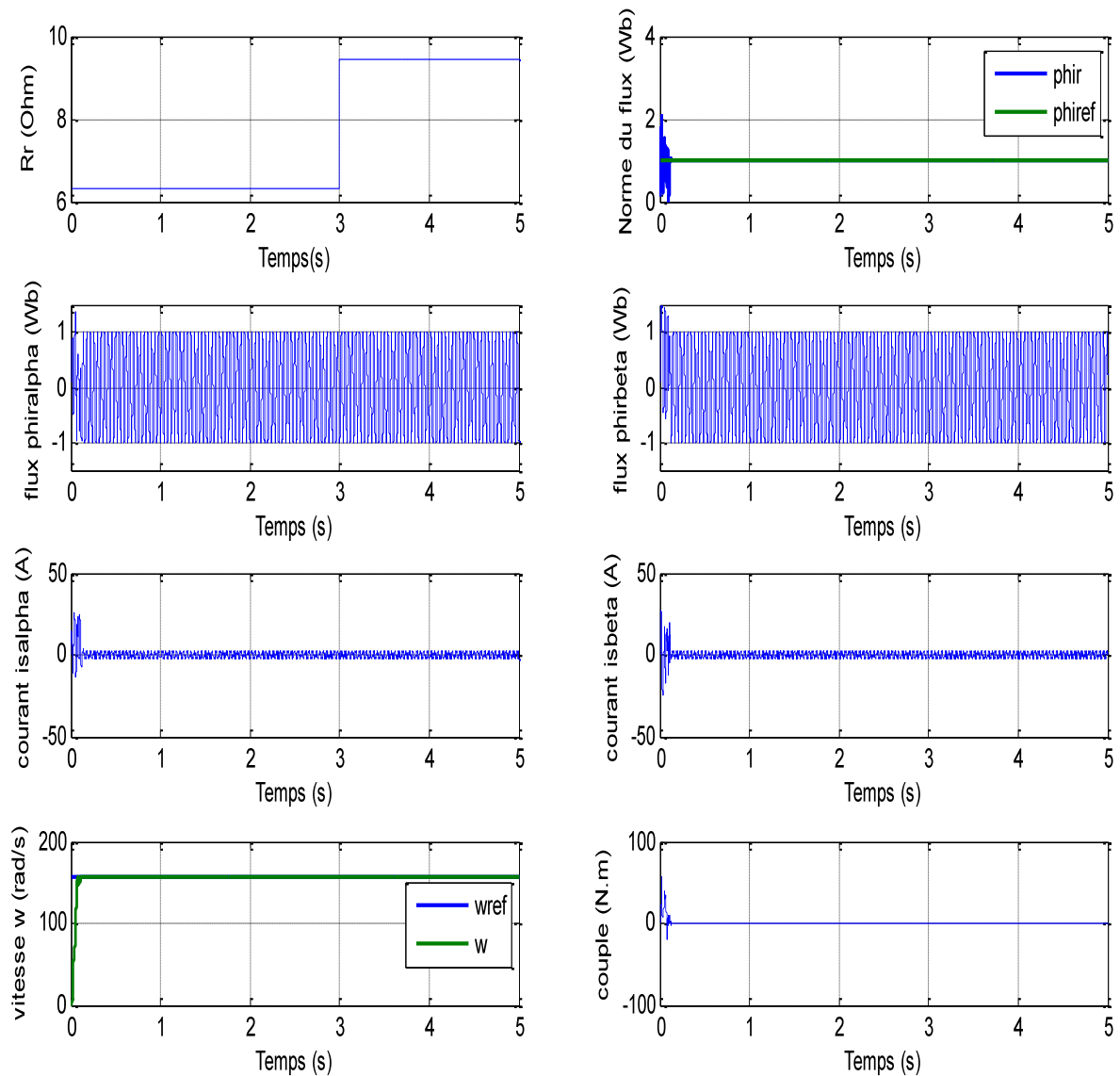


Figure2-5 Résultats de simulation Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique

## 2.6 Commande Backstepping avec action intégrale

La structure du contrôleur généré par la version classique du backstepping est composée d'une action proportionnelle, à laquelle est ajoutée une action dérivée sur les erreurs. Une telle structure rend le système sensible aux bruits de mesure. L'absence d'intégrateur entraîne également l'apparition d'une erreur statique constante non nulle. La solution de ce problème est la conception d'une nouvelle version du backstepping dotée d'une action intégrale. Ceci revient à introduire des intégrateurs dans le modèle du MAS et procéder à l'application de la méthode conventionnelle du backstepping sur ce nouveau modèle. L'action intégrale sera transférée automatiquement du modèle à la loi de commande[13][14].

Nous définissons les erreurs de poursuite :

$$e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \quad (2.63)$$

$$e_3 = \phi_{ref} - \phi_r \quad (2.64)$$

$$\text{Avec } \phi_r = \phi_{r\alpha}^2 - \phi_{r\beta}^2$$

Leurs équations dynamiques sont données par :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \left[ \frac{pM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \right] \quad (2.65)$$

$$\dot{e}_3 = \dot{\phi}_{ref} - \left[ \frac{2M}{C_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) \right] + \frac{2}{C_r} \phi_r \quad (2.66)$$

En définissant les expressions de contrôle virtuel ci-dessous :

$$\xi_1 = \left[ \frac{pM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] \quad (2.67)(2.68)$$

$$\xi_2 = \left[ \frac{2M}{C_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) \right]$$

On peut écrire (2.65) et (2.66) sous la forme suivante :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \xi_1 + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega \quad (2.69)$$

$$\dot{e}_3 = \dot{\phi}_{ref} - \xi_2 + \frac{2}{C_r}\phi_r^2 \quad (2.70)$$

Pour vérifier la stabilité de la dynamique de l'erreur de poursuite en choisit la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$v_1 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_3^2] \quad (2.71)$$

la dérivée temporelle de (2.71) est :

$$\dot{v}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_3 \dot{e}_3 \quad (2.72)$$

Pour rendre la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov définie négative, si les dérivées du suivi d'erreur sont choisies comme suit :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 \quad (2.73)$$

$$\dot{e}_3 = -k_3 e_3 \quad (2.74)$$

Dans ces conditions, les relations de forme déduites (2.69) et (2.70) du contrôle virtuel deviennent comme suit :

$$\xi_{1}^* = k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega \quad (2.75)$$

$$\xi_{2}^* = k_3 e_3 + \dot{\phi}_{ref} + \frac{2}{C_r}(\phi_{ref} - e_3) \quad (2.76)$$

Où  $k_1$  et  $k_3$  sont des gains de conception positifs qui déterminent la dynamique de la boucle fermée.

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov conditionnelle est évidemment définie négative, donc l'erreur de poursuite  $e_1$  et  $e_3$  peut être stabilisée.

Puisque la variable  $\zeta_1$  et  $\zeta_2$  ne sont pas des entrées de contrôle et seulement deux variables du système avec sa propre dynamique. Nous l'utiliserons pour introduire

l'action intégrale, donc les contrôles virtuels  $\zeta_1^*$  et  $\zeta_2^*$  sont utilisés pour assurer la stabilité des boucles de flux de vitesse et de module. La dynamique des erreurs de poursuite est donnée par :

$$\begin{aligned} \xi^d_1 &= \xi^*_1 + \lambda_1 X_1 \\ \xi^d_2 &= \xi^*_2 + \lambda_2 X_2 \end{aligned} \tag{2.77}(2.78)$$

$\lambda_1$  et  $\lambda_2$ : sont des constantes positives et  $X_i = \int_0^t e_i(\tau) d\tau$

$i=1,2$  : sont les actions intégrales apportées conformément à l'erreur suivante en les introduisant dans la commande virtuelle, on s'assure de la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro en régime permanent.

**Deuxième étape :**

Pour assurer une dynamique stable d'erreur de suivi de vitesse et de module de flux, ne peut être imposée aux commandes virtuelles sans tenir compte des erreurs entre elles. L'objectif de la commande devient : forcer la variable auxiliaire  $\zeta_1$  à suivre  $\zeta^d_1$  pendant que  $\zeta_2$  suit  $\zeta^d_2$  à cette fin, nous a laissé définir les erreurs suivantes :

$$e_2 = \xi^d_1 - \xi_1 = \xi^*_1 + \lambda_1 X_1 - \xi_1 \tag{2.79}$$

$$e_4 = \xi^d_2 - \xi_2 = \xi^*_2 + \lambda_2 X_2 - \xi_2 \tag{2.80}$$

La dérivée de (2.79) et (2.80) est :

$$\dot{e}_2 = \dot{\xi}^d_1 - \dot{\xi}_1 = \dot{\xi}^*_1 + \lambda_1 \dot{e}_1 - \dot{\xi}_1 \tag{2.81}$$

$$\dot{e}_4 = \dot{\xi}^d_2 - \dot{\xi}_2 = \dot{\xi}^*_2 + \lambda_2 \dot{e}_3 - \dot{\xi}_2 \tag{2.82}$$

On détermine la nouvelle dynamique de l'erreur  $e_1$  et  $e_3$  exprimée maintenant en termes de  $e_2$  et  $e_4$ :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \quad (2.83)$$

$$\dot{e}_3 = -k_3 e_3 + e_4 \quad (2.84)$$

De (2.81) et (2.82) on obtient:

$$\dot{e}_2 = \xi_3 + \left[ \frac{pk}{J} (\phi_{r\alpha} V_{s\beta} - \phi_{r\beta} V_{s\alpha}) \right] \quad (2.85)$$

$$\dot{e}_4 = \xi_4 - \left[ 2kR_r (\phi_{r\alpha} V_{s\alpha} + \phi_{r\beta} V_{s\beta}) \right] \quad (2.86)$$

Avec:

$$\xi_3 = \dot{\xi}_1^d + \frac{pM}{JL_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] + \frac{pM}{JL_r} \left[ p\Omega \left[ (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) + k\phi_r^2 \right] \right]$$

$$\xi_4 = \dot{\xi}_2^d + \frac{2M}{T_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{k}{T_r} \phi_r^2 \right] - \frac{2M}{T_r} \left[ p\Omega \left[ (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) + \frac{M}{T_r} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \right] \right]$$

On peut voir, à partir des relations (2.85) et (2.86) que les composants de contrôle réels sont apparus dans la dynamique des erreurs. Nous permettent donc de construire la fonction de Lyapunov augmentée comme :

$$v_2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2] \quad (2.87)$$

La dérivée de l'équation (2.87) on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 = & -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 - k_3 e_3^2 + e_3 e_4 - k_2 e_2^2 - k_4 e_4^2 \\ & + e_2 \left( k_2 e_2 + e_1 + \xi_3 + \frac{pk}{J} (\phi_{r\alpha} V_{s\beta} - \phi_{r\beta} V_{s\alpha}) \right) \\ & + e_4 (k_4 e_4 + e_3 + \xi_4 - 2kR_r [\phi_{r\alpha} V_{s\alpha} + \phi_{r\beta} V_{s\beta}]) \end{aligned} \quad (2.88)$$

Où  $k_2$  et  $k_4$  sont des gains de conception positifs qui déterminent la dynamique de la boucle fermée.

On choisit :

$$\dot{v}_2 = -k_1 e_1^2 - k_3 e_3^2 - k_2 e_2^2 - k_4 e_4^2 \leq 0 \quad (2.89)$$

Nous choisissons le contrôle de tension comme suit :

$$k_2 e_2 + e_1 + \xi_3 + \frac{pk}{J}(\phi_{r\alpha} V_{s\beta} - \phi_{r\beta} V_{s\alpha}) = 0 \quad (2.90)$$

$$k_4 e_4 + e_3 + \xi_4 - 2kR [(\phi_{r\alpha} V_{s\alpha} + \phi_{r\beta} V_{s\beta})] = 0 \quad (2.91)$$

Conduit donc à l'expression de contrôle suivante :

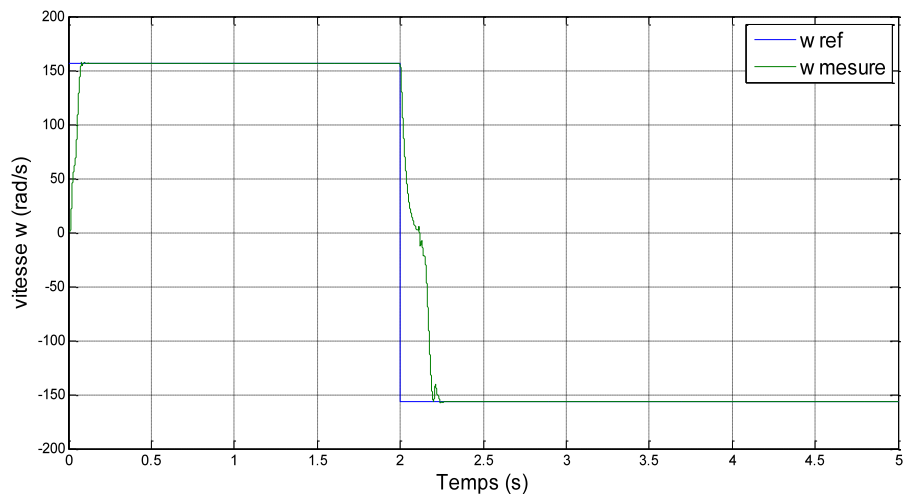
$$V_{s\alpha} = \frac{1}{\phi_r} \left[ \frac{(\xi_4 + e_3 + k_4 e_4)}{2kR_r} \phi_{r\alpha} - \frac{j}{pk} [\xi_3 + e_1 + k_2 e_2] \phi_{r\beta} \right] \quad (2.92)$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\phi_r} \left[ \frac{(\xi_4 + e_3 + k_4 e_4)}{2kR_r} \phi_{r\beta} - \frac{j}{pk} [\xi_3 + e_1 + k_2 e_2] \phi_{r\alpha} \right] \quad (2.93)$$

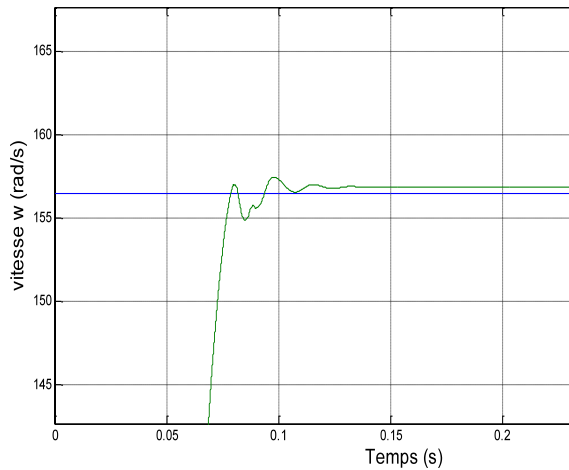
## 2.7 Résultats de simulations:

Le schéma bloc de simulation de la commande backstepping combinée à une approche d'action intégrale du système de moteur à induction est donné dans la figure (2.6)





Zoom de démarrage



Zoom lors de la variation de  $w$

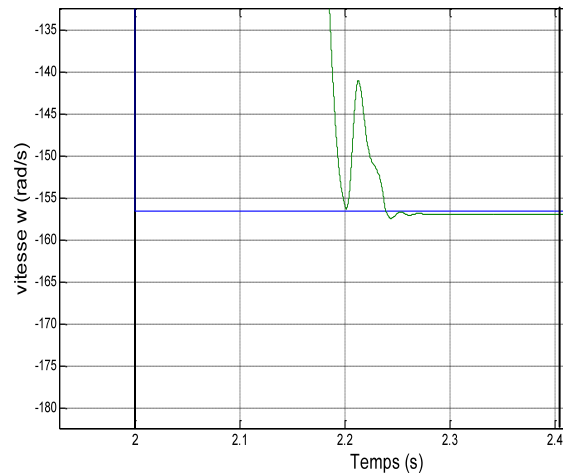
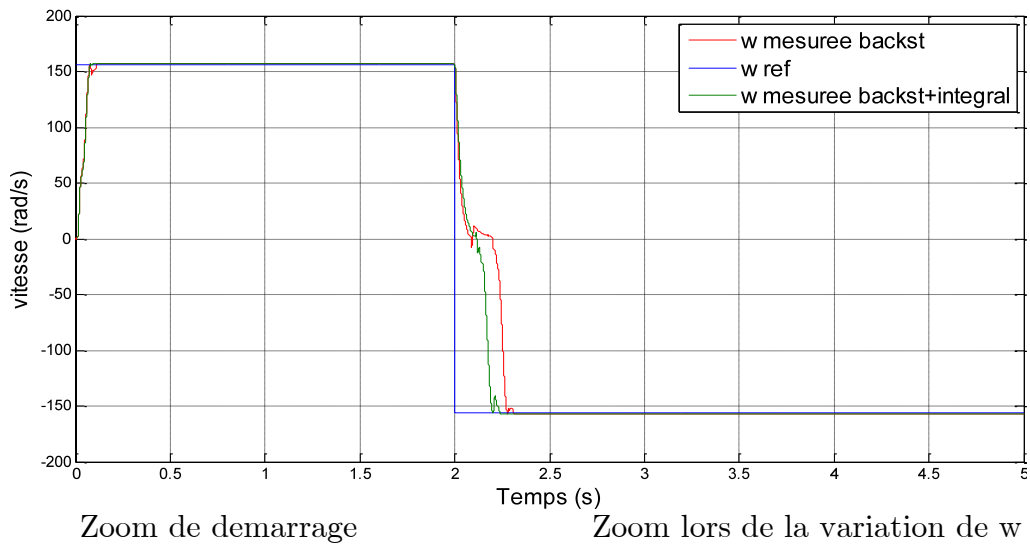


Figure 2-7 comportement de la vitesse de la MAS réglée par backstepping avec action intégrale

La figure (2.8) présente une comparaison des résultats de simulation de la commande de type backstepping avec et sans action intégrale.





Zoom de demarrage

Zoom lors de la variation de w

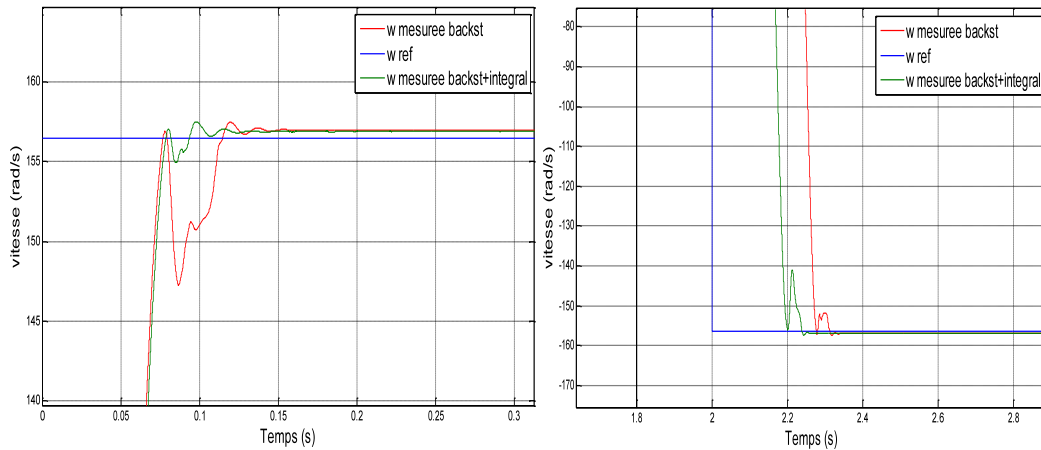


Figure 2-8 Comparaison du comportement de la vitesse de la MAS réglée par Backstepping avec et sans l'action intégrale

## 2.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la définition de la stabilité au sens de Lyapunov, on se basant sur ses deux méthodes (indirecte, directe), ainsi que la commande par le Backstepping, qui est une méthode basée sur la méthode directe de Lyapunov. On a constaté que la synthèse des lois de commande par cette technique récursives est systématique et simple, tous en stabilisant notre système. On a appliqué cette dernière sur la machine asynchrone. Cette commande est établie étape

par étape tout en assurant la stabilité de la machine par un choix convenable de la fonction de Lyapunov.

On conclut que les réponses avec la commande Backstepping sont plus rapides à vide et plus robustes lors des variations de la charge. Le test effectué en présence de variations des paramètres de la MAS montre aussi que le système contrôlé par Backstepping est très peu sensible vis-à-vis des variations de la résistance rotorique, ce qui confirme la supériorité de la commande par Backstepping.

Le pas suivant consiste à la mise en œuvre des observateurs non linéaires appliqués à la commande de la machine asynchrone.

*Chapitre 03 :*

*Commande de la*

*MAS sans capteur de*

*vitesse*

## 3 Commande de la MAS sans capteur de vitesse

### 3.1 Introduction

La simplicité de l'implémentation est le principal avantage de l'observateur à grand gain, cependant, ce type d'observateurs souffre d'un inconvénient qui réside dans le bon choix du son unique paramètre de synthèse. Ce dernier sera généralement fixé par un tâtonnement suite à plusieurs essais afin de satisfaire le compromis entre la rapidité ou la précision de l'observateur et son sensibilité vis-à-vis des bruits de mesure .[21]

Généralement, on doit choisir le paramètre de synthèse relativement important lors de la convergence. Une fois, on a obtenu l'estimation des différentes variables d'état, on peut diminuer le paramètre de synthèse afin de garantir une robustesse aux bruits de mesure. Dans ce chapitre, on propose la synthèse d'un observateur à grand gain dynamique qui dérive de l'observateur à grand gain classique, mais il adopte un paramètre de synthèse variant au cours de temps obéissant à une loi de type Ricatti.

### 3.2 L'observateur

Un observateur est un système dynamique fonctionnant en boucle fermée capable de reproduire les états non mesurables d'un système, à partir de la connaissance des entrées et des sorties de ce système. A des fins de simplification les états mesurables sont inclus dans le vecteur de sortie [22].

### 3.3 Classification des observateurs

Les techniques d'observation se diffèrent en fonction de la nature du système considéré, de l'environnement considéré et de la dimension du vecteur d'état à estimer.

- *En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories :*

#### 3.3.1 Observateurs linéaires

Sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche. Leurs versions étendues peuvent intervenir dans les systèmes non linéaires (cas de la machine asynchrone).

#### 3.3.2 Observateurs non linéaires

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour pallier cette difficulté. On peut citer par exemple les observateurs à structure variables, l'observateur à grand gain, ....

- *En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :*

### 3.3.3 Observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

### 3.3.4 Observateurs stochastiques

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

➤ *Et enfin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles :*

### 3.3.5 Observateurs d'ordre complet

Ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.

### 3.3.6 Observateurs d'ordre réduit

Ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables. Ils nécessitent moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet.

## 3.4 Principe de l'estimation d'état

Un observateur ou reconstruteur d'état est un capteur logiciel permettant la reconstruction des variables d'état internes d'un système à partir des entrées et des sorties du système réel. Alors, l'observateur (l'estimateur) d'état a pour entrées les entrées et les sorties du système réel et pour sorties le vecteur d'état estimé[22]. Le schéma fonctionnel d'un observateur d'état est présenté par la figure (3.1)

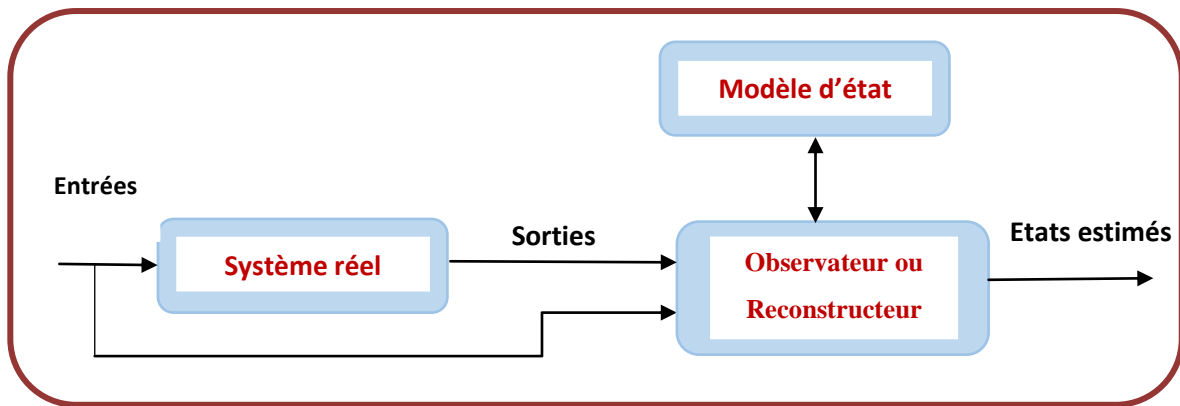


Figure 3-1 : Schéma fonctionnel d'un estimateur d'état

## 3.5 Principe de fonctionnement de l'observateur

La structure de l'observateur est celle indiquée sur la Figure (3.2). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant

en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains  $L$  (de correction) permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur.

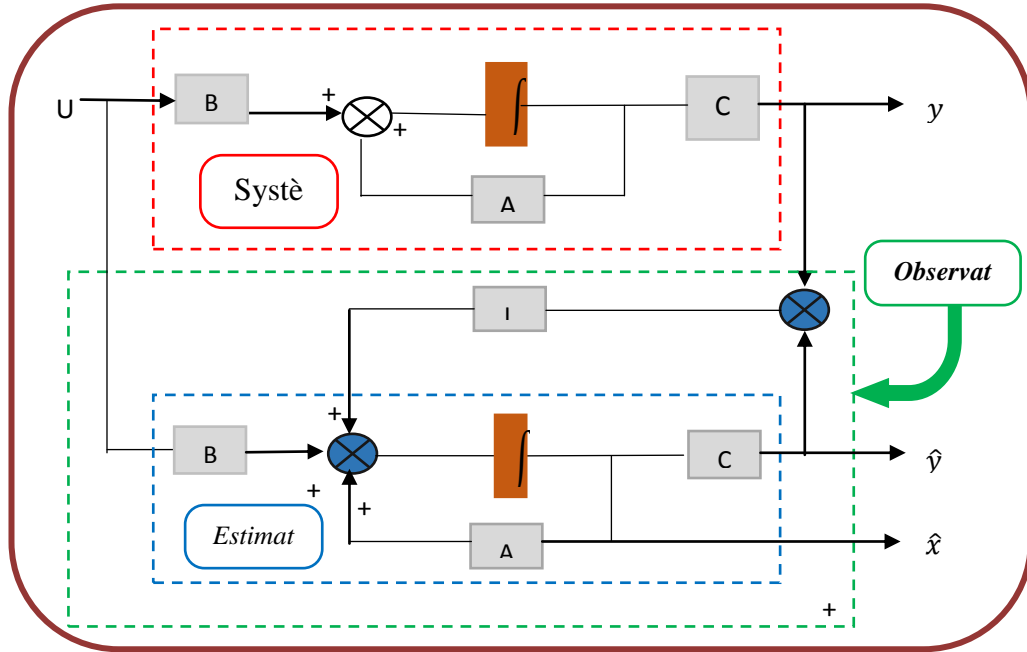


Figure 3-2 structure de l'observateur

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement : un vecteur d'entrée  $U$  (tensions statoriques) du système réel et de l'observateur, un vecteur d'état  $X$  constitué des grandeurs à observer (courants statoriques et flux rotoriques) et un vecteur de sortie  $Y$  dont les composantes sont mesurables (courants statoriques). Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Cette différence est multipliée par une matrice de gain  $L$  et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain  $L$  tel que les valeurs propres de  $(A - LC)$  soient à parties réelles strictement négatives, on peut modifier la dynamique de



l'observateur, et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro plus ou moins rapidement [11]

### 3.6 L'observateur a grand gain

L'idée de base pour la synthèse des observateur a grand gain consiste à masquer les non linéarités d'un système en mettant des gains très importants sur les parties linéaires (d'où le nom grand gain).

Ce type d'observateur est intéressant car peut s'appliquer à une large classe de système[31]. Pour les systèmes non linéaires, il n'existe pas de solution générale pour estimer l'état du système . Une des difficultés théoriques de la synthèse d'observateurs est due à l'existence d'entrées rendant le système inobservable, ce qui est en effet un phénomène typique dans le cadre non linéaire. A partir du moment où il n'existe pas des méthodes systématiques pour la synthèse d'un observateur pour un système non linéaire, il est donc intéressant de pratiquer un changement de coordonnées sur le système original afin de lui trouver un système « électriques » équivalent ayant une structure pour laquelle on sait construire un observateur.

Nous nous intéressons uniquement aux systèmes non-linéaires multi-sorties uniformément observables qui peuvent se mettre sous la forme suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \varphi(x, u) \\ y = Cx \end{cases}$$

Ou l'état  $x = \begin{bmatrix} x^1 \\ x^2 \\ \vdots \\ x^q \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n$ , avec  $x^k = \begin{bmatrix} x^k_1 \\ x^k_2 \\ \vdots \\ x^k_{\lambda_k} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n$ ,  $x^k_i \in \mathbb{R}^{p_k}$ ,  $i = 1, \dots, \lambda_k$ ,  $k = 1, \dots, q$ ,

et  $\sum_{k=1}^q n_k = n$ ;

La sortie du système  $y = \begin{bmatrix} y^1 \\ y^2 \\ \vdots \\ y^q \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^p$ , avec  $y_k \in \mathbb{R}^{p_k}$ ,  $k = 1, \dots, q$ , et  $\sum_{k=1}^q p_k = p$ ;

$$A = \text{diag} \begin{bmatrix} A_1 & & \\ & \ddots & \\ & & A_q \end{bmatrix}, A_k = \begin{bmatrix} 0 & I_{p_k} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & I_{p_k} \\ 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \text{diag} \begin{bmatrix} C_1 & & \\ & \ddots & \\ & & C_q \end{bmatrix}, C_k = [I_{p_k} \ 0 \ \dots \ 0]$$

Et la fonction non linéaire  $\varphi(x, u) = \begin{bmatrix} \varphi^1(x, u) \\ \varphi^2(x, u) \\ \vdots \\ \varphi^3(x, u) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n$ ;  $\varphi^k(x, u) = \begin{bmatrix} \varphi^k_1(x, u) \\ \varphi^k_2(x, u) \\ \vdots \\ \varphi^k_{y_k}(x, u) \end{bmatrix}$

Ou chaque fonction  $\varphi^k_i(x, u) \in \mathbb{R}^{p_k}$ ,  $k=1, \dots, q$ , possède la structure suivante :

- Pour  $1 \leq i \leq \lambda_k - 1$

$$\varphi^k_i(x, u) = \varphi^k_i(u, x^1, x^2, \dots, x^{k-1}; x^k_1, x^k_2, \dots, x^k_{\lambda_k}; x^{k+1}_1, x^{k+2}_1, \dots, x^q_1)$$

- Pour  $i = \lambda_k$

$$\varphi^k_{y_k}(x, u) = \varphi^k_{y_k}(u, x^1, x^2, \dots, x^q)$$

### 3.7 Application de l'observateur grand gain sur la MAS

Soit le model de la machine asynchrone suivant

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \varphi(x, u) \\ y = Cx \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\text{On a: } i_s = \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix}; \quad \varphi_r = \begin{pmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{pmatrix}; \quad u_s = \begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix}$$

Choisissons comme vecteur d'état:

$$x = \begin{bmatrix} i_s \\ \varphi_r \\ \omega \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

D'après l'équation du modèle, nous avons :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 \\ 0 & -\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & K\omega \\ -K\omega & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ p\Omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\dot{\Omega}(t) = \frac{pM}{jL_r} [\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}] - \frac{1}{j} \Omega(t) \quad (3.5)$$

En introduisant :

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ et}$$

$$F(\Omega) = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ p\Omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} - p\Omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_r} J_2 - p\Omega J_2 \quad (3.6)$$

On obtient la forme condensée :

$$\begin{cases} \dot{i}_s = -\gamma i_s + KF(\Omega)\varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_s \\ \dot{\varphi}_r = \frac{M}{T_r} i_s - F(\Omega)\varphi_r \\ \dot{\Omega} = \frac{pM}{JL_r} i^T J_2 \varphi_r - \frac{1}{j} C_r \end{cases} \quad (3.7)$$

On sépare les variables d'état (ou équations d'état) en deux parties les variables d'état « électriques » et les variables d'état « mécaniques ». On va ensuite construire séparément deux observateurs. *1er observateur*: on réalise une estimation des variables d'état électriques en introduisant un terme correctif basé sur l'erreur commise sur l'estimation des variables électriques mesurées (courants statoriques) :

On a une forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \varphi(x, u) \\ y = Cx \end{cases} \quad (3.8)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma I_2 & KF(\Omega) \\ \frac{M}{T_r} & -F(\Omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} I_2 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Ce n'est pas une forme canonique d'observabilité, on va donc introduire une matrice de changement de base :

$$\Lambda = \text{diag}(I_2, KF(\Omega)) \quad \text{d'où} : \Lambda^{-1} = \text{diag}(I_2, \frac{1}{K} F^{-1}(\Omega))$$

On utilise alors une structure de type grand gain :  $V_{(e_m)} = \theta_1 \Lambda^{-1}(\hat{x}) \Delta_{e_1} S^{-1} C^T C_{e_m}$  avec :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + V(e_m) \quad \text{Et } e_m = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ le vecteur construit à partir de l'erreur de}$$

modélisation sur l'état mesuré, c'est-à-dire sur les courants.

$$\Delta_{\theta_1} = \text{diag}\left(\frac{1}{\theta_1} I_2\right) \text{ et } \theta_1 > 0 \text{ dou : } (\Delta_{\theta_1})^{-1} = \text{diag}(I_2, \theta_1 I_2)$$

$S$  est l'unique solution symétrique définie positive de l'équation algébrique de Lyapunov suivante :

$$S + A^T S + SA = C^T C \quad \text{et } S^{-1} C^T = [c_2^1 I_2 \quad c_1^2 I_2]^T = [2I_2 \quad I_2]^T$$

Ce qui donne :

$$V_{(e_m)} = \theta_1 \begin{bmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \frac{1}{K} F^{-1}(\Omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2I_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 & 0 \end{bmatrix} e_m \quad (3.11)$$

Soit :

$$V_{(e_m)} = \theta_1 \begin{bmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \frac{1}{K} F^{-1}(\Omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2I_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 & 0 \end{bmatrix} e_m$$

$$V_{(e_m)} = \theta_1 \begin{bmatrix} 2I_2 \\ \frac{1}{K} F^{-1}(\Omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 & 0 \end{bmatrix} e_m = \begin{bmatrix} 2\theta_1 I_2 & 0 \\ \theta_1^2 F^{-1}(\Omega) & 0 \end{bmatrix} e_m \quad (3.12)$$

Dou :

$$\hat{i}_s = -\gamma \hat{i}_s + KF(\Omega)\hat{\Phi} + \frac{1}{\sigma L_s} u_s + 2\theta [i_s - \hat{i}_s] \quad (3.13)$$

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M}{T_r} i_s - F(\Omega)\Phi_r + \frac{\theta^2}{K} F^{-1}(\Omega) [i_s - \hat{i}_s] \quad (3.14)$$

Avec :

$$F(\omega) = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \omega = p\Omega \rightarrow F^{-1}(\omega) = \frac{\text{Adj}(F(\omega))}{\det(F(\omega))}, \text{Adj}(F(\omega)) = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \text{ et}$$

$$\text{Det}(F(\omega)) = \frac{1}{T_r^2} + \omega^2 \rightarrow F^{-1}(\omega) = \frac{T_r^2}{1+T_r^2\omega^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix}, \omega = p\Omega, \text{ donc :}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \end{bmatrix} = -\gamma \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + K \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \\ \widehat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} + 2\theta_1 \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\widehat{\Phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\widehat{\Phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{M}{T_r} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \\ \widehat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{\theta_1^2}{K} \frac{T_r^2}{T_r^2 \omega^2} \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\alpha} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Donc l'équation globale de l'observateur est donnée sous la forme suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -\gamma \hat{i}_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \widehat{\Phi}_1 + K\omega \widehat{\Phi}_2 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} + 2\theta_1 (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = -\gamma \hat{i}_{s\beta} - K\omega \widehat{\Phi}_1 + \frac{K}{T_r} \widehat{\Phi}_2 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} + 2\theta_1 (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \dot{\widehat{\Phi}}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} \hat{i}_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \widehat{\Phi}_{r\alpha} - \omega \widehat{\Phi}_{r\beta} + \left( \frac{\theta_1^2}{K} \frac{T_r^2}{T_r^2 \omega^2} \right) \frac{1}{T_r} (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - \left( \frac{\theta_1^2}{K} \frac{T_r^2}{T_r^2 \omega^2} \right) \omega (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \dot{\widehat{\Phi}}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} \hat{i}_{s\beta} + \omega \widehat{\Phi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \widehat{\Phi}_{r\beta} + \left( \frac{\theta_1^2}{K} \frac{T_r^2}{T_r^2 \omega^2} \right) \omega (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - \left( \frac{\theta_1^2}{K} \frac{T_r^2}{T_r^2 \omega^2} \right) \frac{1}{T_r} (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\alpha}) \end{cases} \quad (3.17)$$

$\theta_1$  est la paramètre de réglage positif

### 3.8 Représentation d'état de l'observateur a grand gain

$[i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \widehat{\Phi}_{r\alpha} \ \widehat{\Phi}_{r\beta}]^T$  Le vecteur d'état  $[\dot{i}_{s\alpha} \ \dot{i}_{s\beta} \ \dot{\widehat{\Phi}}_{r\alpha} \ \dot{\widehat{\Phi}}_{r\beta}]^T$  dérivés du vecteur d'états, les entrés sont :  $\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$  le vecteur d'entrée du système.  $\begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}$  et l'erreur entre les courants du système et les courants estimés, les sorties de l'observateur sont les courants  $\begin{bmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{i}_2 \end{bmatrix}$  donc la représentation d'état de système est :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{K}{T_r} & K\omega \\ 0 & -\lambda & -K\omega & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2\theta_1 & 0 \\ 0 & 2\theta_1 \\ h_1 & -h_2 \\ h_1 & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Tel que :  $h_1 = \left(\frac{\theta_1^2 T_f^2}{K T_r^2 \omega^2}\right) \frac{1}{T_r}$  et  $h_2 = \left(\frac{\theta_1^2 T_f^2}{K T_r^2 \omega^2}\right) \omega$

Les mêmes étapes appliquées au système mécanique du moteur nous sommes arrivées à la forme finale de la vitesse estimée

$$\dot{\hat{\Omega}} = \frac{pM}{JL_s} [\hat{\Phi}_{r\alpha} i_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} i_{s\alpha}] - \frac{1}{T_r} C_r + 3\theta_2 (\Omega - \hat{\Omega}) \tag{3.18}$$

$\theta_2$  est paramètre de réglage positif

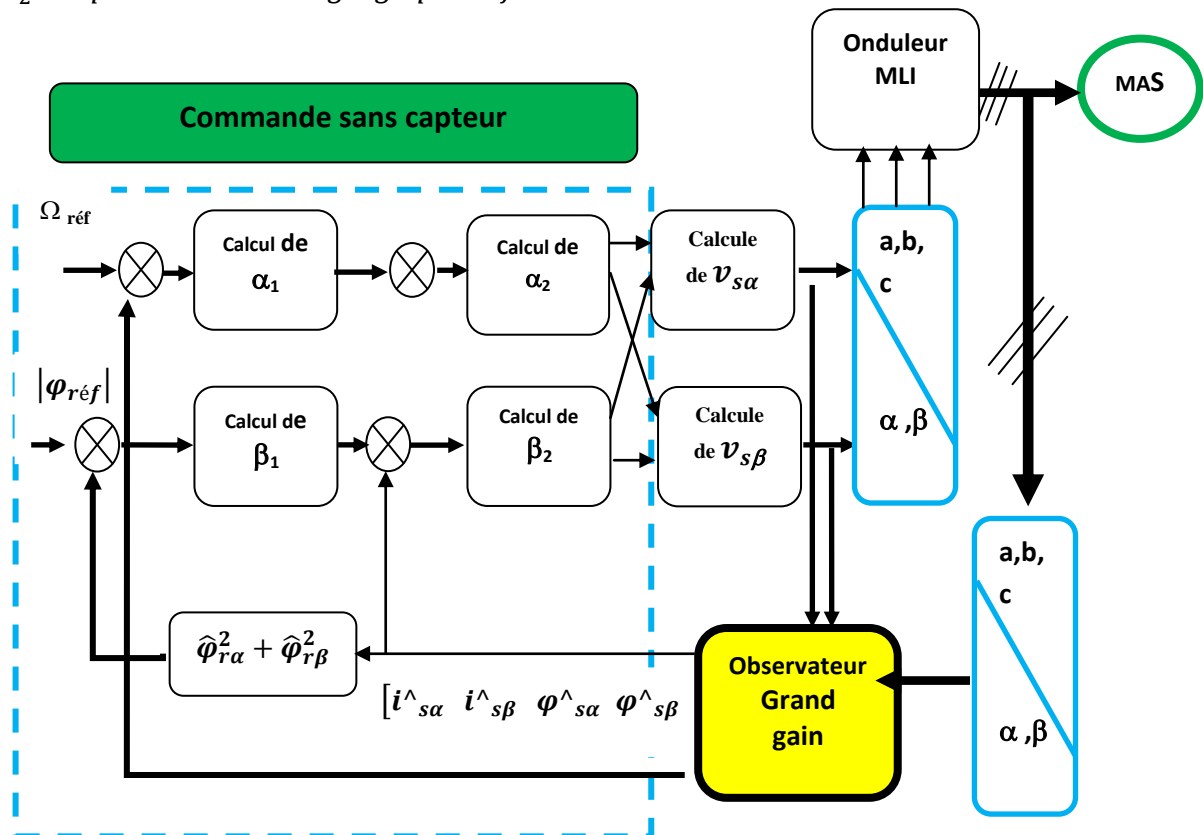
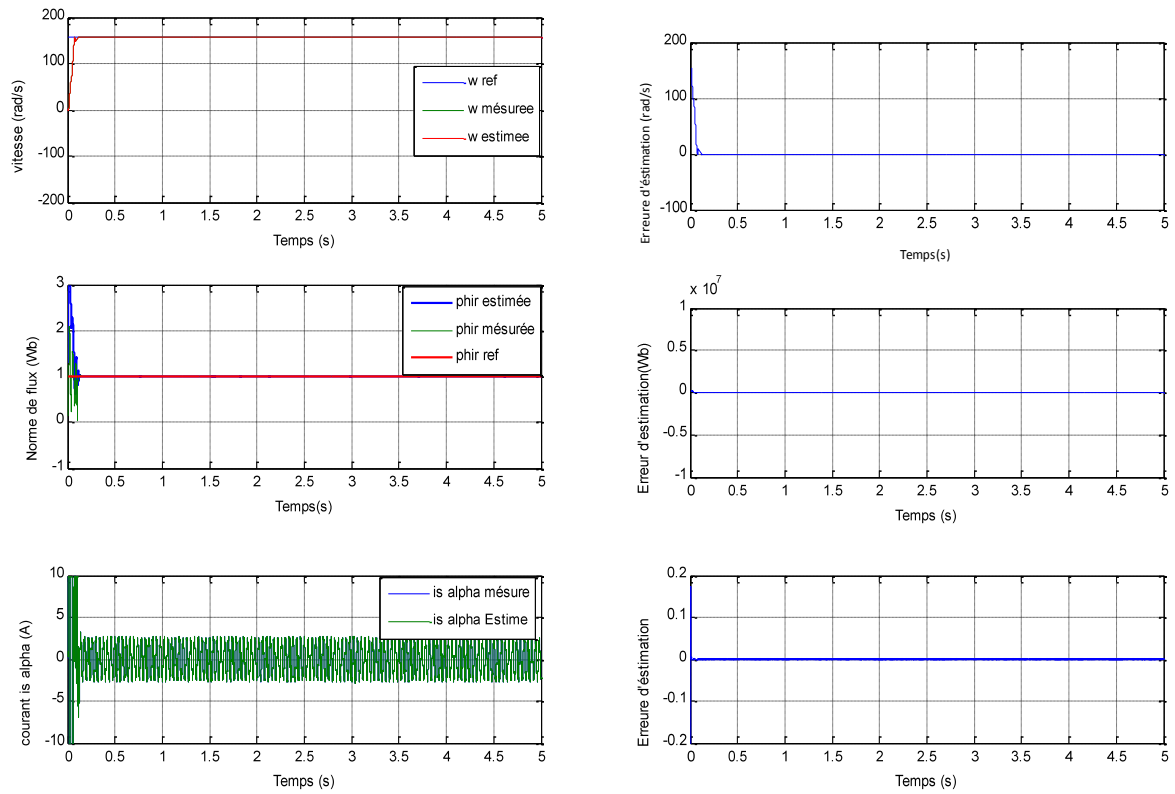


Figure 3-3 Schéma bloc de la commande sans capteur avec l'observateur grand gain

### 3.9 Résultats de simulation

Pour réaliser la simulation de l'observateur à grand gain pour moteur asynchrone, nous avons utilisé des références de la vitesse, du flux et du couple (figure 3.4)





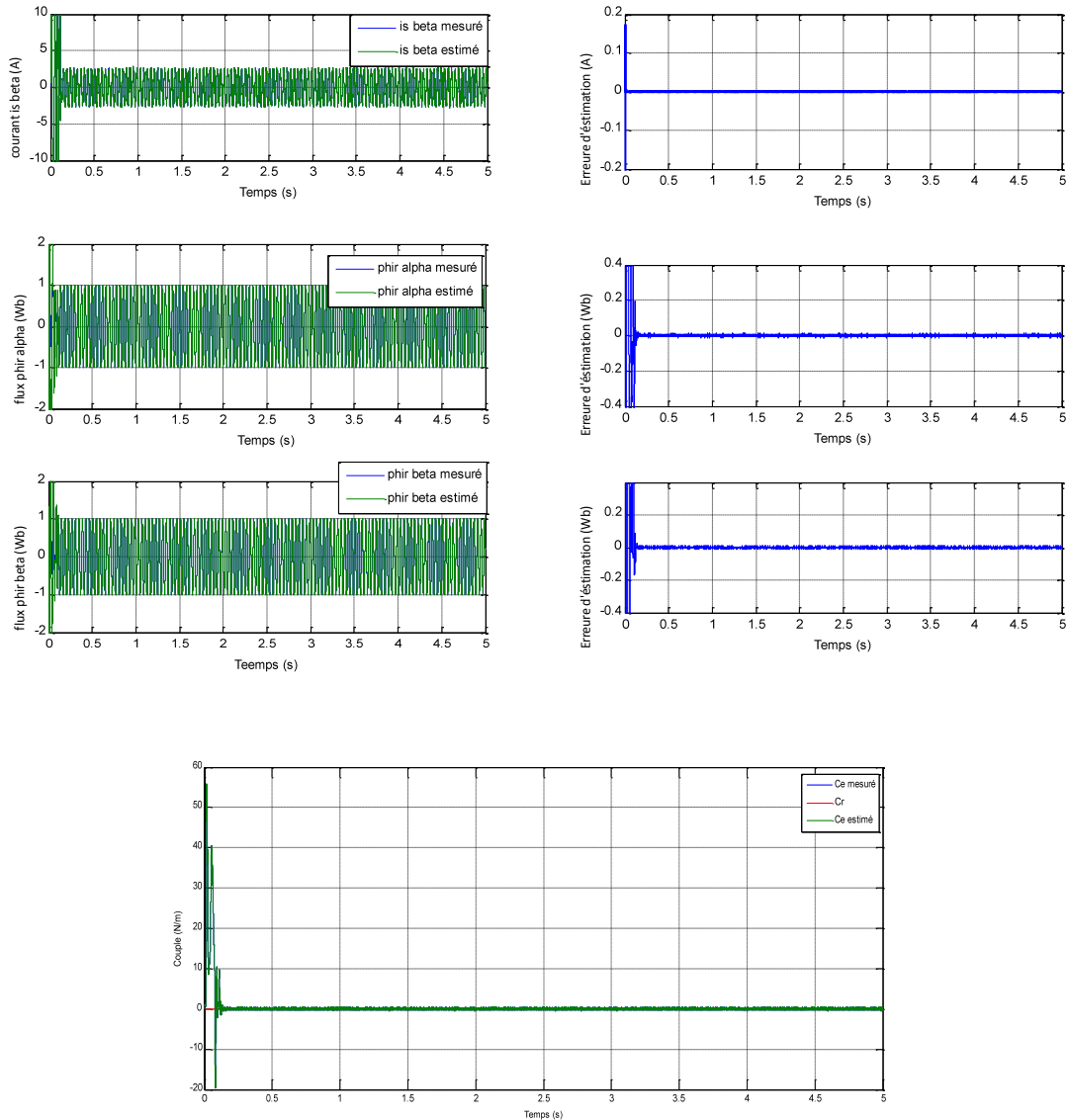


Figure 3-4 Résultats de simulation avec l'observateur à grand gain

### Interprétation des résultats

Pour la poursuite on a fixé comme trajectoire admissible pour la vitesse une rampes (+156 rad/s ) la figure (3.4) montrent la poursuite des grandeurs mécaniques(vitesse rotorique et couple électromécanique) et magnétique (flux) ainsi leurs erreurs d'estimation, sous la commande par Backstepping sans capteur utilisant l'observateur à grand gain. Cette poursuite est obtenue avec des performances très satisfaisantes, la

poursuite en flux (norme) est donnée par rapport aux estimés des grandeurs, revenant à cette figure on remarque que le flux estimé par l'observateur à grand gain présente un dépassement et cela dû au choix du gain, on note aussi le découplage parfait entre le flux et le couple.

On a présenté aussi les grandeurs électriques, d'une part le courant direct (alpha) et le courant en quadrature (beta) ainsi leurs erreurs d'estimation, on note un meilleur contrôle est réalisé avec l'observateur étudié et d'autre part on remarque aussi une meilleure estimation pour le couple électromagnétique.

### 3.10 Conclusion :

Ce chapitre propose une vision d'ensemble du problème d'observation et donne des critères d'observabilité et des synthèses d'observateurs pour un système non linéaire, en traitant de l'observation du vecteur d'état du modèle du moteur asynchrone utilisant un observateur non linéaire à savoir l'observateur à grand gain . Au premier lieu nous avons présenté la synthèse de l'observateur à grand gain pour une classe de systèmes non linéaires puis l'appliqué sur le moteur asynchrone, au deuxième lieu on a réalisé la simulation de l'observateur qui a donné des résultats satisfaisant, on peut conclure que cette méthode est très intéressante pour éliminer le capteur mécanique de vitesse ainsi la diminution du coût et l'élimination des sources de perturbations dans l'exploitation.

# *Conclusion général*

## Conclusion générale

Les machines asynchrones forment une classe de procédés qui présentent un intérêt particulier pour l'électrotechnique et l'automatique : ils sont en effet non linéaires multi-variables avec des états en générale non accessibles à la mesures, ce qui rendent ses commandes plus complexes et imposent des commandes sans capteur, dont les objectifs fixés étaient les suivants :

- Proposer une loi de commande robuste qui garantit de hautes performances statiques et dynamiques sur une grande plage de variation de vitesse.
- Réduire les coûts de mise en œuvre de la commande en réduisant le nombre de capteurs et leur maintenance en utilisant des observateurs qui estiment le vecteur d'état.

Pour répondre à ces objectifs notre travail s'est axé sur deux volets :

Dans un premier temps, nous avons établi le modèle mathématique du moteur asynchrone dans les différents repères triphasés, fixes ( $\alpha\beta$ ) et tournant ( $dq$ ) en se basant sur quelques hypothèses simplificatrices adoptées en littérature.

Une commande non linéaire a été proposée à savoir un régulateur de type

Backstepping en insérant un capteur mécanique de vitesse, ainsi qu'une variante de cette commande utilisant l'action intégral. Ce régulateur est basé sur une récente méthodologie faisant appel à la fonction de Lyapunov. La synthèse a conduit à un contrôleur non linéaire globalement asymptotiquement stable. Le régulateur Backstepping dont la conception est de type PD présente l'inconvénient de la persistante de l'erreur statique. Ce régulateur a donné des résultats meilleurs en

termes de performances dynamiques et mêmes résultats en termes statiques et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

Le deuxième volet du travail concerne l'étude de la commande sans capteur mécanique du moteur asynchrone. Dans cette partie, on a présenté une étude théorique sur les conditions d'observabilité des systèmes non linéaires. Afin de commander la machine sans capteur, un observateur non linéaire a été proposé représente la principale contribution de notre travail. Cet observateur estime toutes les variables d'état à partir des mesures électriques disponibles, courants statoriques et tensions statoriques.

Cette technique d'observation est basée sur l'observateur à grand gain. L'observateur à grand gain possède une bonne réponse dynamique de la vitesse et un très bon rejet de perturbation. Les résultats de simulations ont été très concluantes en les comparant à ceux de la commande avec capteur. du point de vue des performances statiques et dynamiques. Il nous a été possible aussi de vérifier la robustesse de la commande non linéaire avec un réglage de type Backstepping associé à cet observateur.

Ce travail de mémoire nous a permis de conclure que la commande du moteur asynchrone sans capteur sur une large plage de vitesse reste un champ d'investigation ouvert et que d'autres techniques que ce soit de commande ou d'observation peuvent être utilisées et exploitées.

Notre souhait est de pouvoir appliquer cette méthode sur un cas réel il s'agit de la perspective de notre travail.

# ANNEXE

## Paramètres de la MAS

- **Paramètres électriques**

$R_s=10\Omega$  Résistance statorique

$R_r=6.3\Omega$  Résistance rotorique

$L_s=0$  H Inductance cyclique propre statorique

$L_r=0$  H Inductance cyclique propre rotorique

$M=0$  H: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

- **Paramètres électromécaniques**

$J=0.02\text{Kg.m}^2$  Moment d'inertie

$f_r=0$  SI Coefficient de frottement

$p=2$  Nombre de paires de Pôles

$C_n=5\text{N.m}$  Couple nominal

## ***BIBLIOGRAPHIE***

- [1] M. Pinard, « *la commande électronique des machines*», Paris: Dunod, 2013.
- [2] M. Bouharkat, « *Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique*» thèse doctorat, Batna, 2006.
- [3] S. Hajji, « *Modélisation, observation et commande de la machine asynchrone* »Université de Caen; Université de Sfax, - Tunisie- Français. , 2009.
- [4] D. Traore, «*Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone*» Thèse de Doctorat, Nantes (ECN) France, 2008.
- [5] R. Abdessemed, « *Modélisation et simulation des machines électriques*», Paris-France: Ellipses, 2011.
- [6] C. Azeddine, «*Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse*» thèse magister, Batna, 2011.
- [7] N. Yassa, « *Modélisation des machines asynchrones dédiée au diagnostic des défauts de court-circuit inter-spires et des cassures de barres et d'anneaux*» thèse magister, TIZI-OUZOU-Algerie, 2009.
- [8] G. Séguier, F. Labrique et P. Delarue, « *Electronique de puissance (Structures, commandes et applications)* », Paris: Dunod, 2004.
- [9] T. Laamayad, « *Commande optimale d'une Machine Asynchrone apport de la logique floue* »thèse de magister, Batna-Algerie, 2008.
- [10] G. Sorin, « *Modélisation des système électronique de puissance à commande MLI*» Thèse de doctorat, Louvain,France, Sebtembre 2005.
- [11] A. Benheniche, « *Etude comparée des différents techniques de commande de la machine asynchron*»,Thèse de doctorat, Annaba,Algerie, 2016.
- [12] O. Messouci, « *Commande sans capteur d'une machine asynchrone a cage*»Application sur la plateforme temps réel NI Compact RIO cRIO 9022" Thèse magister, Boumerdes,Algerie, 2014.
- [13] K. kenduoci, «*Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimant permanent*» Thèse de doctorat, oran,Algerie , 2012.
- [14] A. Benheniche et B. Bachir, «A high Gain Observer Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Machine» *International journal of power electronics and drive systems (IJEDS)*, 2015.

- [15] F. Eshbair, « modélisation et commande d'un système multi-motor par la technique de commande Backstepping», Université du Québec, Aout 2005.
- [16] S.Chaouch et M.-S. Saïd, «Backstepping control design for position and speed tracking of DC motors» *Asian journal of information technology, Medwell journals*,, 2006.
- [17] J.J.Slotine, « Applied nonlinear control», Prentice Hall, 1991.
- [18] A.R.Benaskeur, « *Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires* »Thèse PhD,, Université Laval, Canada, Février2000.
- [19] L.Douha, «*Commande adaptative par backstepping en utilisant les réseaux de neurones*» *Mémoire de magister*, Université de Batna, Mai 2004.
- [20] M.Mokhtari, «*Commande adaptative des systèmes non linéaires backstepping*» *Mémoire de magister*, Université de Batna, Septembre 2003.
- [21] G. Hammour et H. Bornard, «A high gain observer for a class of uniformly observable systems,» *International Conference on Decision and Control CDC'91*, pp 1494-1496, Brogton, Angleterre, 1991.
- [22] M. Ouede, «*Synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires*», *Thèse de Doctorat de l'université de CAEN/BASSE–Normandie, Spécialité : Automatique, robotique*, 2012.
- [23] B. Abdelhak, « *Etude des Différentes Techniques de Commande de la Machine Asynchrone*», *Thèse de Doctorat en sciences de l'université de BADJI MOKHTAR, ANNABA-Algerie*, 2016.