

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**SPECIALITE: AUTOMATIQUE**

**THEME**

---

**SYNTHESE DE COMMANDE NON LINEAIRE POUR LES  
SYSTEMES D'ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES**

---

**Proposé et dirigé par:**

- Mr. BENDJAIMA Bachir
- Mr. MEKKI Hemza

**Présenté par :**

- SALMI Abdelkadir

**Année universitaire : 2011/2012**

**N° d'ordre : 22**

# Remerciements

*Je remercie tout d'abord dieu qui m'a donné la force pour réaliser ce mémoire.*

*Mes remerciements s'adressent à mon promoteur Mr **BENDJAIMA. B** pour avoir proposé et diriger ce modeste travail et pour son continuel suivi tout le long de la réalisation de ce mémoire. Il a présenté un excellent exemple de la compétence scientifique, discipline et générosité.*

*Je tiens à remercier Monsieur **MEKKI. H** pour avoir accepté de codiriger ce travail, pour son aide, sa constante disponibilité et ses précieux conseils qui ont permis à ce travail de voir le jour.*

*Je remercie également tous les membres du jury d'avoir accepté de juger notre travail.*

*Je présente mes chaleureux remerciements aux enseignants du département de génie électrique pour leurs aides et orientations durant les années de formation.*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce mémoire :*

*A mes très chers parents, que dieu les garde et les protégé*

*Pour leurs soutien moral et financier, pour leurs  
Encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A tous mes amis.*

*A tous mes amis d'études.*

*A toute ma grande famille SALMI.*

## Notations et Symboles

|                                   |  |
|-----------------------------------|--|
| MAS                               | : Machine Asynchrone.  |
| $s, r$                            | : Indices d'axes correspondants au stator et rotor.                    |
| $a, b, c$                         | : Indice correspondants aux trois phases a, b, c.                      |
| $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$          | : Tensions d'alimentation des phases statoriques.                      |
| $V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$          | : Tensions d'alimentation des phases 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.   |
| $L_{ss}$                          | : La matrice des inductances statoriques.                              |
| $L_{rr}$                          | : La matrice des inductances 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                |
| $M_{sr}$                          | : Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor. |
| $M_s$                             | : L'inductance mutuelle entre phases statoriques.                      |
| $M_r$                             | : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.                       |
| $\theta$                          | : Angle électrique.  |
| $(\alpha, \beta)$                 | : Axes fixés au stator.  |
| $(x, y)$                          | : Axes fixés au rotor.   |
| $(u, v)$                          | : Axes biphasé.  |
| $(d, q)$                          | : Axes fixés par rapport au champ tournant.                            |
| $\theta_s, \theta_r$              | : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.            |
| $[P]$                             | : Matrice de transformation de PARK.                                   |
| $\omega_s$                        | : Pulsation statorique.  |
| $\omega_r$                        | : Pulsation rotorique.   |
| $\omega_g$                        | : Pulsation de glissement.   |
| $P$                               | : Nombre de paires de pôles.   |

|            |  |
|------------|--|
| $C_r$      | : Couple résistant.  |
| $\Omega$   | : Vitesse angulaire de rotation.   |
| $f$        | : Coefficient de frottement.   |
| $J$        | : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.                           |
| $C_e$      | : Couple électromagnétique.  |
| $\sigma$   | : Coefficient de dispersion.   |
| $[A]$      | : Matrice de transition.   |
| $[B]$      | : Matrice de commande.   |
| $T_r$      | : Constante de temps rotorique.  |
| $T_s$      | : Constante de temps statorique.   |
| $V_{eff}$  | : Valeur efficace de tension.  |
| $f$        | : Fréquence du réseau.   |
| $S$        | : Opérateur dérivée de LAPLACE.  |
| $K_p$      | : Facteur de proportionnalité.   |
| $K_i$      | : Facteur intégral.  |
| PI         | : Régulateur proportionnel-intégral.   |
| C.V        | : Commande Vectorielle.  |
| C.Bak      | : commande par backstepping.   |
| fcl        | : Fonction de commande de Lyapunov.  |
| $z_1$      | : Erreur entre la vitesse électrique réelle et la vitesse électrique de référence. |
| $z_2$      | : Erreur entre le module du flux rotorique et celui de référence.                  |
| $z_3, z_4$ | : Erreur entre les grandeurs réelles des courants et ces références.               |

## Sommaire

**INTRODUCTION GENERALE** ..... 1

### Chapitre: I

#### Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction ..... 3

I.2. Généralités sur les machines asynchrones triphasées ..... 3

    I.2.1. Description et principe de fonctionnement..... 3

    I.2.2. Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone ..... 4

I.3. Hypothèses de travail ..... 5

I.4. Modélisation de la machine asynchrone triphasée..... 5

    I.4.1. Equations électriques ..... 6

    I.4.2. Equations magnétiques..... 7

I.5. Transformation de Park..... 8

    I.5.1. Equations électriques ..... 10

    I.5.2. Equations magnétiques..... 10

I.6. Définition des différents référentiels ..... 10

    I.6.1. Référence  $(\alpha, \beta)$ ..... 11

    I.6.2. Référence  $(x, y)$ ..... 12

    I.6.3. Référence  $(d, q)$ ..... 12

I.7. Equation électromagnétique ..... 13

I.8. Equation mécanique..... 13

I.9. Mise en équations d'états ..... 14

I.10. Simulation de la machine asynchrone..... 16

    I.10.1. Interprétation des résultats de simulation..... 16

I.11. Conclusion..... 18

## **Chapitre: II**

### **Commande vectorielle par orientation du flux rotorique**

II.1. Introduction ..... 19

II.2. Commande vectorielle par orientation du flux..... 19

II.3. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique ..... 20

    II.3.1. Méthode indirecte ..... 22

    II.3.2. Méthode directe ..... 22

II.4. Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique ..... 23

    II.4.1. Description ..... 23

    II.4.2. Système d'équations liées au flux rotorique ..... 23

    II.4.3. Découplage entré-sortie ..... 24

    II.4.4. Découplage par compensation..... 24

    II.4.5. Régulation ..... 25

        II.4.5.1. Conception des régulateurs ..... 25

        II.4.5.2. Caractéristiques des régulateurs ..... 26

        II.4.5.3. Calcul des régulateurs ..... 26

            II.4.5.3.1. Régulation de courant statorique  $i_{sd}$ ..... 26

            II.4.5.3.2. Régulation de courant statorique  $i_{sq}$ ..... 28

            II.4.5.3.3. Régulation du flux ..... 29

            II.4.5.3.4. Régulation de la vitesse..... 30

II.5. Schéma bloc de la commande vectorielle directe..... 31

II.6. Résultats de simulation ..... 32

    II.6.1. Fonctionnement nominal de la machine ..... 32

    II.6.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse ..... 33

## *Sommaire*

---

|  |    |
|--|----|
| II.6.3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge .....                  | 34 |
| II.6.4. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique ..... | 35 |
| II.6.5. Fonctionnement de la machine lors de la variation de résistance statorique .....   | 36 |
| II.7. Conclusion .....   | 38 |

## **Chapitre: III**

### **Commande par backstepping**

|   |    |
|---|----|
| III.1. Introduction.....  | 39 |
| III.2. Généralités sur la technique du backstepping .....                         | 39 |
| III.3. Notions de bases.....  | 40 |
| III.3.1. Systèmes non linéaires.....  | 40 |
| III.3.2. Equilibre.....   | 40 |
| III.3.3. Plan de phase.....   | 41 |
| III.3.4. Stabilité .....  | 41 |
| III.4. Méthodes de Lyapunov .....   | 42 |
| III.4.1. Première méthode de Lyapunov.....  | 43 |
| III.4.2. Deuxième méthode de Lyapunov.....  | 43 |
| III.5. Fonction de commande de Lyapunov(fcl).....                                 | 46 |
| III.6. Commande par backstepping basée sur le principe du contrôle vectoriel..... | 48 |
| III.6.1. Commande par backstepping .....  | 48 |
| III.7. Structure générale du contrôle par backstepping .....                      | 51 |
| III.8. Résultats de simulation.....   | 52 |
| III.8.1. Fonctionnement nominal de la machine .....                               | 52 |
| III.8.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse .....    | 53 |
| III.8.3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge .....        | 54 |

## *Sommaire*

---

|   |    |
|---|----|
| III.8.4. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique ..... | 55 |
| III.8.5. Fonctionnement de la machine lors de la variation de résistance statorique .....   | 57 |
| III .9. Conclusion .....  | 58 |

### **Chapitre: IV**

#### **Etude comparative**

|  |           |
|--|-----------|
| IV.1. Introduction .....   | 59        |
| IV.2. Résultats de simulation.....   | 59        |
| IV.2.1. Test de robustesse de la variation de vitesse.....                   | 60        |
| IV.2.2. Test de robustesse de la variation de la charge .....                | 61        |
| IV.2.3. Test de robustesse de la variation de la résistance rotorique .....  | 62        |
| IV.2.4. Test de robustesse de la variation de la résistance statorique ..... | 63        |
| IV.3. Interprétation des résultats.....                                      | 64        |
| IV.4. Conclusion.....  | 65        |
| <b>CONCLUSION GENERALE.....</b>  | <b>66</b> |
| <b>ANNEXES.....</b>  | <b>68</b> |
| <b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>  | <b>74</b> |

---

---

# **INTRODUCTION GENERALE**

---

---

.....

Parmi les systèmes d'entrainements électriques les plus utilisés dans le monde de l'industrie on trouve la machine asynchrone. Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : les qualités de robustesses, de fiabilité où l'on apprécie principalement son peu de maintenance et son faible coût et sa très bonne standardisation. La MAS, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du siècle dernier, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [1].

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable [1].

La commande vectorielle a été réalisée dans les années 70 par BLASCHKE sous le nom de découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique moderne a trouvée dans la commande des machines électriques à courant alternatif un champ d'investigation très intéressant. Cependant, l'expérience a montrée les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator. Plutôt il est important d'utiliser des méthodes de contrôle robustes, soit linéaires ou non linéaires pour rendre la réponse du système insensible aux variations des paramètres et aux effets troubles de la charge.

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne à la machine asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est l'opposé de la simplicité de sa structure. De ce fait sa commande pose un problème théorique ce qui complique son modèle car les paramètres de la machine asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps (température), d'où l'intérêt de l'utilisation des commandes non linéaires.

La commande des systèmes non linéaires a connu un grand intérêt à la fin des années 80, avec la première version de la linéarisation entrée-sortie. Plus tard, M. Krstić, et P. V. Kokotović [2], [3], ont introduit des méthodes utilisant des changements de variables récursifs appelés Backstepping, sur des classes de systèmes triangulaires non linéaires paramétrés. De façon générale, les lois de commandes proposées, satisfont de bonnes propriétés de robustesse et d'atténuation de perturbations, mais ne s'appliquent qu'à des classes restreintes de systèmes

et n'utilisent que des contrôleurs statiques. En introduisant un changement de variables dynamique et en utilisant une fonction de Lyapunov, des contrôleurs et des lois d'adaptation simples ont été obtenues pour des classes plus générales de systèmes non linéaires en 1980 [4].

Au regard des inconvénients générés par les commandes classiques traitées, tel que la variation de la résistance rotorique et la déférence entre le système physique et le modèle mathématique. Ces problématiques nous ont conduits à proposer une autre méthode de commande non linéaire dite « La commande par Backstepping ».

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres.

- Dans Le premier chapitre, on rappellera le principe de modélisation de la machine dans le repère diphasé de Park, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la machine. Finalement nous exposons les résultats de simulation lors du fonctionnement à vide et en charge.
- Le deuxième chapitre, nous appliquons la commande vectorielle directe en tension, à la machine asynchrone, simulation et tests de robustesse de cette commande seront effectués.
- Le troisième chapitre portera sur la théorie de la commande par Backstepping. A partir des conditions de stabilité de Lyapunov, nous introduisons la commande par Backstepping de la MAS basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique, finalement nous présentons des résultats de simulation et des tests de robustesse de cette commande.
- Le dernier chapitre concerne l'étude comparative entre les deux stratégies de la commande vectorielle et la commande par Backstepping.

Enfin, une conclusion générale sera présentée avec des perspectives envisagées.

# **CHAPITRE: I**

---

---

## **MODELISATION DE LAMACHINE ASYNCHRONE**

---

---

## **I.1. Introduction**

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels par sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme élément de base des actionneurs électriques performants.

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour l'élaboration des lois de commande.

La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier aux différents effets qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse, ... etc [4].

Pour obtenir le modèle d'un système machine asynchrone, trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, on présentera le modèle linéaire de PARK d'une machine asynchrone, suivi d'une validation par simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisie dont les paramètres sont donnés en annexe [A].

## **I.2. Généralités sur les machines asynchrones triphasées**

### **I.2.1. Description et principe de fonctionnement**

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et reliée à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer.

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court circuit.

➤ La vitesse de rotation  $\Omega_s$  du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence  $f_s$  de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \text{ (tr/min)} \quad (\text{I.1})$$

On désigne par  $p$  le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  différente de  $\Omega_s$  (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse  $\Omega_s$  ( $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ ), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits

donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  ( $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$ ) inférieure à  $\Omega_s$ , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que  $\Omega_r$  est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à  $\Omega_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître  $\Omega_r$ , ou un couple résistant tendant à réduire  $\Omega_r$ , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart  $(\Omega_s - \Omega_r)$ [4]. On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» définit par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (\text{I.2})$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques [5].

### I.2.2. Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie, il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.

Fonctionnant directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu, et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor). Les courants, qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe de champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement, en générale, ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent.

Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petites puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé [6].

### **I.3. Hypothèses de travail**

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices : [7].

- L'entrefer constant,
- L'effet des encoches négligé,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte,
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- les pertes ferromagnétiques négligeables,
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

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

### **I.4. Modélisation de la machine asynchrone triphasée**

La structure principale de la machine asynchrone est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ( $2\pi/3$ ), ainsi que les axes rotoriques. L'angle  $\theta$  représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence  $R_a$  et l'axe fixe de la phase statorique de référence  $S_a$ .

Les axes rotoriques tournant avec  $\omega_r$  par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (I.1).

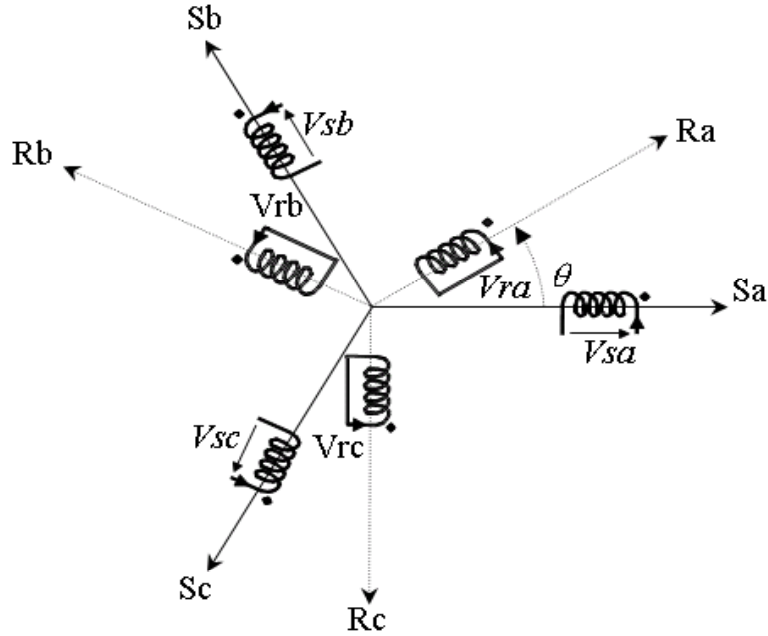


Figure (I.1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.4.1. Equations électriques

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \tag{I.3}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{I.4}$$

Avec :

$V$ ,  $i$  et  $\phi$  sont respectivement la tension, le courant et le flux.

$R_s$  et  $R_r$  sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

### I.4.2. Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Avec :

$l_s, l_r$  : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

$M_s, M_r$  : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et celles rotoriques.

$M_1, M_2, M_3$  : Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$M_0$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.7})$$

$$[\phi_{rabc}] = [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}] \quad (\text{I.8})$$

Avec :

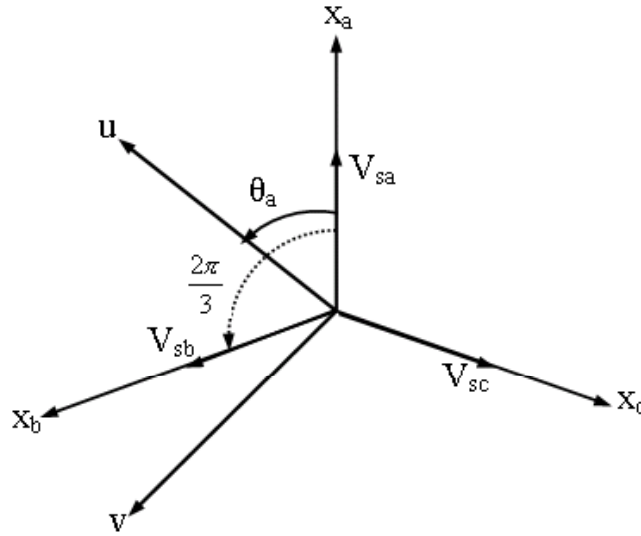
$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

### I.5. Transformation de Park

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leur composante homopolaire, directe et en quadrature [8].



**Figure (I.2) :** Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

$\theta_a$  : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe  $x_a$  et l'axe  $u$ .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (I.2) la projection du vecteur  $(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})$  sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3}(V_{sa} \cdot \cos\theta_a + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{sv} = -\frac{2}{3}(V_{sa} \cdot \sin\theta_a + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Le terme «  $\frac{2}{3}$  » exprime le passage du système triphasé au système biphasé.

On ajoute l'expression homopolaire  $V_{so}$  à l'équation (I.12) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} \cdot (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{I.13})$$

La composante homopolaire  $V_{so}$  est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.12) et (I.13) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice  $[P(\theta_a)]$ .

$$[P(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Les composantes triphasées sont obtenues à partir des variables biphasées ( $V_{su}, V_{sv}$ ) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

La matrice inverse de la transformation de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

### I.5.1. Equations électriques

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

Les équations (I.3), (I.4), donnent alors lieu au système suivant après le développement du calcul dans l'annexe [B].

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

### I.5.2. Equations magnétiques

De même, l'équation (I.5), et après le développement du calcul dans l'annexe [B] on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sv} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance propre cyclique du rotor.

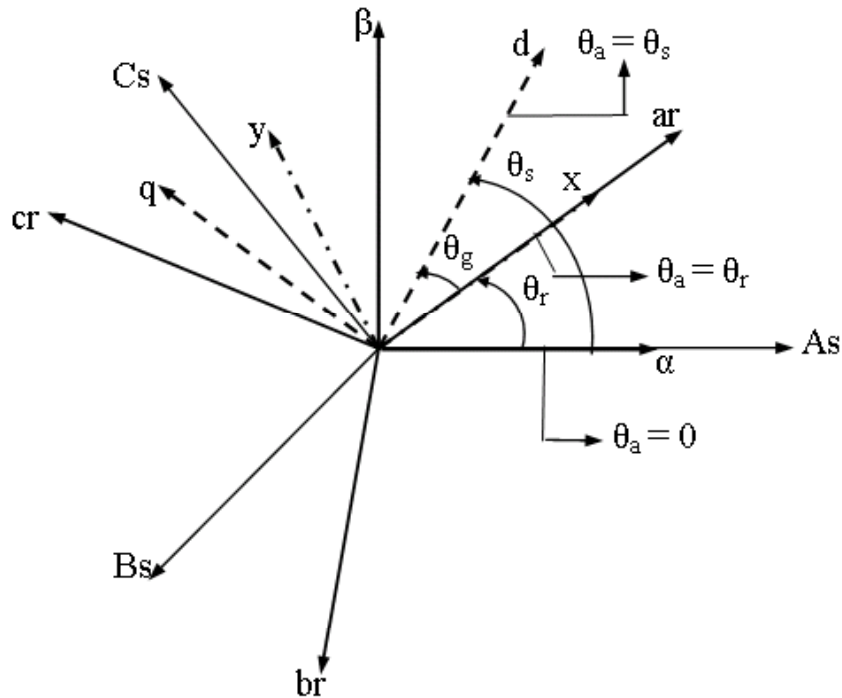
$M = \frac{3}{2} M_0$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

### I.6. Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux figure (I.3).

- Référence des axes ( $\alpha, \beta$ ) : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = 0$ ) (—)
- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_s$ ) (- - -)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_r$ ) (- · - ·)

L'angle  $\theta_a$  est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.



**Figure (I.3) :** Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  : Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  : Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$  : Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

### ➤ I.6.1. Référence $(\alpha, \beta)$

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

➤ **I.6.2. Référence (x, y)**

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_r = \omega_a$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rx} \\ \phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

➤ **I.6.3. Référence (d, q)**

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases}$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a \quad \text{Avec} \quad \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

### I.7. Equation électromagnétique

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction des flux et courants statoriques et rotoriques. Le développement de calcul détaillé, est présenté dans l'annexe [C] :

$$C_e = p[\phi_{su}i_{sv} - \phi_{sv}i_{su}] \quad (\text{I.28})$$

$$C_e = p[\phi_{rv}i_{ru} - \phi_{ru}i_{rv}] \quad (\text{I.29})$$

$$C_e = \frac{pM}{L_s}[\phi_{su}i_{rv} - \phi_{sv}i_{ru}] \quad (\text{I.30})$$

$$C_e = \frac{pM}{L_r}[\phi_{ru}i_{sv} - \phi_{rv}i_{su}] \quad (\text{I.31})$$

$p$  : Nombre de paire de pôles

### I.8. Equation mécanique

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f . \Omega = C_e - C_r \quad (\text{I.32})$$

Avec :

$J$  : moment d'inertie.

$f$  : Coefficient de frottement.

$C_r$  : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotation, Avec  $\omega = p\Omega$

### I.9. Mise en équations d'états

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  et comme perturbation le couple résistant  $C_r$ . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques ( $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$ ).

Après l'arrangement des équations (I.20), (I.21), (I.22), (I.23) on obtient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{d i_{s\alpha}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \phi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{d i_{s\beta}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \phi_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = -\frac{M}{T_r} i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} + \omega \phi_{r\beta} + \frac{d \phi_{r\alpha}}{dt} = 0 \\ V_{r\beta} = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \omega \phi_{r\alpha} + \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{d \phi_{r\beta}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (I.33)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion.}$$

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

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

On peut écrire le système d'équations (I.33) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

De la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [D] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

Avec :

$$[C] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [D] = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Ce système peut se mettre sous la forme d'état :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.36)$$

$[X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T$  : Vecteur d'état.

$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta} \quad 0 \quad 0]^T$  : Vecteur de commande.

$[A]$  : Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$  : Matrice de système de commande.

En multipliant le système (I.35) par  $[D]^{-1}$ , on trouve la matrice d'évolution  $[A]$

$$[A] = -[D]^{-1} \cdot [C] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega\right) & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

Et la matrice de commande  $[B]$  :

$$[B] = [D]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & \frac{-M}{L_s L_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & \frac{-M}{L_s L_r \sigma} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

## I.10. Simulation de la machine asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de cette dernière. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma bloc à partir duquel la machine asynchrone est alimentée directement par le réseau triphasé [220/380V, 50Hz]. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe [A].

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes constantes, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.39)$$

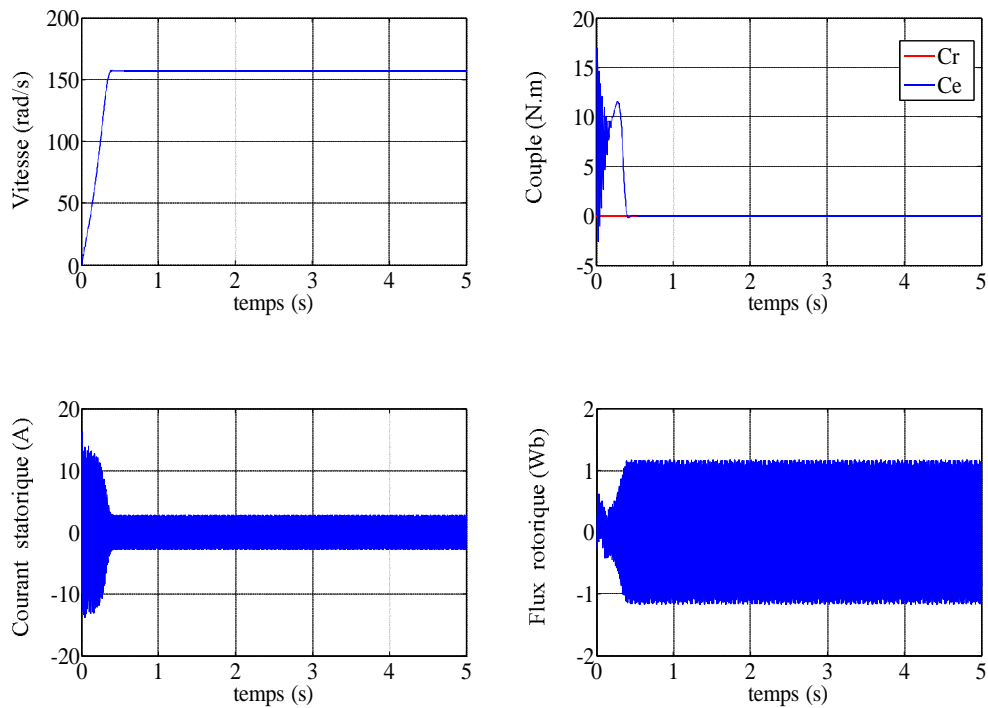
Avec :

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

$\omega = 2\pi f$ , avec  $f$  : Fréquence d'alimentation.

### I.10.1. Interprétation des résultats de simulation

En première simulation, on a considéré le fonctionnement de la machine asynchrone à vide ( $C_r=0$  N.m). Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure(I.4). On peut remarquer que L'allure de la caractéristique de vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s), le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement oscillatoire, après il se stabilise à une valeur nulle, les flux rotoriques se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitudes presque constantes . Finalement, les courants présentent des oscillations excessives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

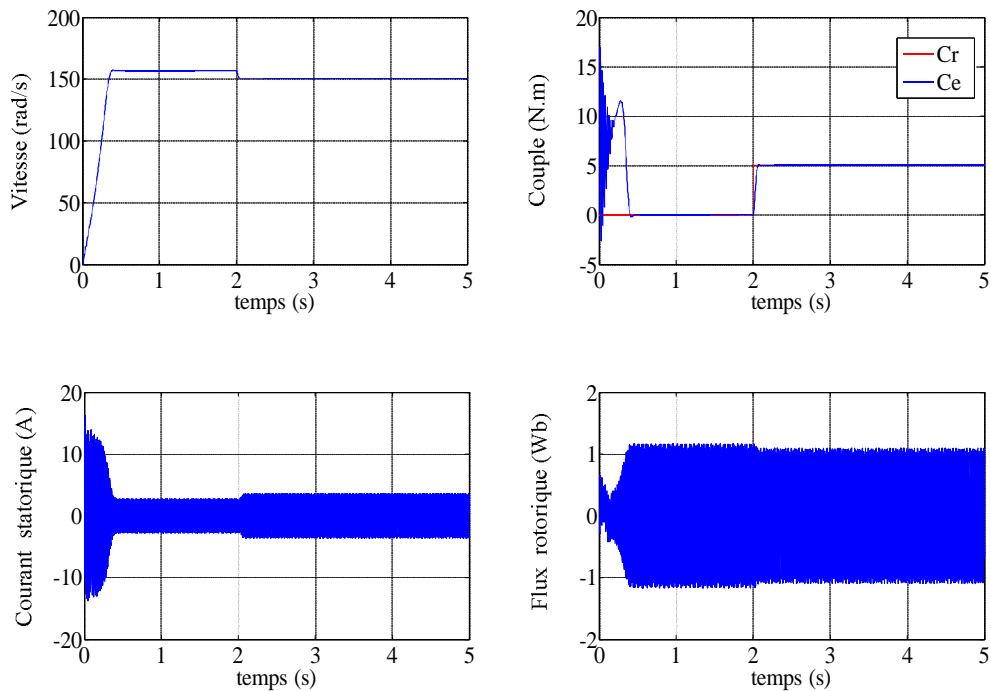


**Figure (I.4) :** Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide.

Pour un deuxième essai, on réalise un démarrage à vide ( $C_r=0$ ) et à l'instant ( $t=2s$ ), on applique une charge ( $C_r=5$  N.m), les résultats de simulation sont regroupés dans la figure(I.5).

Dans ce cas on remarque une décroissance de la vitesse qui se stabilise à la valeur 150 (rad/s), le couple électromagnétique rejoint la valeur qui compense le couple résistant appliqué et présente ainsi une bonne poursuite à la valeur de référence.

Les flux rotoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules, les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.



**Figure (I.5) :** Résultats de simulation de la machine asynchrone en charge.

### I.11. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de PARK qui ramène le modèle triphasé en un modèle diphasé équivalent.

Cette modélisation nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle et de vérifier que les simulations effectuées par MATLAB sont valables.

D'autre part nous avons constaté que la vitesse de rotation du moteur chute lorsque on augmente la charge, ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

Dans le chapitre suivant, nous exploitons le modèle établi précédemment pour étudier la régulation de vitesse de la machine asynchrone en utilisant la technique de commande vectorielle.

# **CHAPITRE: II**

---

---

## **COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE**

---

---

## **II.1. Introduction**

La machine asynchrone est difficilement commandée. La difficulté réside dans le fait que son modèle mathématique dans le repère de PARK est non linéaire multivariable et fortement couplé [9].

Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique et le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor en court-circuit. Ainsi, toute variation du couple par variation du courant statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor [7], [10].

Pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, réaliser un découplage entre le couple et le flux par un système de commande extérieur à la machine. Ce découplage des armatures statoriques et rotoriques de la machine est réalisé en appliquant la commande par flux orienté (commande vectorielle). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blaschke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation du flux selon l'axe directe du repère (d, q) [11].

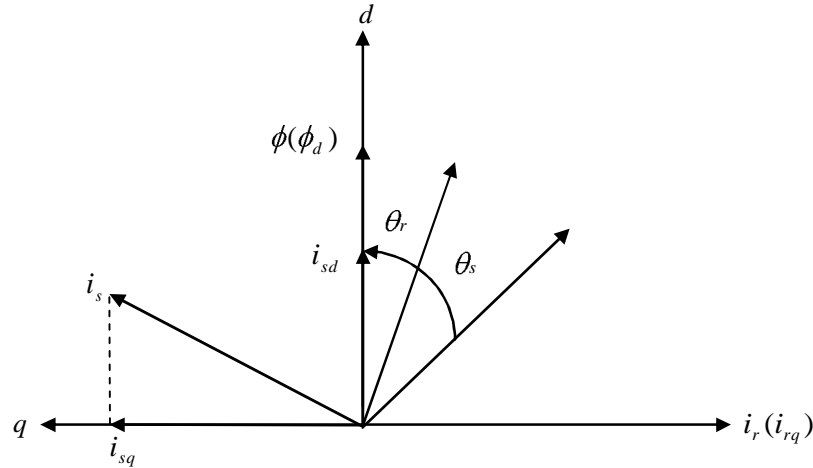
Depuis son apparition, la commande vectorielle des machines asynchrones n'a cessé d'intéresser les chercheurs dans le domaine des entraînements électrique à vitesse variable cela s'explique par les nombreux travaux de recherche dans ce domaine [12].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du control vectoriel direct par orientation du flux rotorique, en commençant par une explication du principe de cette méthode, puis on va appliquer la commande vectorielle sur le modèle de la machine asynchrone, en faisons le réglage des grandeurs de la machine en utilisant des régulateurs de type PI. Finalement, on présentera les résultats de simulation avec des tests de robustesse.

## **II.2. Commande vectorielle par orientation du flux**

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des variables responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [13].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe  $(d,q)$ . Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère  $(d,q)$  entraîne l'alignement de l'axe  $d$  sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1).



**Figure (II.1):** Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).

Le flux ( $\phi$ ) peut représenter:

$$\text{➤ Flux rotorique : } \phi_{rd} = \phi_r ; \phi_{rq} = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$\text{➤ Flux statorique : } \phi_{sd} = \phi_s ; \phi_{sq} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$\text{➤ Flux d'entrefer : } \phi_{rg} = \phi_g ; \phi_{gq} = 0 \quad (\text{II.3})$$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [13]. Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

### II.3. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe  $d$  d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse  $\omega_s$ , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe  $d$  est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.

- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{cases} \phi_{rq} = 0 \\ \phi_{rd} = \phi_r \\ i_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

On remplace ce système dans les l'équation (I.20), (I.21) on obtient:

$$\begin{cases} \phi_r = M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = \frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{II.6})$$

On remplace le système (II.4) dans l'équation (I.31) on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (\text{II.7})$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II.8})$$

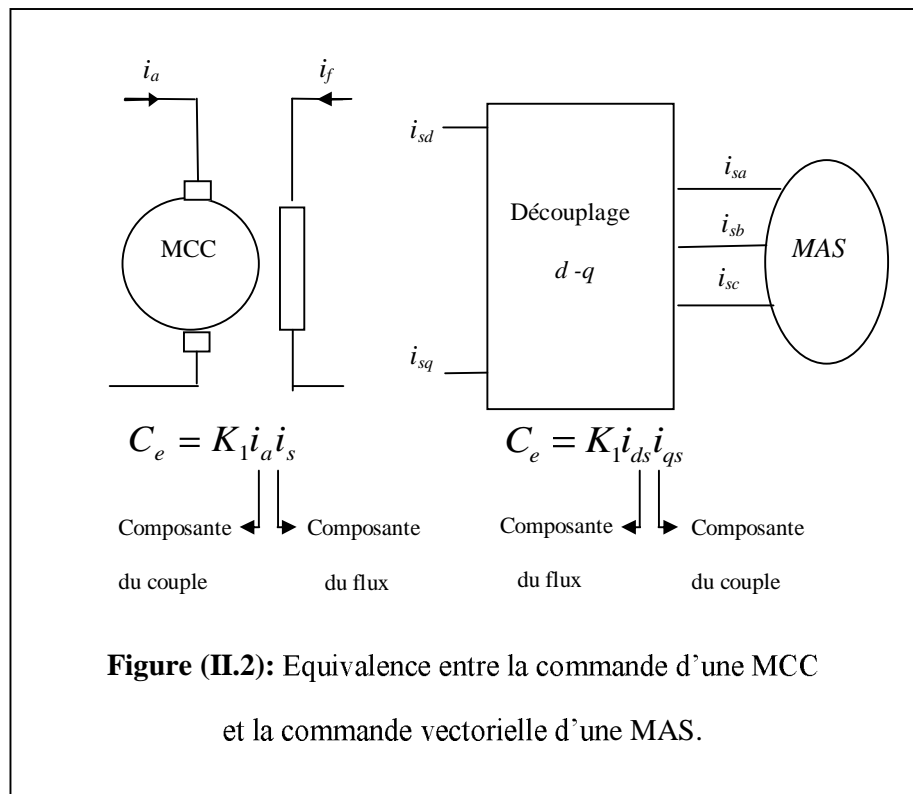
Avec:

$$k_2 = \frac{PM^2}{L_r}$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La figure (II.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor. Telle que la relation suivante [14] :

$$\begin{cases} \omega_s = \omega_r + \omega_g = P\Omega + \omega_g \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \quad (\text{II.9})$$



Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse [15].

### II.3.1. Méthode indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte. Ce type de contrôle est simple à implanter mais insensible aux variations paramétriques [16].

### II.3.2. Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiées quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe du flux ou son estimation permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Les inconvénients majeurs de cette méthode, sont La non fiabilité de la mesure du flux. Dans la partie qui suit, on considère l'orientation du flux rotorique pour une commande vectorielle directe [16].

## II.4. Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

### II.4.1. Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques ( $V_{sd}, V_{sq}$ ) et la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ).

### II.4.2. Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (I.18), (I.19), (I.20), (I. 21), (I. 31) et (I. 32) munies de la contrainte ( $\phi_{rq} = 0$ ) se simplifient:

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \phi_r \quad (\text{II.10})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (\text{II.12})$$

$$C_e = \frac{pM}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (\text{II.13})$$

$$\omega_s = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_r} \quad (\text{II.14})$$

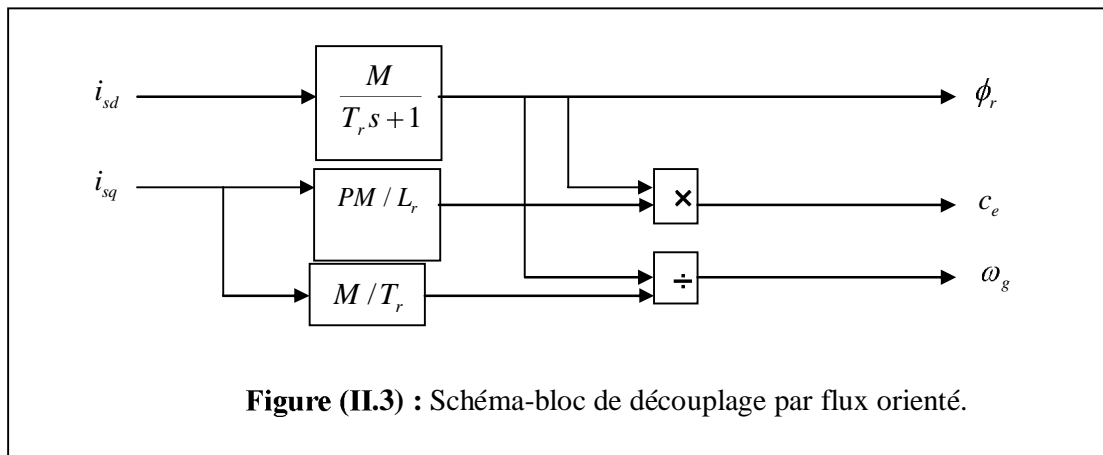
$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (\text{II.15})$$

En remplaçant l'équation (II.9) dans les équations (II.10) et (II.11), le nouveau modèle de la machine sera :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2}\right) i_{sd} + \left(\frac{R_r \cdot M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2}\right) \phi_r + P\Omega i_{sq} + \left(\frac{R_r \cdot M}{L_r}\right) \frac{i_{sq}^2}{\phi_r} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2}\right) i_{sq} - \left(\frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}\right) P\Omega \phi_r - P\Omega i_{sd} - \left(\frac{R_r \cdot M}{L_r}\right) \frac{i_{sq} \cdot i_{sd}}{\phi_r} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{sq} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_r + \left(\frac{R_r \cdot M}{L_r}\right) i_{sd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} \phi_r i_{sq} - \frac{C_r}{J} - \frac{f\Omega}{J} \\ \frac{d\theta_s}{dt} = P\Omega + \left(\frac{R_r \cdot M}{L_r}\right) \frac{i_{sq}}{\phi_r} \end{array} \right. \quad (\text{II. 16})$$

Les équations (II.12) et (II.13) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux  $i_{sd}$ , et le courant producteur du couple  $i_{sq}$ . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II.12), (II.13) et (II.14). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure (II.3).



#### II.4.3. Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes  $d$  et  $q$ . Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ , donc il faut réaliser un découplage [17].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.

#### II.4.4. Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (\text{II.17})$$

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} R_r \phi_r \quad (II.19)$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{L_r} \phi_r) \quad (II.20)$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  (figure (II.4))

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} \quad (II.21)$$

$$V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \quad (II.22)$$

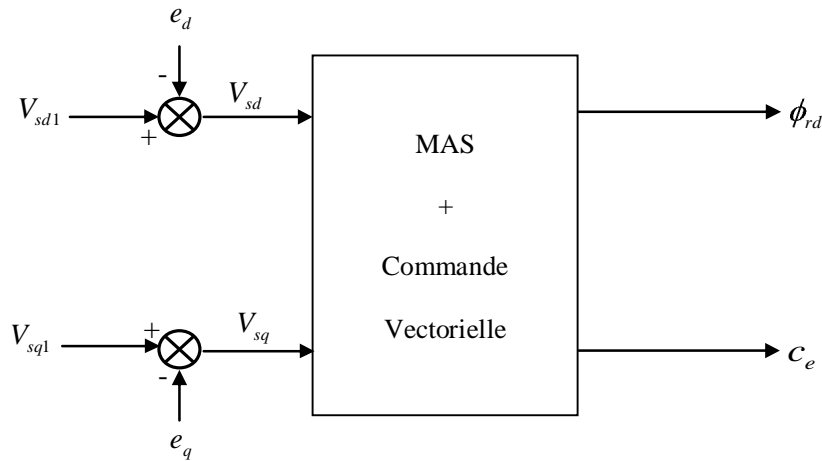


Figure (II.4): Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

### II.4.5. Régulation

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

#### II.4.5.1. Conception des régulateurs

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

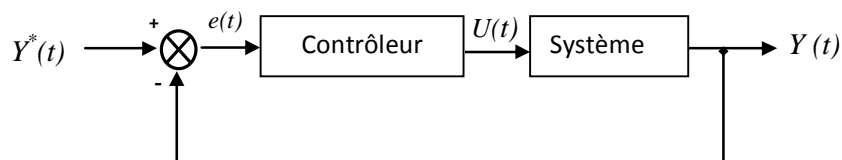


Figure (II.5) : Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (II.23)$$

**a) Action proportionnelle**

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

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

**b) Action intégrale**

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

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

**II.4.5.2. Caractéristiques des régulateurs****a) Stabilité**

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soient énergétiques sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [18]. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [19].

**b) Précision**

En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'un intégrateur dans la boucle.

**c) Rapidité**

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation) [18]. Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [19].

**II.4.5.3. Calcul des régulateurs****II.4.5.3.1. Régulation de courant statorique  $i_{sd}$** 

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique  $i_{sd}$  est représenté par la figure (II.6).

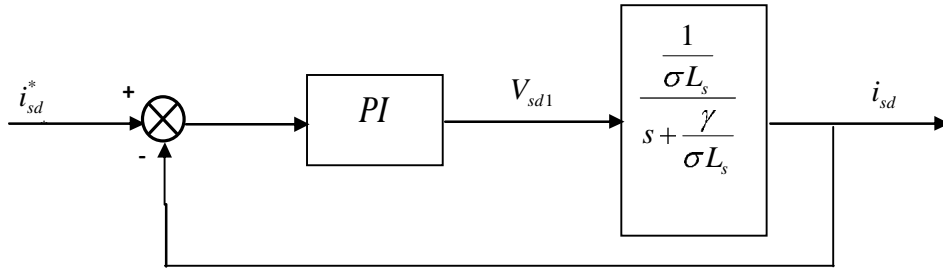


Figure (II.6): Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $i_{sd}$

Nous souhaitons obtenir, en boucle fermée, une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégral de fonction de transfert :

$$PI = K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$F_{isd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{\gamma}{\sigma L_s}} \quad (II.24)$$

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

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{\gamma}{\sigma L_s} \quad (II.25)$$

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

$$F_{isd} = \frac{K_{p1}}{s \sigma L_s} \quad (II.26)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{isd} = \frac{F_{isd}}{1 + F_{isd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s s}{K_{p1}} + 1} \quad (II.27)$$

Nous obtenons une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre de constante de temps  $\tau_1$ .

Avec :

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

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

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

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

Donc :

$$K_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (II.28)$$

Et, d'après l'équation (II.25) :

$$K_{i1} = \frac{3\gamma}{t_{rep1(5\%)}} \quad (II.29)$$

Avec :

$$\gamma = R_s + \frac{M^2}{T_r L_r}$$

#### II.4.5.3.2. Régulation de courant statorique $i_{sq}$

Le schéma bloc de régulateur de la composante inverse du courant statorique est représenté par la figure (II.7).

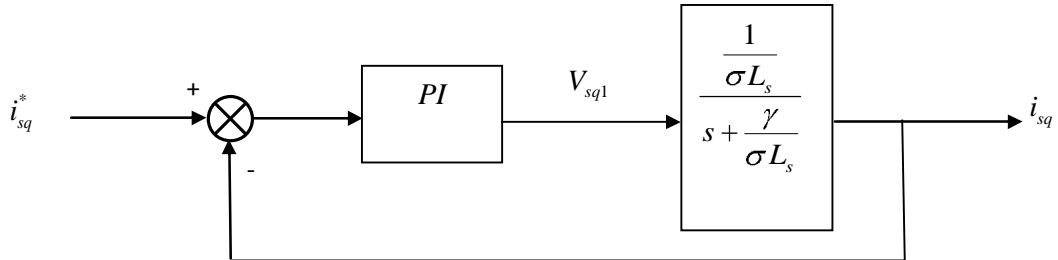


Figure (II.7): Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $i_{sq}$ .

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

$$K_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep2(5\%)}} \quad (II.30)$$

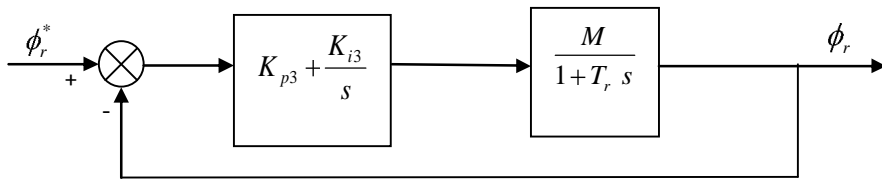
$$K_{i2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2(5\%)}} \quad (II.31)$$

## II.4.5.3.3. Régulation du flux

A partir de l'équation (II.12) on trouve la fonction de transfert du flux rotorique :

$$F_{\phi_r} = \frac{M}{1 + T_r s} \quad (\text{II.32})$$

Le schéma bloc de régulation du flux rotorique est représenté par la figure (II.8).



**Figure (II.8):** Schéma bloc de la régulation du flux rotorique.

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = K_{p3} \frac{s + \frac{K_{i3}}{K_{p3}}}{s} \cdot \frac{M}{T_r (s + \frac{1}{T_r})} \quad (\text{II.33})$$

Compensons le pôle  $(s + \frac{K_{i3}}{K_{p3}})$  par  $(s + \frac{1}{T_r})$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{i3}}{K_{p3}} = \frac{1}{T_r} \quad (\text{II.34})$$

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

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{K_{p3} M}{T_r s} \quad (\text{II.35})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{1}{1 + \frac{T_r}{K_{p3} M} s} \quad (\text{II.36})$$

Nous obtenons une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre de constante de temps  $\tau_3$ .

Avec :

$$\tau_3 = \frac{T_r}{K_{p3}M}$$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep3(5\%)}$ , nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau_3 = t_{rep3(5\%)}$$

$$3 \frac{T_r}{K_{p3}M} = t_{rep3(5\%)}$$

Donc :

$$K_{p3} = \frac{3T_r}{Mt_{rep3(5\%)}} \tag{II.37}$$

Et, d'après l'équation (II.34) :

$$K_{i3} = \frac{3}{Mt_{rep3(5\%)}} \tag{II.38}$$

#### II.4.5.3.4. Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de vitesse est représenté par la figure (II.9)

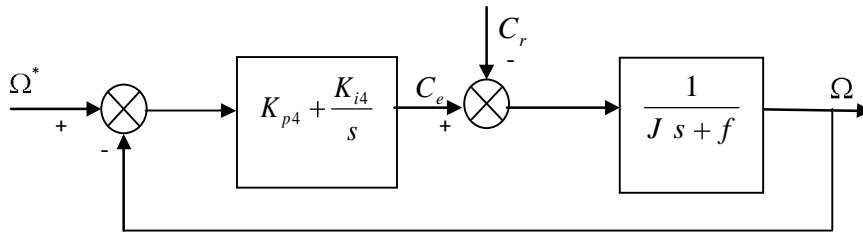


Figure (II.9): Schéma bloc de la régulation de vitesse.

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

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K_{p4}s + K_{i4}}{s(Js + f)} \tag{II.39}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K_{p4}s + K_{i4}}{Js^2 + (K_{p4} + f)s + K_{i4}} \tag{II.40}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \quad (\text{II.41})$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{i4}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II.42})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p4} + f}{K_{i4}} \quad (\text{II.43})$$

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

$$K_{i4} = J\omega_n^2 \quad (\text{II.44})$$

$$K_{p4} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II.45})$$

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

## II.5. Schéma bloc de la commande vectorielle directe

Le schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est illustré sur la figure (II.10). Ce schéma contient quatre régulateurs de type PI, un pour le flux, et un pour la vitesse, et les deux autres pour les courants. Les grandeurs régulées entre dans le bloc du découplage pour construire les tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$ . Ou se trouve le bloc de transformation vers  $(\alpha, \beta)$  qui alimente la machine. Les grandeurs sortantes de la machine (les courants statoriques, et les flux rotoriques) sont utilisées dans le calcul de  $\theta_s$  et  $\omega_s$ . Un autre bloc de transformation du  $(\alpha, \beta)$  vers  $(d, q)$  est utilisé pour faire le retour de régulation.

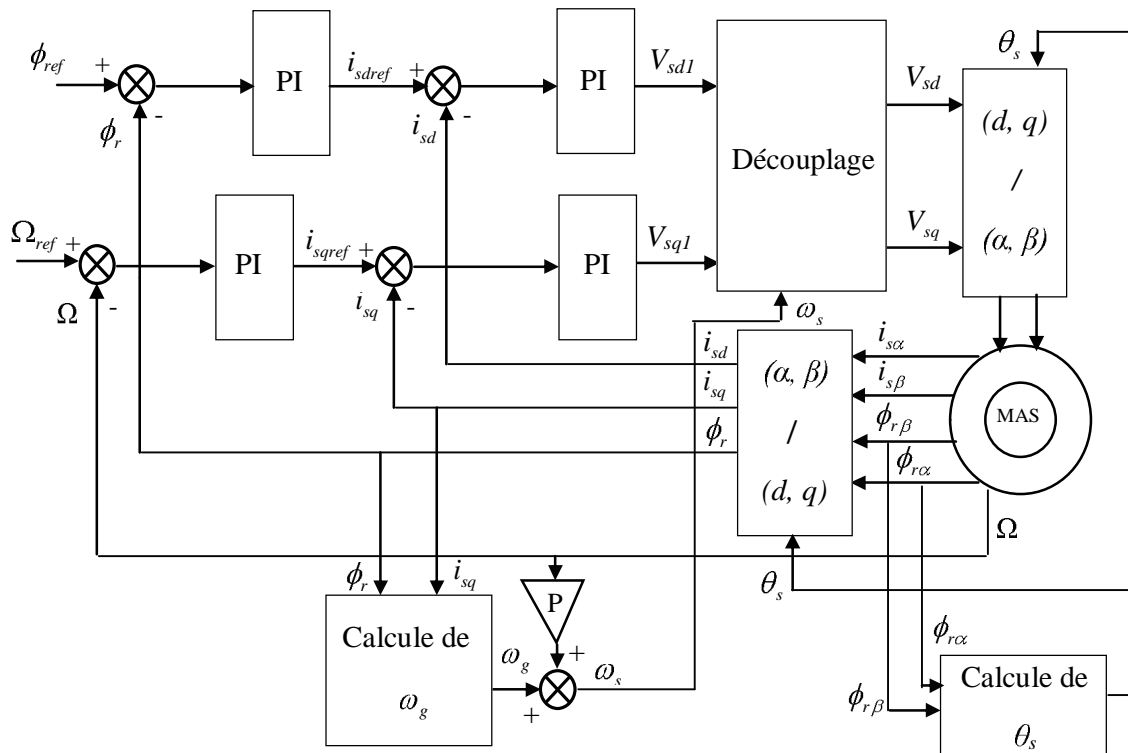


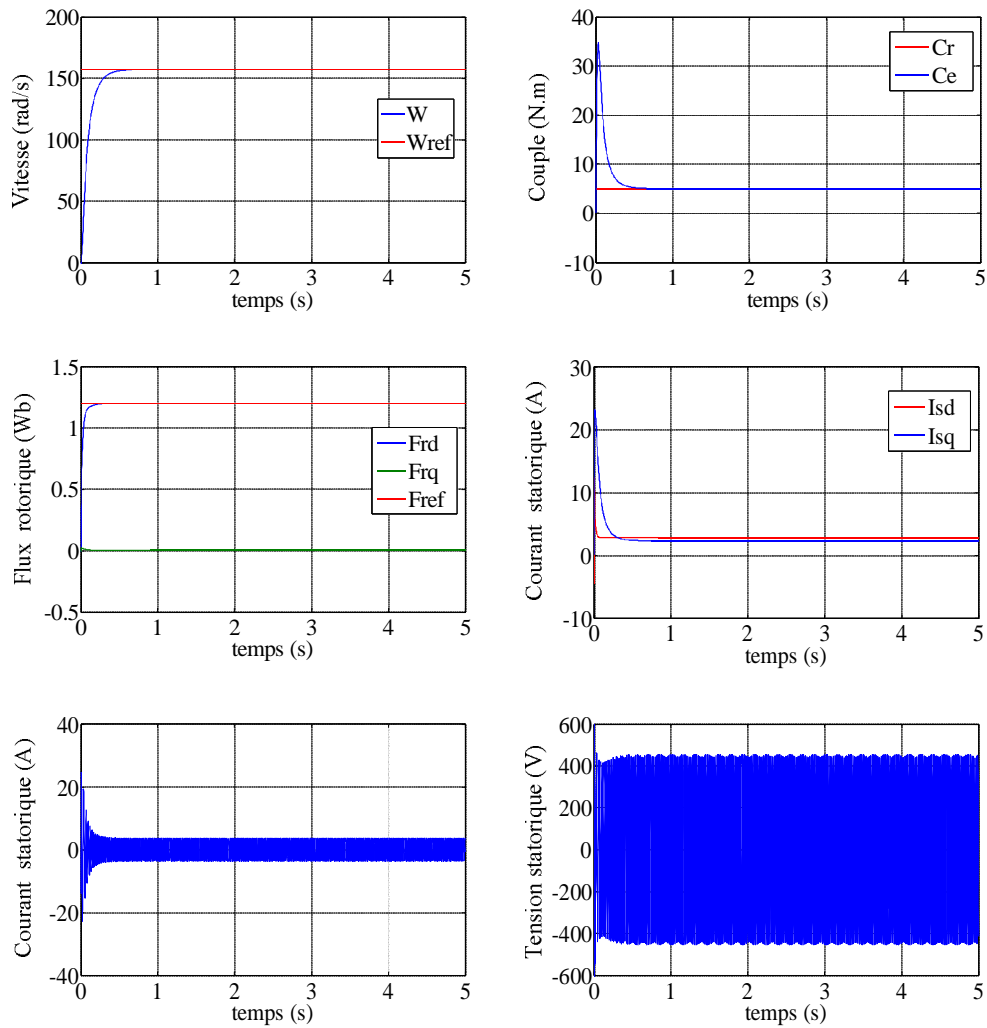
Figure (II.10): Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

## II.6. Résultats de simulation

Afin de tester la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse, de couple et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique et statorique. Les paramètres de la machine utilisée sont regroupés dans l'annexe [A].

### II.6.1. Fonctionnement nominal de la machine

La figure (II.11) présente l'évolution des grandeurs régulées dans les conditions nominales et avec une charge nominale ( $C_r = 5Nm$ ). Les tensions d'alimentations présentent des grandeurs sinusoïdales, la vitesse de la machine présente une réponse du premier ordre de valeur finale 157 (rad/s). On peut noter d'après les courbes du couple et du flux, qui présente un module constant, un découplage parfait entre ces deux grandeurs.



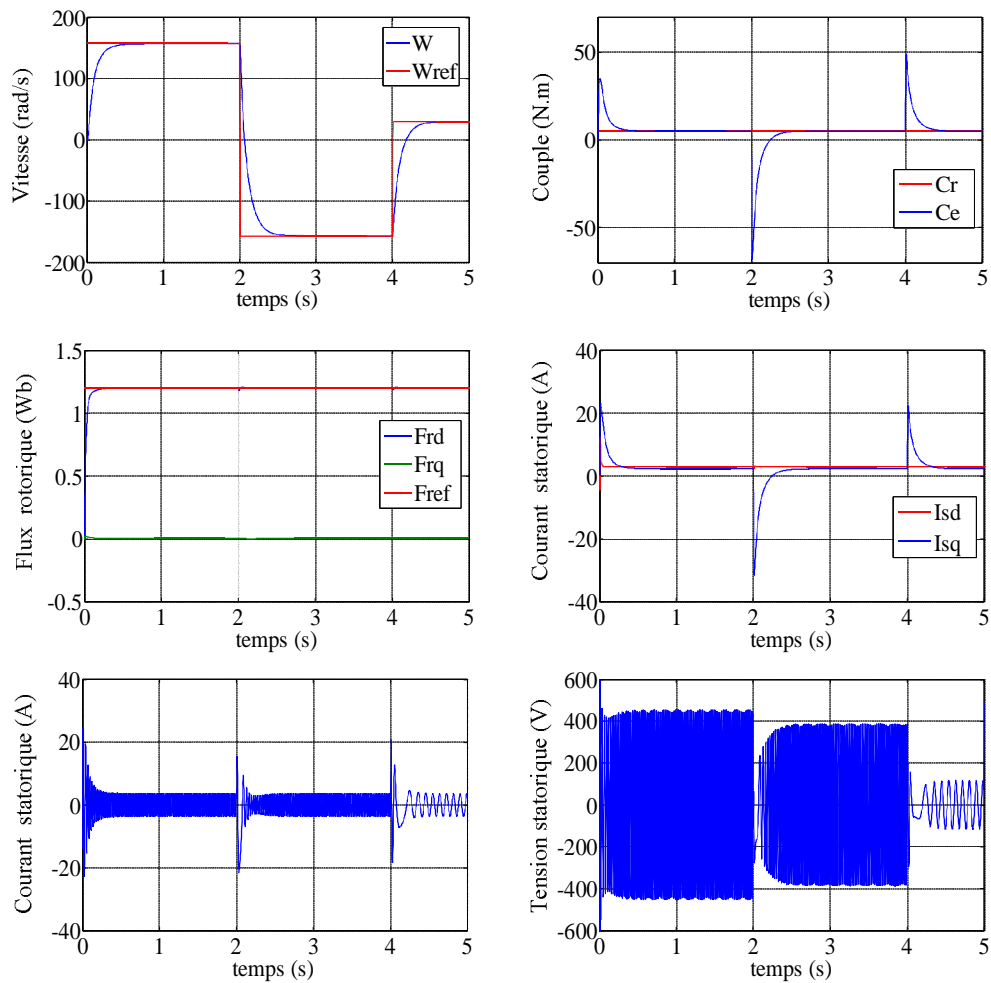
**Figure (II.11):** Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS lors du fonctionnement nominal.

### II.6.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale ( $C_r = 5Nm$ ) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. A l'instant  $t = 2s$  on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) et à l'instant  $t = 4s$ , la machine tourne à une faible vitesse de 30 rad/s.

Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (II.12), montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposé avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test :



**Figure (II.12) :** Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

### II.6.3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge nominale ( $C_r=5Nm$ ), entre les instants  $t = 2s$  et  $t = 4s$ , on lui applique une autre charge de valeur  $C_r=10Nm$ . Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (II.13), montrent que la vitesse subit une petite variation lors du changement de la charge puis elle rejoint sa valeur de référence. Le couple électromagnétique subit un pic lors du changement de la charge, et de même pour la composante du courant statorique  $i_{sq}$  puis ils suivent leurs valeurs de référence. Alors que les composantes du flux présentent des grandeurs constantes sans aucun changement, ce qui caractérise le découplage entre le flux et le couple.

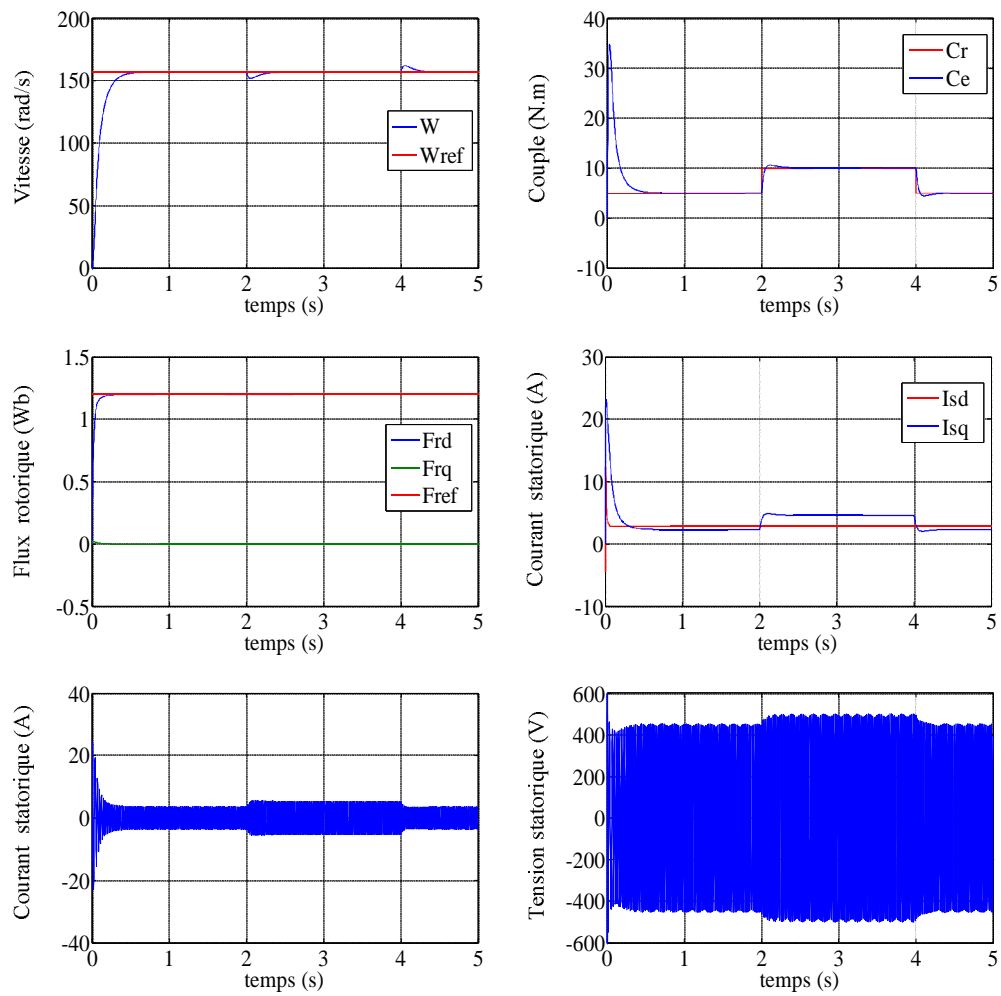
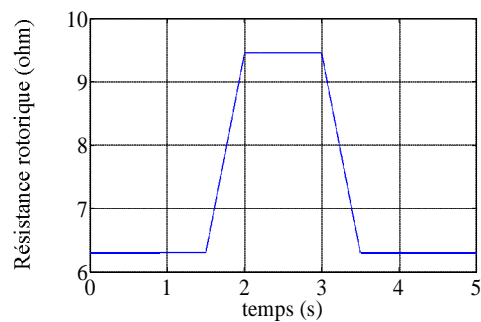
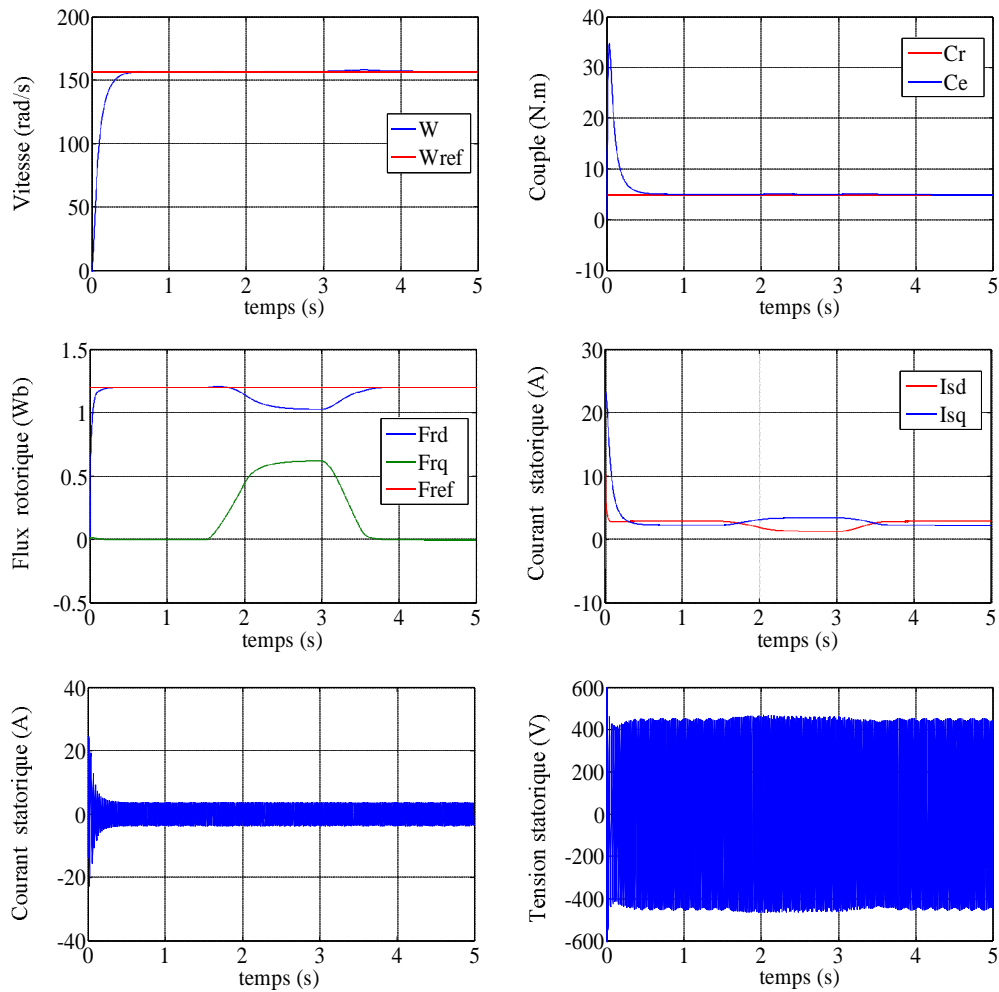


Figure (II.13) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

#### II.6.4. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

La figure (II.14) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique de +50% de sa valeur nominale dû à l'échauffement de la machine. La variation de  $R_r$  sera appliquée entre les instants  $t=1.5s$  et  $t = 3.5s$ .





**Figure (II.14) :** Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ( $t = 1.5s$ ) c'est-à-dire à l'instant de variation de résistance rotorique ( $R_r = 6.3 \Omega$ ) aucune variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux. A  $t = 1.5s$ , la résistance devient  $1.5R_r$  ( $R_r = 9.45 \Omega$ ). A partir de cet instant, on constate la divergence des courbes des flux ainsi le découplage est touché par cette variation. Et A  $t = 3.5s$  la résistance prend sa première valeur  $R_r = 6.3\Omega$ . Et ceci est dû que la commande vectorielle est sensible à la variation du paramètre de la résistance rotorique.

### II.6.5. Fonctionnement de la machine lors de la variation de résistance statorique

Le dernier test de robustesse de la commande, concerne la variation de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale, appliquée entre les instants  $t = 1.5s$  et  $t = 3.5s$ . Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (II.15). Ils montrent que la variation de la résistance statorique ne présente aucun changement sur la variation des courbes de vitesse et

de flux. Le découplage est toujours maintenu. Ce la prouve que la commande vectorielle à flux rotorique orienté est robuste vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.

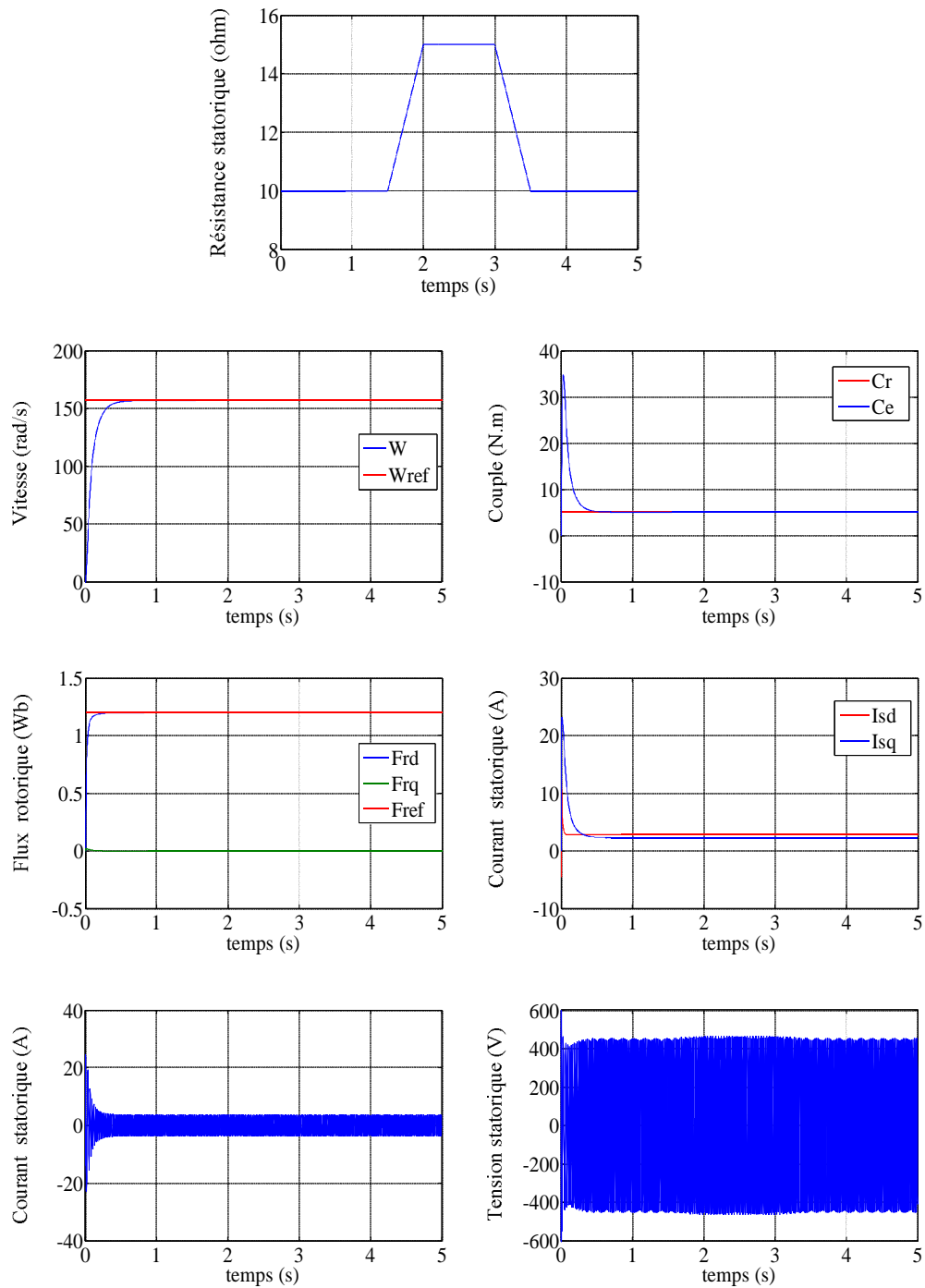


Figure (II.15) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

## **II.7. Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté, la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique. Cette commande permet de traiter la machine de façon semblable à celle du courant continu dans les quelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Dans le cas de l'alimentation en tension, l'algorithme de commande, par orientation du flux rotorique, prend en compte la dynamique du stator. Ce qui a pour conséquence une plus grande sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine.

Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, des différents testes ont été effectués ou les résultats indiquent le degré de robustesse offerte par ce type de commande.

Pour palier au problème de la sensibilité de la commande à l'incertitude paramétrique (telle que la résistance rotorique) on introduit une deuxième type de commande, en l'occurrence la commande par backstepping, ce dernier fera l'objet du chapitre qui suit.

# **CHAPITRE: III**

---

---

## **COMMANDE PAR BACKSTEPPING**

---

---

### **III.1. Introduction**

La plupart des systèmes physiques (procédés) qui nous entourent sont non linéaires. Bien souvent, ces non linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur la plage d'opérations de ces procédés. Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises qui permettent de répondre sur une plus large plage d'opérations. C'est à ce moment que les non linéarités se font sentir et rendent les outils d'analyse et ou de synthèse des lois de commande, utilisés dans le domaine linéaire, caduques et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes. C'est pourquoi, depuis quelques années, beaucoup de recherche ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. Le backstepping [20] fait partie de ces nouvelles méthodes de commande. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en assurant la stabilité globale de commande.

Ce chapitre présente, dans un premier temps, une brève introduction sur les notions théoriques de stabilité des systèmes non linéaires et du vocabulaire qu'il comporte et, dans un deuxième temps, il introduit la commande par backstepping de la MAS basée sur le principe de l'orientation du flux rétroques. Le chapitre se termine par des simulations du système en boucle fermée dans les différentes situations (chapitre I) dans lesquelles peut évoluer la MAS.

### **III.2. Généralités sur la technique du backstepping**

Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et inspiré par les travaux de Feurer & Morse d'une part et Kokotovic & Sussmann d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour Les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que se dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation [21].

### III.3. Notions de bases

Cette section présente quelques notions de bases nécessaires à la compréhension des subtilités de la théorie du backstepping [22].

#### III.3.1. Systèmes non linéaires

De façon générale, les systèmes physiques représentés par des équations différentielles linéaires à coefficients constants sont appelés systèmes linéaires. L'hypothèse de linéarité équivaut au principe de superposition. Les systèmes non linéaires, par opposition aux systèmes linéaires, sont des systèmes physiques qui ne sont pas régis par des équations linéaires. Autrement dit, le principe de superposition ne peut pas leur être appliqué.

Les systèmes non linéaires peuvent être le lieu de plusieurs phénomènes. Par exemple, ils peuvent converger, en régime permanent, à différents points d'équilibre, contrairement aux systèmes linéaires, qui n'en possèdent qu'un seul. Cependant, bien d'autres phénomènes caractérisent les systèmes non linéaires [21]. Quelques différences vont être introduites dans les sous sections suivantes.

#### III.3.2. Equilibre

Physiquement, un système est en équilibre lorsqu'il conserve son état en absence de forces externes. Mathématiquement, cela équivaut à dire que la dérivée  $\dot{x}$  de son vecteur d'état est nulle. Pour un système

$$\dot{x} = \varphi(x) \tag{III.1}$$

L'état (ou les états) d'équilibre  $x_e$ , est la solution (sont les solutions) de l'équation algébrique  $\varphi(x) = 0$

Pour les systèmes linéaires,  $\varphi(x) = A.x$  ce qui implique que  $x=0$  est un point d'équilibre pour tous les systèmes linéaires. Deux cas différents peuvent survenir, soit  $A$  est régulière, alors que l'origine est le seul point d'équilibre. Si  $A$  est singulière, ce qui définit un sous-espace où  $x.A=0$  alors il existe une région d'équilibre. Pour les systèmes non linéaires, la solution n'est pas aussi évidente et l'équilibre ne se trouve pas toujours à l'origine. Les régions d'équilibres peuvent être constituées de domaines continus ou de points isolés et/ou la combinaison des deux.

### III.3.3. Plan de phase

Pour bien comprendre le comportement d'un système non linéaire, on a recouru à une représentation des ses trajectoires dans l'espace de phase comme montre la figure(III.1). Ces trajectoires sont un ensemble de courbes qui représentent l'évolution de l'état du système dans le temps. Cette représentation doit toutefois passer par la résolution de l'équation différentielle (III.1), ce qui n'est pas toujours facile. Cependant, les techniques basées sur la deuxième méthode de Lyapunov contournent ce problème. Cette méthode sera montrée dans ce chapitre.

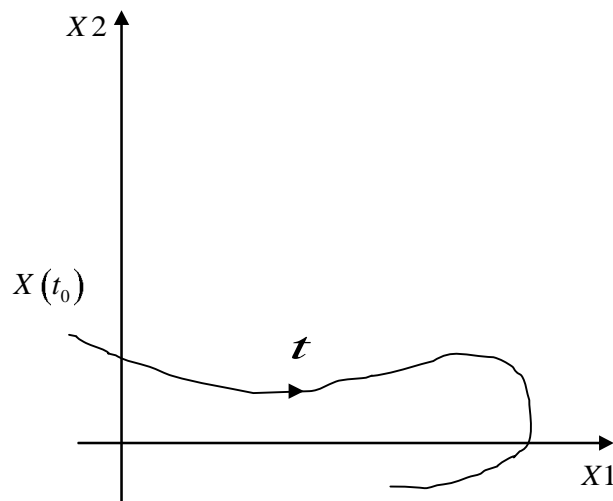


Figure (III.1) : Trajectoire d'un système dans le plan de phase.

### III.3.4. Stabilité

De façon générale, on dit qu'un système est stable s'il, déplacé de sa position d'équilibre, il tend à y revenir ; instable, s'il tend à s'en écarter davantage. Lyapunov fournit une explication un peu plus mathématique de la stabilité [23].

Prenons comme exemple un système dont l'état est défini par le vecteur  $x$  qui possède la position d'équilibre  $x_e$ . Écarté de sa position d'équilibre et abandonné à lui-même au temps  $t = t_0$  avec les conditions initiales  $x(t_0)$ , le système aura comme état  $x(t)$ . La position d'équilibre du système est stable voir figure (III.2) si, pour tout  $\varepsilon > 0$ , il existe  $\delta > 0$  tel que

$$\|x(t_0) - x_e\|^2 < \delta \quad (\text{III.2})$$

Et qu'après un certain temps  $t$ , et pour toutes les valeurs  $t > 0$ , la relation suivante est vérifiée

$$\|x(t) - x_e\|^2 < \varepsilon \quad (\text{III.3})$$

Dans le cas contraire l'équilibre est instable. Il n'est pas nécessaire que l'état  $x(t)$  tende vers  $x_e$ , lorsque  $t$  augmente indéfiniment, pour que le système soit stable. Si l'état tend effectivement vers  $x_e$ , le système est asymptotiquement stable. Dans le cas où les états n'atteignent pas  $x_e$ , mais qu'ils restent à l'intérieur d'un certain  $\varepsilon$ , alors le système a une stabilité simple (figure(III.2)).

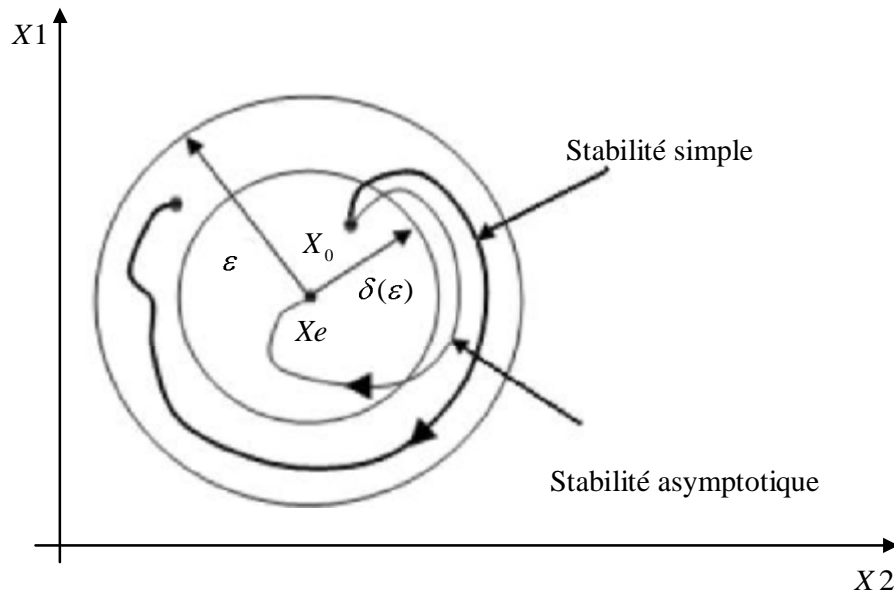


Figure (III.2): Types de stabilité selon Lyapunov.

#### III.4. Méthodes de Lyapunov

Les faibles non-linéarités dans un système à commander sont, la plupart du temps, traitées comme des perturbations affectant un modèle linéaire du système. Toutes les théories, qui ont été développées depuis plusieurs années et qui sont bien connues des systèmes linéaires sont utilisées. Malheureusement, ces non-linéarités ne peuvent pas toujours être mises de côté et il faut alors utiliser d'autres méthodes [24].

Il y a deux approches possibles pour la commande d'un système non linéaire. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques des modèles linéaires. Cette linéarisation est réalisée, moyennant des approximations ou des transformations géométriques dans l'espace de phase. Le système linéarisé est ensuite traité avec la théorie des systèmes linéaires.

La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov (fcl) garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles

fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. C'est là qu'entre en jeu la technique du backstepping qui permet de réduire cette complexité.

Toutefois, avant d'introduire le backstepping, les deux méthodes d'analyse des systèmes non linéaires, fournies par Lyapunov, vont être brièvement décrites. Une attention particulière sera portée sur la deuxième méthode de Lyapunov qui fournit un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant [24].

#### **III.4.1. 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 d'une dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode apporte une validité théorique à la technique de linéarisation. Elle mentionne que si le système linéaire est asymptotiquement stable, alors il y a stabilité asymptotique. Dans le cas où le système linéarisé est instable, il y a instabilité. Par contre si celui-ci est stable sans pour autant l'être asymptotiquement, alors il est impossible de se prononcer sur la stabilité.

Ce théorème est d'une importance limitée, car il ne permet d'étudier que la stabilité d'un point singulier (stabilité locale) et ne donne aucune information sur le domaine de stabilité (stabilité globale). De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires (organe avec zone morte, plus ou moins, ...) [22].

#### **III.4.2. Deuxième méthode de Lyapunov**

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Pour un système physique, l'énergie est une fonction définie positive de son état. Dans un système conservatif, l'énergie reste constante; pour un système dissipatif, elle décroît. Pour ces deux cas, le système est stable. Si l'énergie croît, le système est instable [24].

L'idée de cette méthode est d'analyser la stabilité du système, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles non linéaires le régissant. Il suffit simplement d'étudier les variations (signe de la dérivée) de l'énergie (ou une fonction qui lui est équivalente) le long de la trajectoire du système (figures III.3). Les théorèmes suivants, qui permettent de se prononcer sur la stabilité (ou instabilité) d'un système, sont fournis par Lyapunov (1966) [22].

**Théorème 1: Stabilité asymptotique**

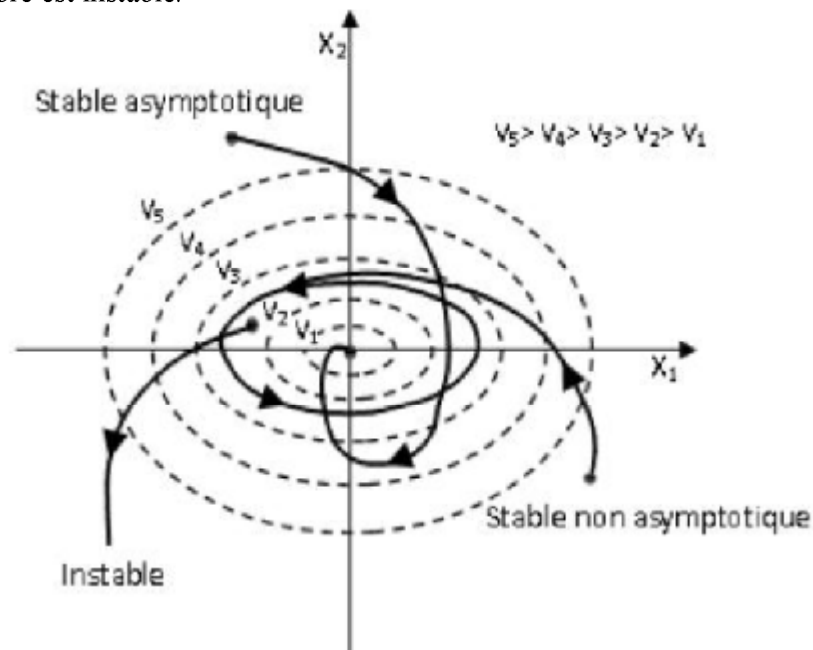
S'il est possible de trouver une fonction  $V(x)$  de signe défini (avec  $V(0) = 0$ ), dans un domaine  $D$  comprenant la position d'équilibre et dont la dérivée totale par rapport au temps  $\dot{V}$  soit définie et de signe opposé dans le même domaine, l'équilibre sera asymptotiquement stable dans ce domaine.

**Théorème 2: Stabilité simple**

S'il est possible de trouver une fonction  $V$  de signe défini dans un domaine  $D$  et dont la dérivée totale  $\dot{V}$  soit semi-définie et de signe opposé dans le même domaine, l'équilibre est (Simplement) stable dans ce domaine (c'est-à-dire stable non asymptotiquement), voir figure (III.2).

**Théorème 3: Instabilité**

S'il est possible de trouver une fonction  $V$  dont la dérivée est de signe défini dans un domaine  $D$  comprenant l'origine et que  $V$  soit définie de même signe que  $\dot{V}$ , ou indéfinie en signe, l'équilibre est instable.



**Figure (III.3) :** Contours à énergie constante dans le plan de phase.

Contrairement à la première méthode, la deuxième méthode donne plus d'information à niveau de la stabilité. Elle a l'avantage de ne pas se limiter à la prédiction des points d'équilibre, mais bien d'une région d'attraction au tour de ces points d'équilibre [24].

Ces théorèmes présentent une condition suffisante à la stabilité. Pour l'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état  $x$ , la méthode directe de Lyapunov consiste, alors, à chercher une fonction  $V(x)$  (représentative de l'énergie) de signe défini qui se prête à l'application de l'un des théorèmes cités précédemment. Il n'y a aucune méthode qui permet de trouver directement une fonction de Lyapunov pour un système donné. Néanmoins, il existe des approches qui conduisent, en général, à des résultats acceptables [22]. Voici quelques exemples de fonction de Lyapunov :

- Fonction quadratique

$$V(x) = x^T . P . x \quad (III.4)$$

- Fonction quadratique plus intégrale

$$V(x) = x^T . P . x + \int_0^t \varphi(u) du \quad (III.5)$$

Avec  $\varphi$  assujettie à certaines contraintes.

Cependant, des inconvénients et des limites existent toujours : L'élaboration d'une fonction de Lyapunov impose un modèle mathématique simplifié et peu réaliste. Les résultats des méthodes directes sont conservatifs : on ne peut rien affirmer quant à la stabilité en dehors du Domaine estimé [24].

### Définition

On peut dire que la fonction scalaire  $V(x)$  :

- Défini positif si  $V(0) = 0$  et  $V(x) > 0, x \neq 0$
- Semi défini positif si  $V(0) > 0$  et  $V(x) \geq 0, x \neq 0$
- Défini négatif si  $-V(x)$  défini positif.
- Semi défini négatif si  $-V(x)$  Semi défini positif.
- Sans borne radiale si  $V(x) \rightarrow \infty$  quand  $\|x\| \rightarrow \infty$

### Théorème (Lasalle-Yoshizawa)

On Considère le système

$$\dot{x} = f(x(t)) \quad (III.6)$$

Soit  $x_e = 0$  point d'équilibre du système (III.6), et soit  $V(x)$  une fonction scalaire différentielle contenu sachons que :

- $V(x)$  Défini positive.
- $V(x)$  Sans borne radiale.
- $\dot{V}(x) = V_x(x)f(x) \leq -W$  Avec  $W(x)$  semi défini positive.

Toute solution de (III.6) satisfait :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W(x(t)) = 0$$

Si  $W(x)$  Défini positive alors le point d'équilibre  $x_e = 0$  possède une stabilité asymptotique Globale.

### Exemple : 1

On considère le système :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -x_2 - x_1^3 \end{cases}$$

Si on choisit:  $\dot{V}(x) = \alpha x_1^4 + x_2^2$  on obtient :

$$\dot{V}(x) = (4\alpha - 2)x_1^3 x_2 - 2x_2^2$$

Le choix de  $\alpha = 1/2$  nous donne la nouvelle expression de  $\dot{V}$  avec  $\dot{V}(x) = -2x_2^2 \leq 0$  évidemment on ne peut pas utiliser le théorème (III.4) comme il est par ce que  $\dot{V}$  est Semi défini négative.

### III.5. Fonction de commande de Lyapunov(fcl)

Maintenant on ajoute la commande  $u$  et on considère le nouveau système :

$$\dot{x} = f(x, u) \tag{III.7}$$

Notre objectif est de trouver une loi de commande  $u = \alpha(x)$  telle que l'équilibre ( $x_e = 0$ ) de l'état désiré du système en boucle fermée.

$$\dot{x} = f(x, \alpha(x)) \tag{III.8}$$

Soit asymptotiquement stable. Pour cela un bon choix des fonctions  $W(x)$  et  $\dot{W}(x)$  est nécessaire. Avec  $W(x)$  une fonction défini positive.

Nous avons besoin de trouver la commande  $\alpha(x)$  pour garantir que tous  $x \in \mathfrak{R}^n$

$$\dot{V}(x) = \frac{dv(x)}{dx} f(x, \alpha(x)) \leq -W(x) \quad (\text{III.9})$$

On doit choisir le paire  $V(x)$  et  $W(x)$  soigneusement pour garantir la stabilisation du système (III.7) et vérifier la condition (III.9).

**Définition :**

Une fonction  $V : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}_+$  définie positive et sans borne radiale est appelée une fonction de Commande de Lyapunov (fcl) pour le système (III.7) si pour tous  $x \neq 0$

$$\dot{V}(x) = V_x(x)f(x, u) < 0 \quad \text{Pour certaines commandes } u$$

La signification de cette définition est en effet l'existence de loi de commande globalement stabilisante est équivalent à l'existence de fcl. Si on à une fcl d'un système on peut certainement trouver une loi de commande globalement stabilisante. L'inverse et aussi vrai [17].

**Exemple : 2**

Soit à stabiliser l'origine ( $x_1 = 0$ ) du système scalaire

$$\dot{x}_1 = 5x_1^2 - x_1^3 + u \quad (\text{III.10})$$

Il s'agit de formuler une fcl  $V(x) > 0$  pour le variable d'état du système, et de choisir la loi de Commande  $u$  qui fera décroître cette fonction. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x_1) = \frac{1}{2}x_1^2 \quad (\text{III.11})$$

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

$$\dot{V}(x_1) = x_1 \cdot \dot{x}_1 = x_1(5x_1^2 - x_1^3 + u) \leq 0$$

Un choix judicieux de  $u$  rend  $\dot{V}(x)$  négative et assure la stabilité asymptotique de l'origine du système.

$$5x_1^2 - x_1^3 + u = -K_1x_1, \quad K_1 > 0$$

Par exemple on choisir  $u$  comme :

$$u = -K_1 x_1 - 5x_1^2 + x_1^3$$

La dériver prend la forme suivante :

$$\dot{V}(x_1) = -K_1 x_1 \leq 0 \quad (\text{III.12})$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine est assurée. On à défini le concept fcl qui est un Outil principal pour la conception d'une commande par backstepping.

### III.6. Commande par backstepping basée sur le principe du contrôle vectoriel

L'approche du backstepping, que nous allons appliquer pour la commande de la machine asynchrone, est basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Dans ce qui va suivre, nous allons tout d'abord donner le principe de la commande vectorielle, en suite sera exposée l'application du backstepping à la commande de la machine.

A partir le modèle (II.16), la modèle de la machine est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} \phi_r i_{sq} - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\alpha \phi_r + \alpha M i_{sd} \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -\eta i_{sd} + \alpha \beta \phi_r + P\Omega i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_r} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\eta i_{sq} - \beta P\Omega \phi_r - P\Omega i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sq} i_{sd}}{\phi_r} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\theta_s}{dt} = P\Omega + \alpha M \frac{i_{sq}}{\phi_r} \end{array} \right. \quad (\text{III.13})$$

Avec :

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

#### III.6.1. Commande par backstepping

La technique de commande par backstepping est une méthode de synthèse en non linéaire quand il est difficile d'appliquer la méthode directe de lyapunov. Il s'agit de choisir au départ une fonction de lyapunov pour le premier sous-système et de l'augmenter au fur et à mesure que l'on stabilise les différents sous-systèmes successifs, pour aboutir enfin à une

fonction de Lyapunov globale qui stabilise le système global [25], [26]. L'application du backstepping à la commande de la machine est divisée en trois étapes.

➤ **Etape 1**

Cette première étape consiste à identifier les erreurs  $z_1$  et  $z_2$  qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle  $\Omega$  et la vitesse de référence  $\Omega_{ref}$  ainsi que le module du flux rotorique  $\phi_d$  et celui de référence  $\phi_{ref}$ .

$$\begin{cases} z_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ z_2 = \phi_{ref} - \phi_r \end{cases} \quad (III.14)$$

La dérivée de l'erreur est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{z}_2 = \dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_r = \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_r - \alpha M \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (III.15)$$

La première fonction de Lyapunov est définie par:

$$v_1 = \frac{1}{2} (z_1^2 + z_2^2) \quad (III.16)$$

On choisie les fonctions stabilisantes comme suit:

$$\begin{cases} (i_{sq})_{ref} = \frac{1}{\phi_r} \cdot \frac{J}{\mu} (k_1 z_1 + \dot{\Omega}_{ref}) + \frac{C_r}{\mu} \\ (i_{sd})_{ref} = \frac{1}{\alpha M} (k_2 z_2 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_r) \end{cases} \quad (III.17)$$

Alors la dynamique des erreurs est donnée par:

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 \quad \text{et} \quad \dot{z}_2 = -k_2 z_2$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps est:

$$\dot{v}_1 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 < 0 \quad (III.18)$$

Avec :

$$k_1 > 0, \quad k_2 > 0$$

➤ **Etape 2**

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$\begin{cases} z_3 = (i_{sq})_{ref} - i_{sq} = \frac{1}{\phi_r} \cdot \frac{J}{\mu} (k_1 z_1 + \dot{\Omega}_{ref}) + \frac{C_r}{\mu} - i_{sq} \\ z_4 = (i_{sd})_{ref} - i_{sd} = \frac{1}{\alpha M} (k_2 z_2 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_r) - i_{sd} \end{cases} \quad (\text{III. 19})$$

Alors l'équation (III.15) sera de la forme:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -k_1 z_1 + \frac{\mu}{J} z_3 \\ \dot{z}_2 = -k_2 z_2 + \alpha M z_4 \end{cases} \quad (\text{III. 20})$$

La dérivée de (III. 19) nous donne:

$$\begin{cases} \dot{z}_3 = (i_{sq})_{ref} - \dot{i}_{sq} = (i_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \dot{z}_4 = \frac{1}{\alpha M} (k_2 \dot{z}_2 + \ddot{\phi}_{ref} + \alpha \dot{\phi}_r) - \dot{i}_{sd} = (i_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \end{cases} \quad (\text{III. 21})$$

Où :

$$\delta_1 = -\eta i_{sq} - \beta p \Omega \phi_r - p \Omega \cdot i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sq} \cdot i_{sd}}{\phi_r}$$

$$\delta_2 = -\eta i_{sd} + \alpha \beta \cdot \phi_r + p \Omega \cdot i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_r}$$

➤ **Etape 3**

Pour définir les lois de commande, on adopte une nouvelle fonction de Lyapunov décrite par l'expression suivante:

$$v_2 = \frac{1}{2} (z_1^2 + z_2^2 + z_3^2 + z_4^2) \quad (\text{III. 22})$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale est :

$$\dot{v}_2 = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 + z_4 \dot{z}_4$$

Sa dérivée est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 = & -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 + z_3 (k_3 z_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq}) \\ & + z_4 (k_4 z_4 + (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd}) \end{aligned} \quad (III. 23)$$

Où :

$$k_3 > 0, k_4 > 0$$

On choisie la commande comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \left( (\dot{i}_{sd})_{ref} + k_4 z_4 - \delta_2 \right) \\ V_{sq} = \sigma L_s \left( k_3 z_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 \right) \end{cases} \quad (III. 24)$$

Ce qui rend:  $\dot{v}_2 < 0$

La dérivée de l'erreur  $z_3$  et  $z_4$  sera comme suit :

$$\begin{cases} \dot{z}_3 = -k_3 z_3 - z_1 \frac{\mu}{J} \\ \dot{z}_4 = -\alpha M z_2 - k_4 z_4 \end{cases} \quad (III. 25)$$

Donc à partir de l'équation (III.20) et (III.25) on peut écrire :

$$\dot{Z} = A.Z \quad (III. 26)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & \alpha M \\ -\frac{\mu}{J} & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -\alpha M & 0 & -k_4 \end{bmatrix} \quad \text{Et } Z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}$$

### III.7. Structure générale du contrôle par backstepping

La figure (III.4) représente le principe de la commande par backstepping de la machine asynchrone. La première étape de la commande par backstepping consiste à générer les courants de  $i_{sdref}$  et  $i_{sqref}$ , représentant la commande fictive. L'erreur entre ces références et les grandeurs réelles des courants résulte de nouvelles erreurs  $z_3$  et  $z_4$ . Enfin on adapte la loi de commande  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  à partir de l'équation (III. 24) pour assurer la stabilité de la machine.

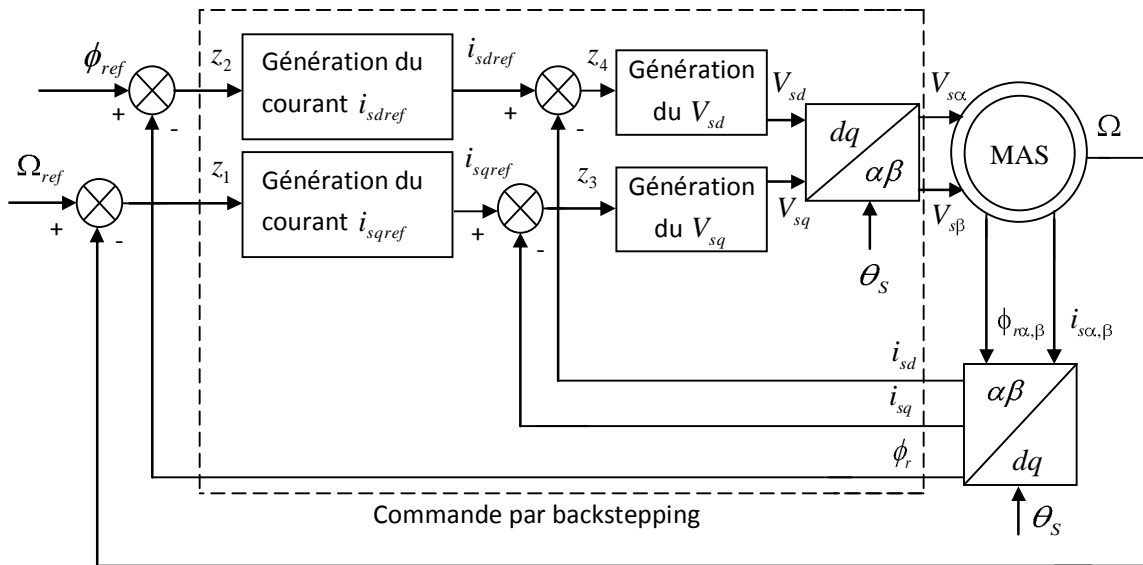


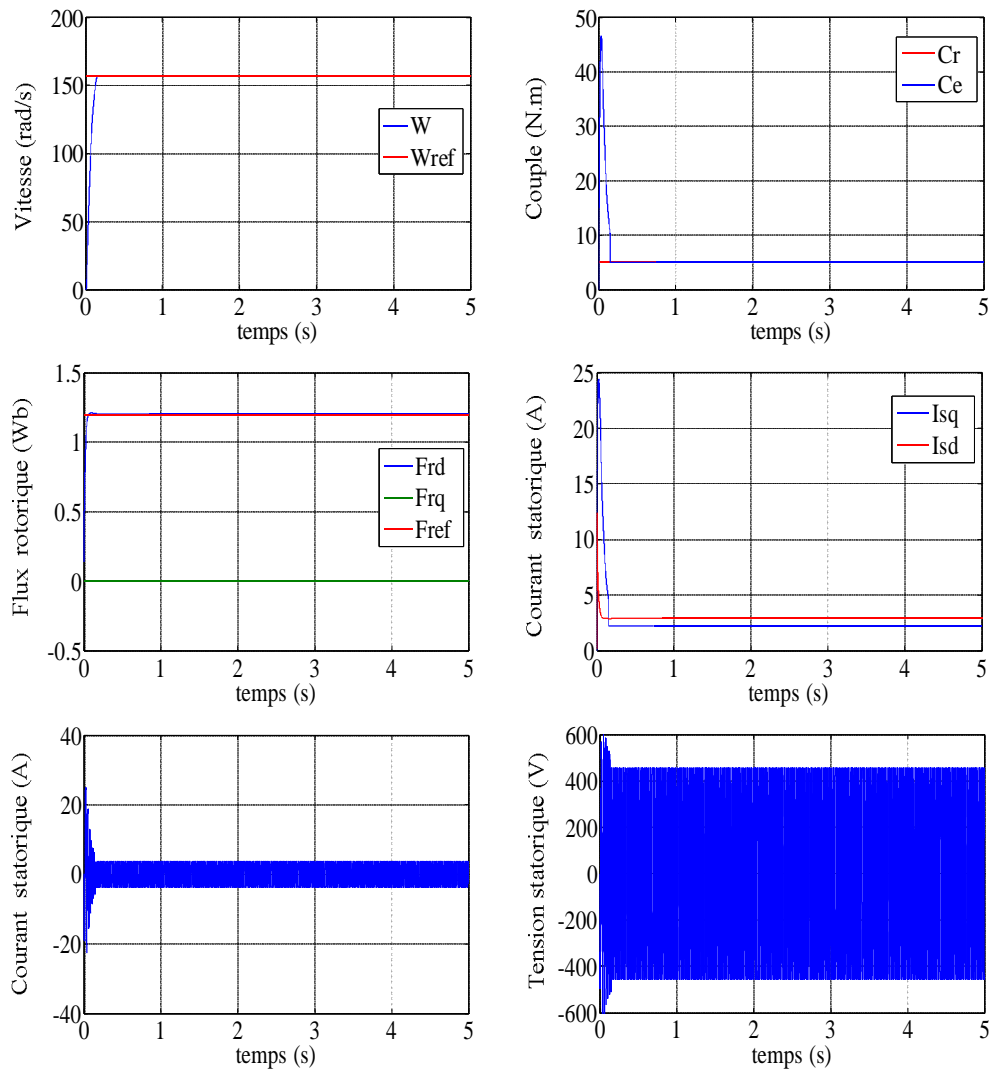
Figure (III. 4): Principe de la commande par backstepping de la machine asynchrone.

### III.8. Résultats de simulation

L'objectif de cette étape est de contrôler la machine asynchrone par la commande du backstepping. Différents tests seront appliqués pour montrer les performances de cette commande.

#### III.8.1. Fonctionnement nominal de la machine

Les résultats de simulation de la machine à induction commandée par backstepping sous une charge nominale ( $C_r = 5N.m$ ) sont regroupés dans la figure (III.5). Les tensions d'alimentations présentent des grandeurs sinusoïdales, la vitesse de la machine présente une réponse du premier ordre de valeur finale 157 (rad/s). On peut noter d'après les courbes du couple et du flux, qui présente un module constant, un découplage parfait entre ces deux grandeurs, ainsi le principe de la commande vectorielle est vérifié.



**Figure (III.5) :** Commande par backstepping de la MAS dans le régime nominal.

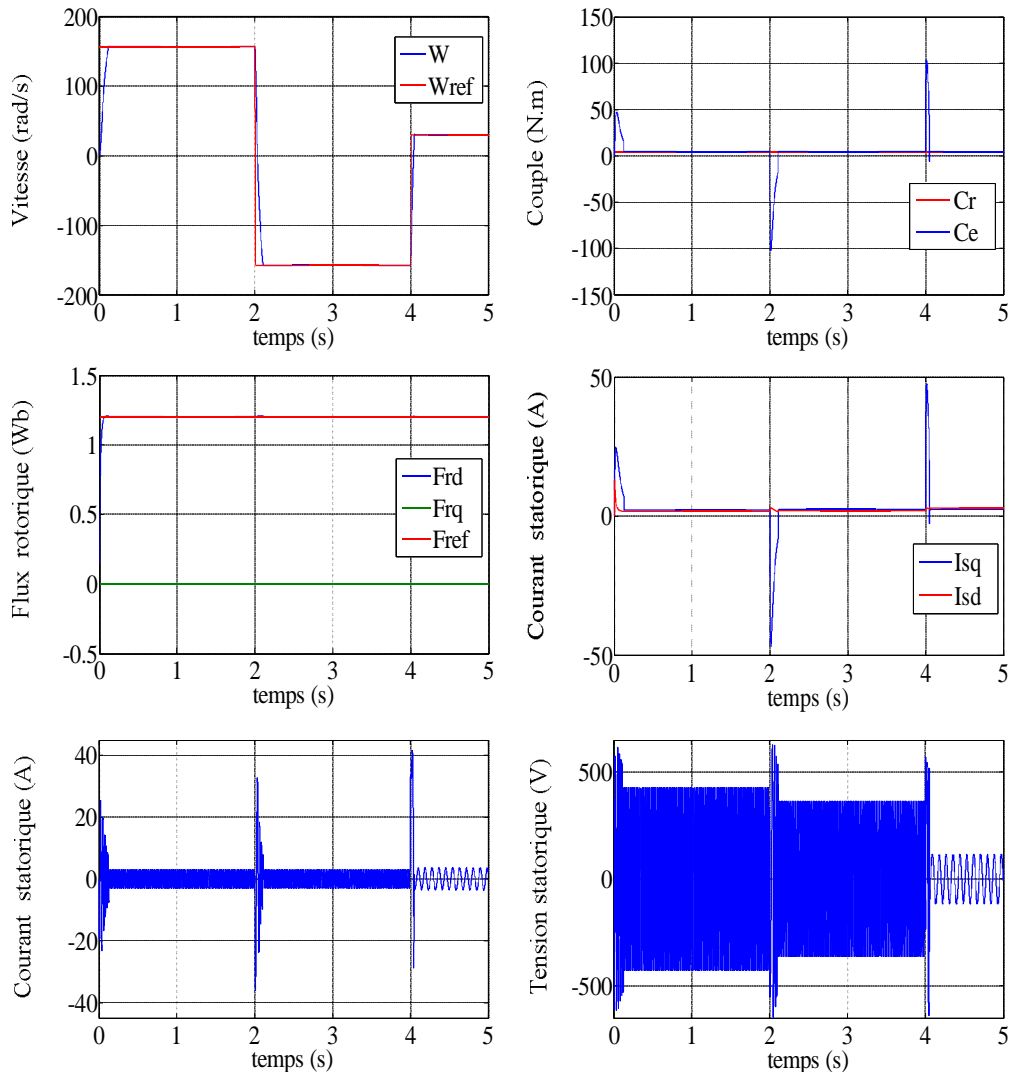
### III.8.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale ( $C_r = 5N.m$ ) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. A l'instant  $t = 2s$  on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) et à l'instant  $t = 4s$ , la machine tourne à une faible vitesse de 30 rad/s.

Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (III.6), où sont présentés, la vitesse, le flux, le couple et les courants et tensions statoriques de commande générées par le principe du backstepping.

On peut signaler la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence. De même le flux rotorique suit parfaitement sa valeur de référence présentant un découplage parfait

avec le couple ( $\phi_{rq} = 0$  Wb). Le flux subi une faible variation lors du changement de la vitesse montrés par le zoom au moment de la variation. Les tensions et courants statoriques présentent des variations suivant les changements du régime, après la variation de la vitesse  $\Omega = 30\text{rad/s}$  on remarque que l'amplitude diminue.



**Figure (III.6) :** Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

### III.8.3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge nominale ( $C_r = 5\text{N.m}$ ), entre les instants  $t = 2\text{s}$  et  $t = 4\text{s}$ , on lui applique une autre charge de valeur  $C_r = 10\text{N.m}$ . Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure(III.7). Nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne.

On peut noter également que la variation de charge n'influe pas sur les grandeurs de vitesse, de flux et Les courants et tensions de commande, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours réalisé.

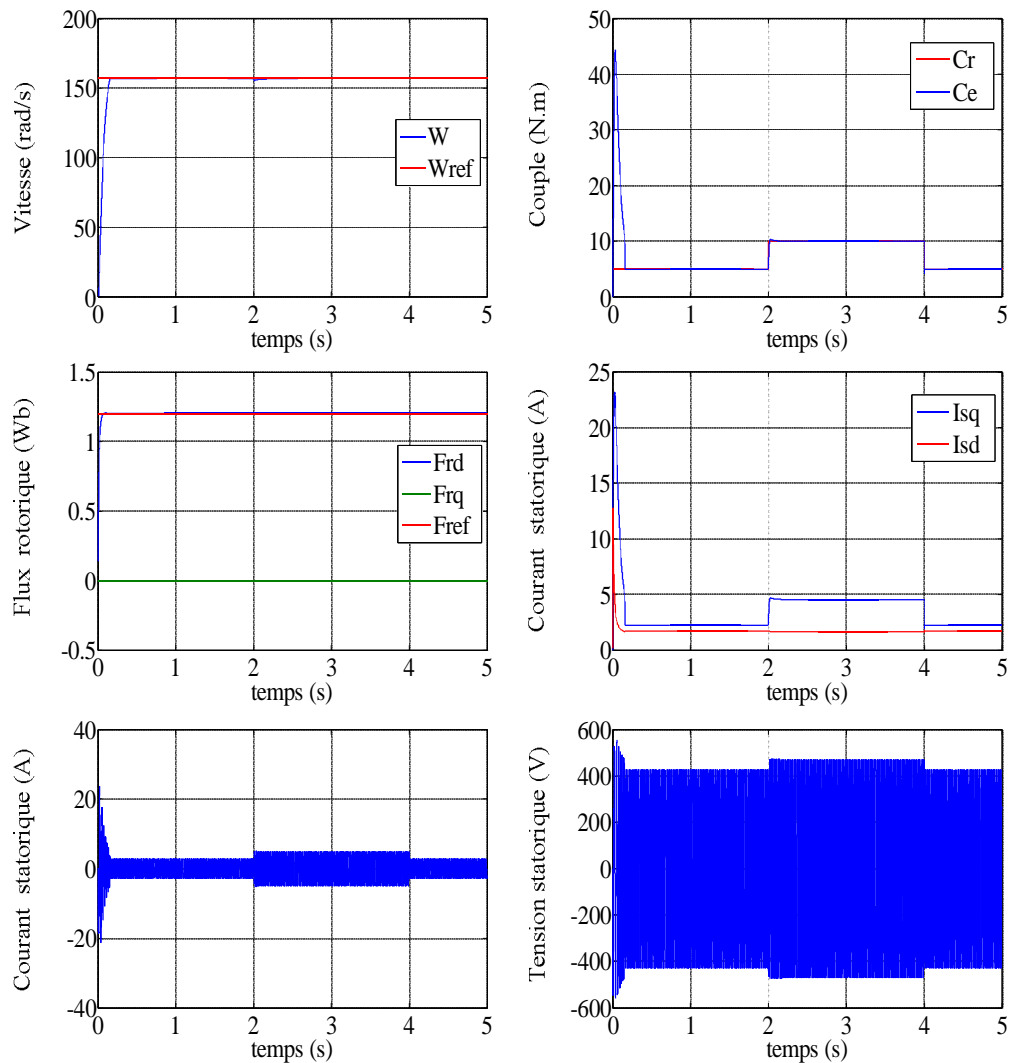
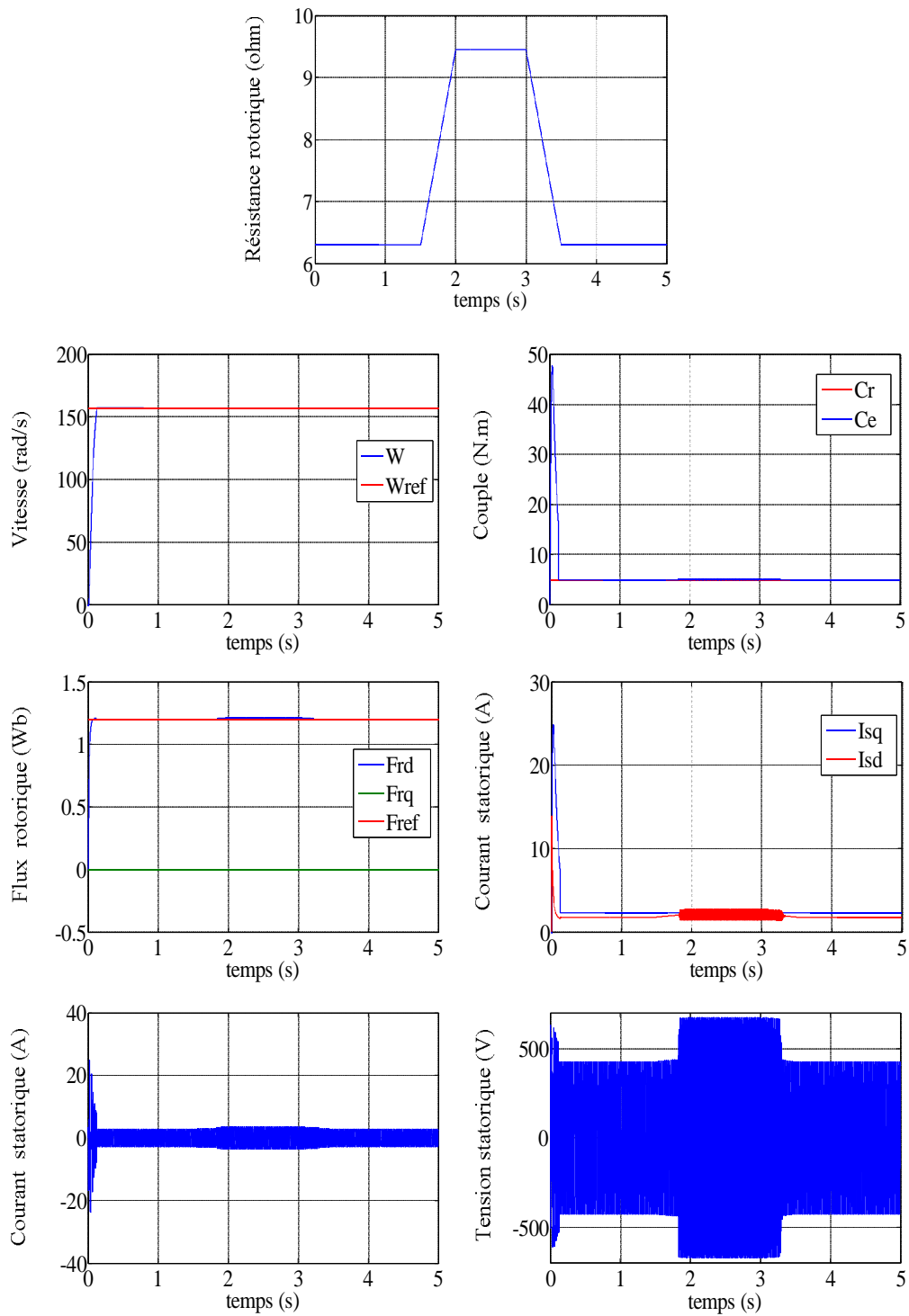


Figure (III.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

#### III.8.4. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

La figure (III.8) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique de +50% de sa valeur nominale dû à l'échauffement de la machine. La variation de  $R_r$  sera appliquée entre les instants  $t=1.5s$  et  $t = 3.5s$ .



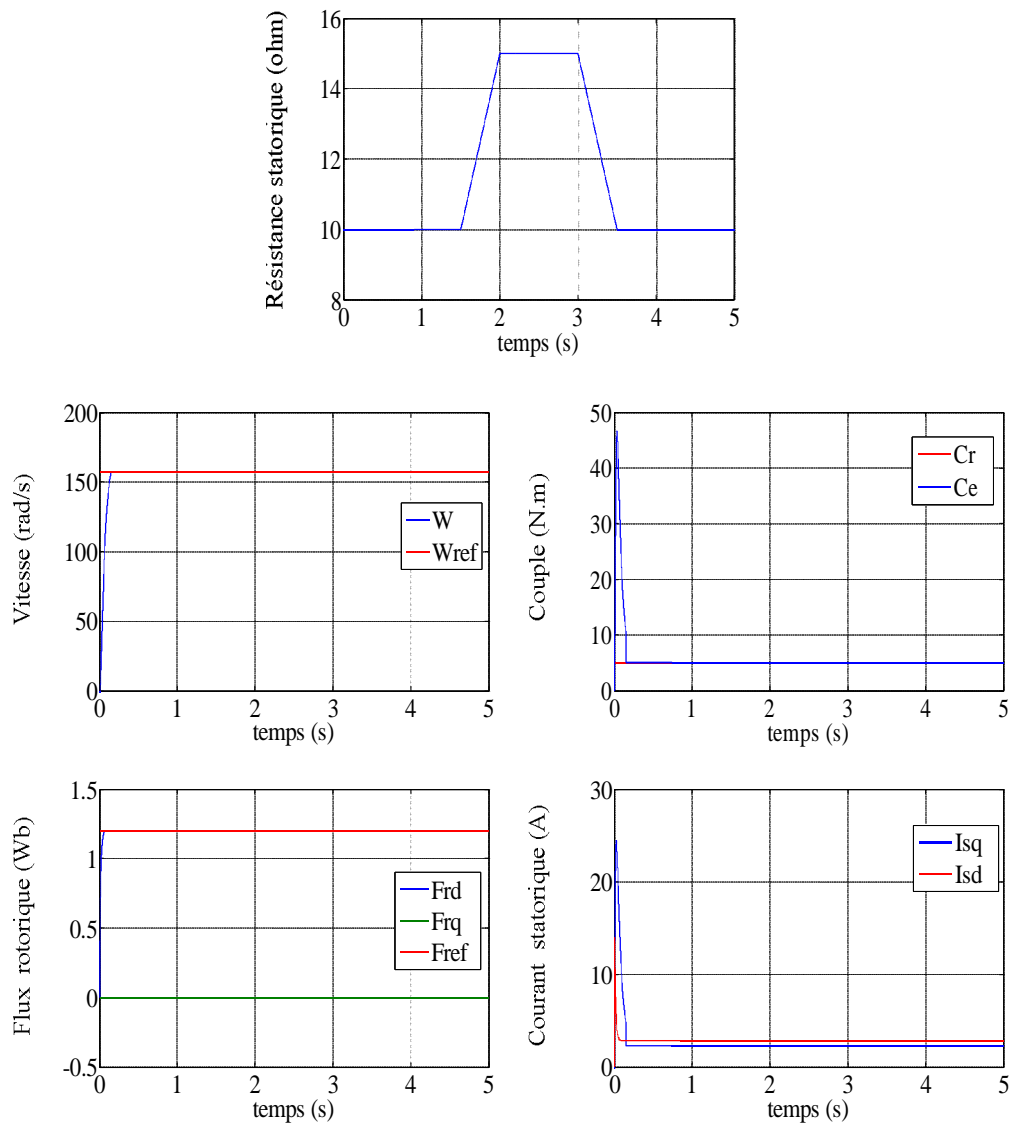
**Figure (III.8) :** Résultats de simulation lors des variations de la résistance rotorique.

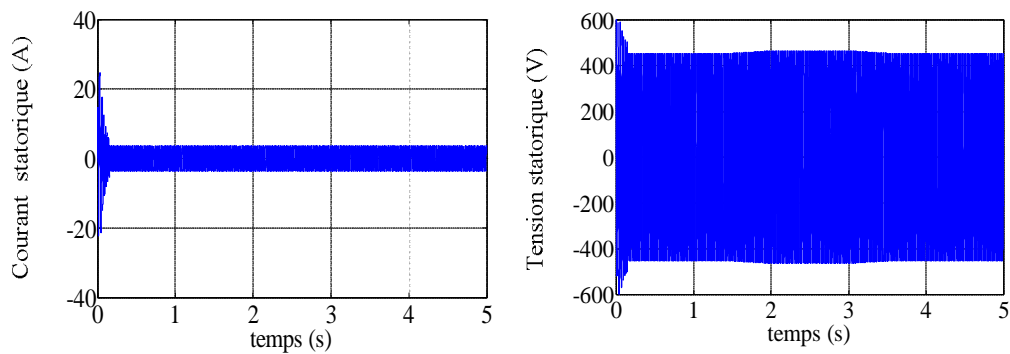
Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur la vitesse de la machine. Le couple au cas nominal et le flux présente une légère variation de son

module alors que le découplage est toujours maintenu. Les tensions d'alimentations présentent une forme sinusoïdale qui augmente avec l'augmentation de la résistance.

### III.8.5. Fonctionnement de la machine lors de la variation de résistance statorique

Le dernier test de robustesse de la commande, concerne la variation de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale, appliquée entre les instants  $t = 1.5s$  et  $t = 3.5s$ . Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (III.9). Ils montrent que la variation de la résistance statorique ne présente aucun changement sur la variation des courbes de vitesse et de flux. Le découplage est toujours maintenu. Cela prouve que la commande par backstepping est robuste vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.





**Figure (III.9) :** Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

### III .9. Conclusion

Ce chapitre propose une nouvelle loi de commande par backstepping basée sur le principe de la commande vectorielle de la machine à induction. Cette technique de commande permet d'obtenir de façons constructives une loi de commande qui assure la stabilité de la machine asynchrone en boucle fermée via une fonction de Lyapunov. Elle construit étape par étape une fonction de Lyapunov mettant en jeu des commandes virtuelles permettant de calculer la véritable commande répondant aux objectifs.

Des tests de robustesse de cette commande ont été appliqués à la machine telle que la variation de la vitesse, la variation de la charge et la variation paramétriques. Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse et du flux aux valeurs de références correspondantes, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours maintenu ce qui prouve la robustesse de la commande par backstepping.

Pour le chapitre suivant, on va faire une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande par backstepping pour voir les performances de chaque loi de commande proposé dans ce travail.

# **CHAPITRE: IV**

---

---

## **ETUDE COMPARATIVE**

---

---

### **IV.1. Introduction**

Dans le présent chapitre, nous permettent d'effectuer une comparaison entre la Commande Vectorielle (C.V) et la Commande par backstepping (C.Bak) d'une machine asynchrone. Nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques par deux types des commandes. L'analyse de cette étude comparative est effectuée sur les différents schémas- bloc de la machine asynchrone présentée précédemment.

L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique de commande. Les structures sont alors simulées en mode de variateur de vitesse pour différentes perturbations sur le couple et les paramètres de la machine tels que la résistance statorique et rotorique.

### **IV.2. Résultats de simulation**

Pour les taches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalisée en utilisant une même consigne de vitesse (157 rad/s), pour une charge nominale de (5 N.m), et pour le flux rotorique de référence de (1.2 Wb).

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la comparaison entre la C.V et C.Bak. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement nominales et variables à savoir la variation de vitesse, de charge et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique et statorique.

IV.2.1. Test de robustesse de la variation de vitesse

Les résultats de simulation d'obtenus pour la variation de la vitesse ( $\omega_{ref} = 157, -157, 30$  rad/s) dans la figure (IV.1).

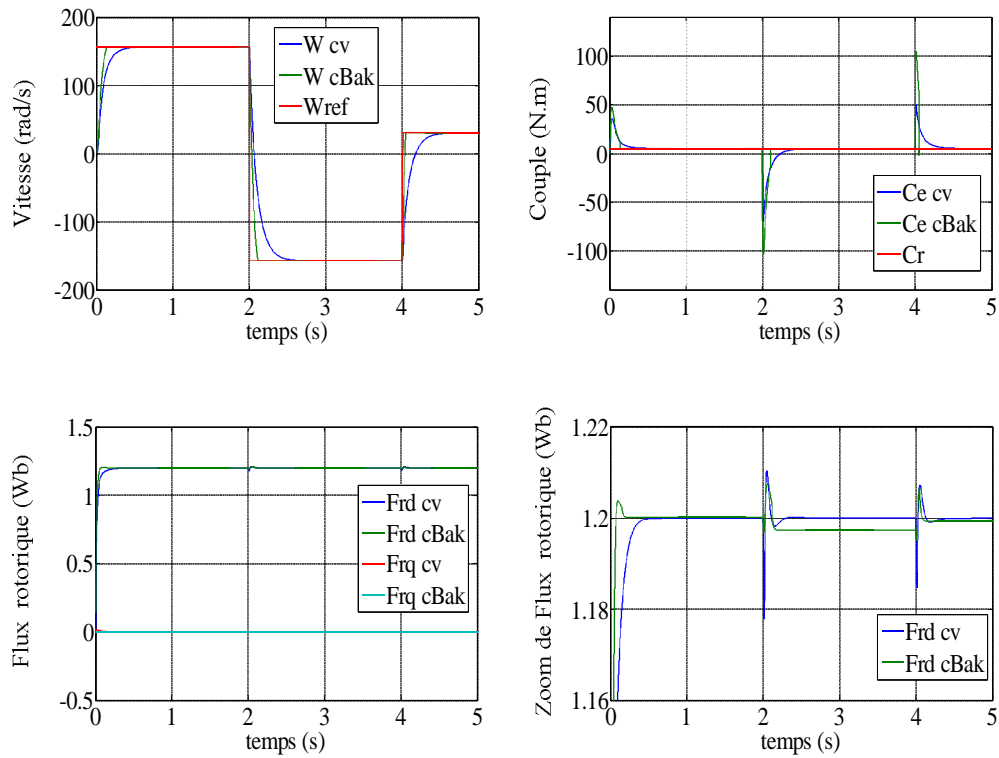


Figure (IV.1) : Comparaison au niveau de la variation de la vitesse.

IV.2.2. Test de robustesse de la variation de la charge

Ce test est représenté par la figure (IV.2) où on applique un couple résistant de (10N.m) entre  $t_1=2s$  et  $t_2= 4s$ .

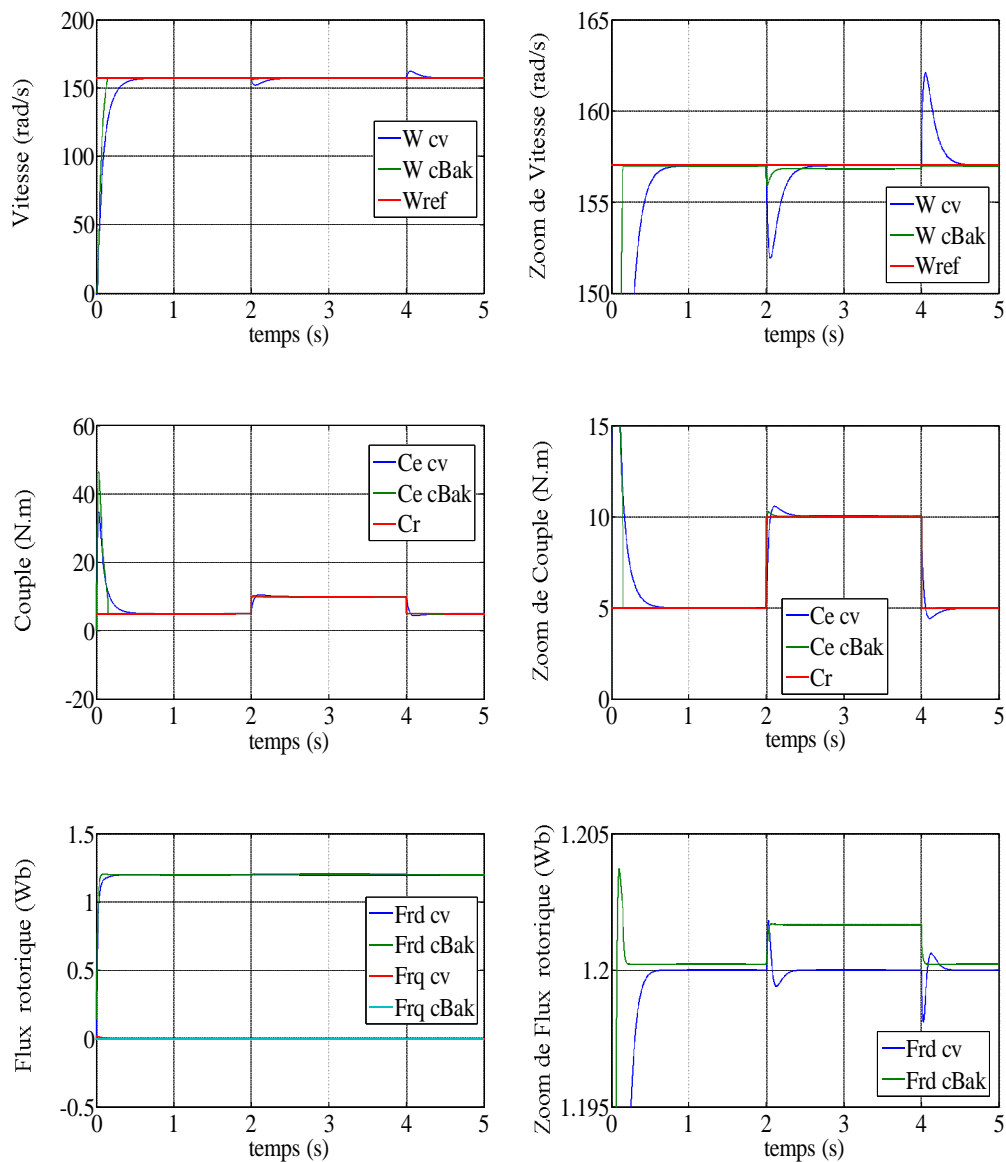


Figure (IV.2) : Comparaison au niveau de la variation de la charge.

IV.2.3. Test de robustesse de la variation de la résistance rotorique

La figure (IV.3) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique de +50% de sa valeur nominale entre  $t_1=1.5s$  et  $t_2= 3.5s$ .

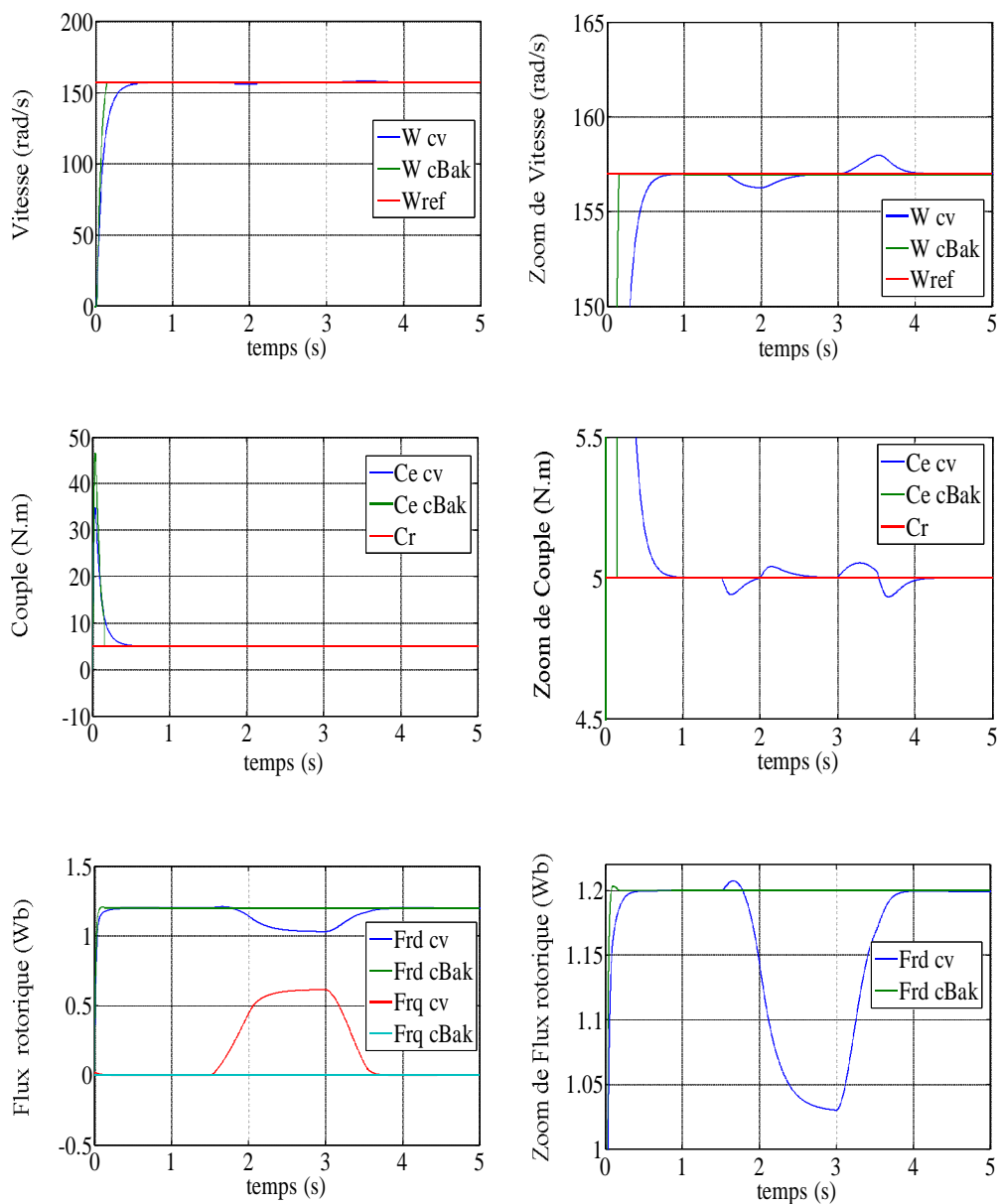


Figure (IV.3) : Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique.

IV.2.4. Test de robustesse de la variation de la résistance statorique

La figure (IV.4) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale entre  $t_1=1.5s$  et  $t_2= 3.5s$ .

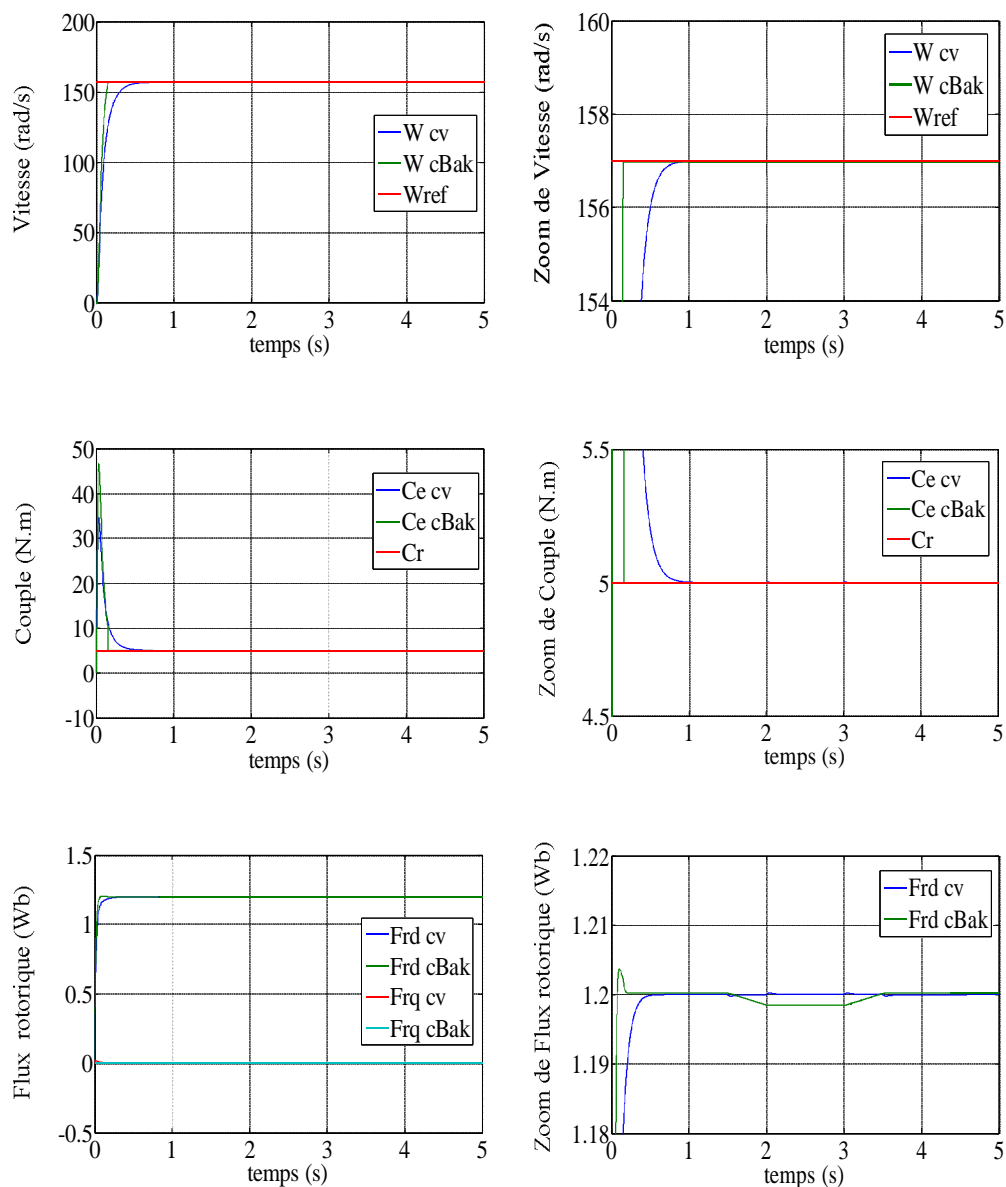


Figure (IV.4) : Comparaison au niveau de la variation de la résistance statorique.

### **IV.3. Interprétation des résultats**

D'après la figure (IV.1), on remarque que le temps de réponse du C.Bak est plus rapide, que pour la C.V.

D'autre part, les résultats de la figure (IV.1) montrent que le couple obtenu par la C.Bak diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par le C.V est retenu à sa valeur maximale plus longtemps. Dans ce fait on peut expliquer la grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec la C.Bak.

Les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec la C.Bak est plus robuste par rapport au C.V.

Dans la figure (IV.2), on constate également que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de commande mais le dans C.Bak inférieur à celui présenté dans la C.V, ce temps de réponse peut être expliqué par la rapidité du C.Bak. Nous constatons également que couple électromagnétique en charge suit parfaitement sa référence dans les deux commandes. Les deux courbes de flux prennent la valeur 1.2Wb et restent toujours constants quel que soit les variations appliquées.

Dans la figure (IV.3), la vitesse et le couple dans les deux courbes suivent parfaitement leurs références par contre la C.Bak présente un temps de réponse plus rapide que la C.V. La courbe de flux diverge totalement de leur valeur désirée dans la C.V par contre la courbe dans la C.Bak le flux reste toujours constant quelle que soit les variations appliquées.

Dans la figure (IV.4), la vitesse et le couple dans les deux courbes suivent parfaitement leurs références par contre la C.Bak présente un temps de réponse plus rapide que la C.V. Les deux courbes de flux prennent la valeur 1.2Wb et restent toujours constants quel que soit les variations appliquées.

#### IV.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, une étude comparative à des résultats obtenus par les deux commandes (commande vectorielle par orientation de flux rotorique et la commande par backstepping). Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité...). Pour un aspect comparatif, les performances de ces différentes commandes sont représentées dans le tableau suivant :

| Teste<br>Type<br>du<br>commande | Précision  | Temps du<br>réponse | Robustesse<br>vis-à-vis des<br>variations de $R_r$ | Robustesse<br>vis-à-vis des<br>variations de $R_s$ |
|---------------------------------|------------|---------------------|--|--|
| C.V                             | Bonne      | Rapide              | Faible   | Bonne  |
| C.Bak                           | Très bonne | Plus rapide         | Très bonne   | Très bonne   |

**Tableau (IV.1) :** Etude comparative entre les deux types des commandes.

Finalement on peut conclure que la commande par backstepping présente une meilleure robustesse que celle de la commande vectorielle, en plus des avantages inhérents à l'utilisateur de la machine asynchrone (robustesse, fiabilité), cette robustesse garante une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques. On ne peut a priori affirmer que telle ou telle méthode est adéquate pour la régulation de la vitesse avec les différents contrôles des grandeurs électriques qui accompagnent cette régulation.

---

---

# **CONCLUSION GENERALE**

---

---

Dans ce mémoire, nous avons synthétisé la commande d'un système d'entraînement électrique (la machine asynchrone) via deux différentes structures de commande: une commande classique (commande vectorielle directe) et une commande non linéaire (commande par Backstepping).

En premier lieu nous avons établi la modélisation de la machine asynchrone qui nous présente une difficulté vue que ses paramètres sont variables dans le temps ce qui nous amené à des équations différentielles difficiles à résoudre par les méthodes classiques, pour cela nous avons utilisé la transformation de PARK.

Ensuite nous avons donner les principes de bases de la C.V directe par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer a la machine asynchrone un comportement semblable a celle de la machine a courant continu a excitation séparée là ou le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique. Pour améliorer les performances de cette commande et parvenir à des meilleurs résultats, l'identification en ligne des paramètres de la machine s'avère indispensable.

D'où la nécessité d'une autre technique basée sur un autre contrôle. Parmi les techniques modernes les plus utilisés actuellement. La commande par Backstepping est par nature une commande non linéaire. L'idée de base est l'application de la théorie de Lyapunov pour la commande de ces systèmes et particulièrement pour la machine asynchrone. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes.

Enfin, de l'étude des deux techniques du contrôle la machine asynchrone triphasé, on peut conclure que la technique de commande par Backstepping a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une meilleure qualité de réglage par rapport à la commande vectorielle, donc la commande par Backstepping offre certains avantages:

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- Un dynamique très performant "temps de réponse acceptable et erreur stationnaire presque nulle".

Finalement, nous avons fait la comparaison des résultats obtenus avec la commande par Backstepping et avec ceux obtenus avec une commande vectorielle. Nous avons vu que cette technique est plus robuste que celle de la commande vectorielle.

Cette technique de commande par Backstepping nous a permis d'obtenir des hautes performances aux différents tests de robustesse par rapport à la commande vectorielle, notamment au test de robustesse à la variation de la résistance rotorique par ce que les paramètres des régulateurs PI utilisée dans la commande vectorielle dépendent à la constante de temps rotorique et pour ça la variation de cette dernière influe directement notamment sur le découplage. Par contre la commande par Backstepping sont dimensionnés à partir de critère de stabilité seulement (LYPONUV). Dans ce cas les variations des paramètres de la machine ne présentant aucune influence sur la commande.

Cependant, la conception de nouvelles méthodes de commandes robustes reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances. Pour la continuité de ce travail, on propose quelques perspectives, qui se traduisent par :

- L'application de cette stratégie de commande sur d'autres systèmes d'entraînements électriques.
- Hybridation de la commande par Backstepping avec d'autres techniques d'intelligence artificielle telle que la logique floue et le réseau de neurone.

---

---

# **ANNEXES**

---

---

---

## ANNEXE A

### PARAMETRES DE LA MACHINE [16]

#### A.1. PARAMETRES ELECTRIQUES

|                          |                      |
|--------------------------|----------------------|
| $R_s = 10 \Omega$        | Résistance du stator |
| $R_r = 6.3 \Omega$       | Résistance du rotor  |
| $L_s = 0.4642 \text{ H}$ | Inductance du stator |
| $L_r = 0.4612 \text{ H}$ | Inductance du rotor  |
| $M = 0.4212 \text{ H}$   | Inductance Mutuelle  |
| $P = 0,7 \text{ KW}$     | puissance électrique |

#### A.2. PARAMETRES MECANIQUES

|                           |                           |
|---------------------------|---------------------------|
| $J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$ | Moment d'inertie          |
| $f = 0 \text{ SI}$        | Coefficient de frottement |

#### A.3. PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

|                       |                          |
|-----------------------|--------------------------|
| $C_e = 5 \text{ N.m}$ | Couple nominal           |
| $p = 2$               | Nombre de paire de pôle. |

## ANNEXE B

### TRANSFORMATION DE PARK

La transformation qui permet le passage de système triphasé équilibré au système biphasé c'est bien la transformation de PARK. Elle consiste à exprimer  $(U, V)$  en fonction de  $(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})$ . D'après la figure (I.2) on obtient :

$$\begin{cases} U = \cos(\theta_a) V_{sa} + \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) V_{sb} + \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) V_{sc} \\ V = -\sin(\theta_a) V_{sa} - \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) V_{sb} - \sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) V_{sc} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Donc :

$$[P(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

La matrice de passage inverse est décrite par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_a & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Pour un repère lié au stator ( $\theta_a = 0$ ) avec la composante homopolaire nulle, on obtient :

$$[P] = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Avec :

$K = \frac{2}{3}$  : Pour conserver les amplitudes.

$K = \sqrt{\frac{2}{3}}$  : Pour conserver la puissance.

Nous avons utilisé  $\frac{2}{3}$  pour conserver la puissance, alors  $[P]$  devient :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

L'application de la transformation de PARK au système triphasé donne :

**a- Les tensions**

$$[V_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{B.6})$$

$$[P(\theta_a)] [V_{suv}] = R_s [P(\theta_a)] [i_{suv}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_a)] [\Phi_{suv}]) \quad (\text{B.7})$$

$$[V_{suv}] = R_s [i_{suv}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{suv}] + \frac{d[P(\theta_a)]}{dt} [P(\theta_a)]^{-1} \cdot [\Phi_{suv}] \quad (\text{B.8})$$

Après le remplacement dans l'équation (B.8) on obtient :

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

**b- Les flux**

Pour le stator:

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{B.11})$$

$$[\Phi_{suv}] = [P(\theta_a)][L_{ss}][i_{sabc}] + [P(\theta_a)][M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{B.12})$$

$$[\Phi_{suv}] = [P(\theta_a)][L_{ss}][P(\theta_a)]^{-1} [i_{suv}] + [P(\theta_a)][M_{sr}][P(\theta_a)]^{-1} [i_{ruv}] \quad (\text{B.13})$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{ruv}] = [P(\theta_a)][M_{rs}][i_{sabc}] + [P(\theta_a)][L_{rr}][i_{rabc}] \quad (\text{B.14})$$

$$[\Phi_{ruv}] = [P(\theta_a)][M_{rs}][P(\theta_a)]^{-1} [i_{suv}] + [P(\theta_a)][L_{rr}][P(\theta_a)]^{-1} [i_{ruv}] \quad (\text{B.15})$$

Après le remplacement dans les deux équations (B.13) et (B.15), on trouve la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \\ \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & \frac{3}{2}M_0 \\ \frac{3}{2}M_0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 & l_r - M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.16})$$

On pose:

$$L_s = l_s - M_s, L_r = l_r - M_r, M = \frac{3}{2} M_0$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \\ \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.17})$$

On peut écrire l'équation (B.17) sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.18})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.19})$$

## ANNEXE C

### EQUATIONS EU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique est donné par la relation suivante :

$$C_e = p \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta} \quad (C.1)$$

On désigne par :

$W_e$  : L'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique

$\theta$  : L'écart angulaire de rotor par rapport au stator

L'expression de la puissance électrique instantanée, absorbée par la machine est donnée par :

$$P(t) = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}] \cdot [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T \quad (C.2)$$

En appliquant la transformation de PARK à l'équation (C.2), lorsque le système est équilibré (composantes homopolaires nulles), l'équation (C.2) devient :

$$P(t) = (V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv}) \quad (C.3)$$

En remplaçant les tensions  $V_{su}$  et  $V_{sv}$  par leurs expressions on obtient :

$$P(t) = R_s (i_{su}^2 + i_{sv}^2) + \left( \frac{d\Phi_{su}}{dt} i_{su} + \frac{d\Phi_{sv}}{dt} i_{sv} \right) + (\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}) \omega_a \quad (C.4)$$

Avec :  $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$

$\omega_a$  : représente la vitesse de déplacement du repère (U, V)

Cette expression est combinée de trois parties qui sont :

- $R_s(i_{su}^2 + i_{sv}^2)$  : la chute ohmique dans les enroulements statoriques.
- $\left( \frac{d\Phi_{su}}{dt} i_{su} + \frac{d\Phi_{sv}}{dt} i_{sv} \right)$  : représente la variation de l'énergie magnétique stockée dans les enroulements du stator.
- $(\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}) \omega_a$  : La puissance électromagnétique.

Telle que la puissance électromagnétique égale :

$$P_e = C_e \frac{\omega_a}{p} \quad (\text{C.5})$$

Où :

$P_e$  : La puissance électromagnétique.

$C_e$  : Le couple électromagnétique.

$p$  : Nombre de paire de pôle.

Par analogie, l'expression du couple sera :

$$C_e = p (\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}) \quad (\text{C.6})$$

Par remplacement des  $\Phi_{su}$  et  $\Phi_{sv}$  dans l'équation (C.6), on trouve :

$$C_e = p M (i_{sv} i_{ru} - i_{su} i_{rv}) \quad (\text{C.7})$$

En remplaçant  $i_{ru}$  et  $i_{rv}$  (des équations (I.21) et (I.22)) dans l'équation (C.7) on trouve :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}) \quad (\text{C.8})$$

En remplaçant  $i_{su}$  et  $i_{sv}$  par leurs expressions dans l'équation (C.8), on obtient :

$$C_e = p (\Phi_{rv} i_{ru} - \Phi_{ru} i_{rv}) \quad (\text{C.9})$$

---

---

# **BIBLIOGRAPHIE**

---

---

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] Bûche. G, « Commande vectorielle de la machine asynchrone environnement Temps réel Matlab/ Simulink ». Mémoire d'ingénieur de CNAM, 2001.
- [2] M. KRSTIE et P. V. KOKOTOVIE, « Nonlinear and adaptive control design ». Proceeding of New York, Wiley, 1995.
- [3] P. V. KOKOTOVIE, « The joy of feedback: Nonlinear and adaptive ». IEEE Control Systems Magazine, vol. 12 pp. 7-17, jun. 1992.
- [4] A. HERIZI et H. SERRAI, « Commande des systèmes non linéaires par backstepping Application à la machine asynchrone ». Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2006.
- [5] K. CHAICHE et M. BENHALIS, « Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ». Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2003.
- [6] J. NIARD, R. MOREAU et J. BATTUT, « Machines électriques ». Edition Nathan, paris, 1985.
- [7] JEAN- PIERRE. CARON et JEAN-PAUL. HAUTIER, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip, Paris, 1995.
- [8] B. KAFIA, « Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue pour la réduction du phénomène chattering ». Thèse de magister, université de Batna, 2003.
- [9] A. ROUABAH et L. SAF, « Commande par retour d'état d'une machine asynchrone alimenté en tension » Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2002.
- [10] LUK-MUTREL, « Le moteur asynchrone, régime statique et dynamique ». Ellipses Edition, Paris, 1999.
- [11] A. MIDOUN-OUSSEDIK, « La commande robuste a structure variable et à logique floue appliquée à un moteur asynchrone ». Mémoire de Magister de l'EMP, 2002.

- [12] A. BENSEGHIR et S. AMIRI, « Commande prédictive d'une machine asynchrone ». Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2004.
- [13] D. SIHAM, « Commande vectorielle de la machine asynchrone et introduction aux convertisseurs matricielles ». Mémoire d'ingénieur, Université de Batna ,2004.
- [14] B. TARK, « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST ». Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2003.
- [15] A. ACHOUR et A. AICHOUCHE, « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone ». Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2005.
- [16] H. MEKKI et S. ZEGHLACHE, « Commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse ». Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2006.
- [17] M. NAIT-SAID, « Commande par mode glissant d'un moteur asynchrone ». Cours de Magister, Université de Batna, 2003.
- [18] C. HALIME, « Performance de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant ». Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2001.
- [19] R. ABDELHAMIDE et MOUSTAPHA, « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone ». Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2004.
- [20] GAO. Z et ANTSAKLIS. P, « Stability of the pseudo-inverse method for reconfigurable control ». International Journal of Control 53(3), 717–729, 1991.
- [21] H. MEKKI, « Commande tolérante aux défauts applications à la MAS ». Mémoire de magister, Spécialité Automatique, ENP, Alger, Février 2009.
- [22] BENASKEUR, A. R, « Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires ». Thèse de Doctorat, Université Laval, 1999.
- [23] J. OUFFROY, « Stabilité et systèmes non linéaires Réflexions sur l'analyse de contraction ».Thèse de Doctorat, Spécialité Électronique, Électrotechnique, Automatique, l'université de Savoie, Octobre 2002.

- [24] PAQUIN, L. N, « Application du backstepping à une colonne de flottation ». Mémoire M. Sc., Faculté des études supérieures de l'université Laval, Canada, juillet 2000.
- [25] H. TAN et J. CHANG, « Adaptative backstepping control of induction motor with uncertainty ». Proceedings of the American control conference, San diego, California, June 1999.
- [26] M. GHANES, A. GLUMINEAU et J. DELEON, « Backstepping Observer validation for sensorless induction motor on low frequencies Benchmark ». IEEE International conference on industrial Technology (ICIT), 2004.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

**SPECIALITE : AUTOMATIQUE**

**Proposé et dirigé par :** - Mr. BENDJAIMA Bachir

- Mr. MEKKI Hemza

**Présentés par :** - SALMI Abdelkadir

**Thème :**

**SYNTHESE DE COMMANDE NON LINEAIRE POUR LES SYSTEMES  
D'ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES**

**Résumé :**

L'étude présentée dans ce mémoire concerne la synthèse et l'application des commandes non linéaire à un système d'entraînement électrique. Parmi ces systèmes les machines asynchrones (MAS) restent les plus grands partis constituent jusqu'à nos jours. Après l'élaboration des modèles mathématiques de ce dernier. Ces modèles nous ont permis d'étudier le comportement dynamique de la MAS dans les différents régimes de fonctionnement. A la base de ces modèles, une commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été synthétisée et appliquée à la machine asynchrone. Puis, nous avons appliqué une autre technique de commande non linéaire dite commande par Backstepping à cette machine. L'étude comparative entre ces deux stratégies de commande se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque commande lors des différents régimes de fonctionnements.

**Mots clés :**

Système d'entraînement électrique, Machine asynchrone, Commande non linéaire, Commande par Backstepping, Robustesse.

**N° d'ordre : 22**