

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Electrotechnique

**Spécialité** : Commandes Electriques

BENHAMOU Habiba

RIDAL LINA

### Sujet

Commande Robuste d'une machine asynchrone

Soutenu publiquement, le 27/06/2022, devant le jury composé de :

Mr TIOURSI Mustapha	Professeur	Université de Tlemcen	Président
Mr BENYAHIA Boumediene	Professeur	Université de Tlemcen	Examineur
Mme BENMANSOUR Souhila	MCB	Université de Tlemcen	Encadreur

Année universitaire : 2021 /2022

# *Remerciements*

*En premier lieu, nous remercions notre Dieu « ALLAH » le tout puissant de nous avoir donné le courage, la puissance et la volonté pour réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et nos remerciements les plus sincères à Madame BENMANSOUR Souhila, notre encadreur, pour la confiance qu'elle nous a toujours témoignée. Nous avons, tout particulièrement, apprécié ses encouragements et ses conseils. Notre collaboration nous a permis de progresser et de nous constituer de solide base pour le futur. Nous tenons à le remercier aussi pour nous avoir bénéficié de son savoir et son expérience.*

*Nous remercions aussi d'une manière profonde Monsieur TIOURSI Mustapha et Monsieur BENYAHIA Boumediene d'avoir accepté de juger ce mémoire.*

*Nous remercions tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail.*

*Pour finir, nous tenons à remercier du fond du cœur nos parents et nos frères et sœurs qui n'ont cessé de nous encourager tout au long de ces années d'études.*

## *Table des figures*

<b>Figure I.1:</b>	Représentation de la machine asynchrone dans le repère triphasé-diphasé	6
<b>Figure I.2:</b>	Transformation triphasée-biphasée (transformation de Concordia)	12
<b>Figure I.3:</b>	Transformation de Parck	13
<b>Figure I.4:</b>	Schéma bloc de la MAS sous Simulink	20
<b>Figure I.5:</b>	Evolution des variables électromagnétiques et des grandeurs mécaniques à vide.	21
<b>Figure I.6:</b>	Evolution des variables électromagnétiques et des grandeurs mécaniques en charge.	22
<b>Figure II.1:</b>	Schéma bloc de la boucle de régulation de flux	32
<b>Figure II.2:</b>	Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse.	34
<b>Figure II.3:</b>	Boucle de régulation de courant	36
<b>Figure II.4:</b>	Commande vectorielle de la MAS à vide	38
<b>Figure II.5:</b>	Commande vectorielle de la MAS en charge.	39
<b>Figure II.6:</b>	Commande vectorielle de la MAS en charge avec variation de sens de vitesse de rotation.	42
<b>Figure III.1:</b>	Commande Backstepping de la MAS en charge.	56
<b>Figure III.2:</b>	Commande Backstepping de la MAS en charge avec variation de sens de vitesse de rotation	57

## *Nomenclature*

$l_s$	: Inductance cyclique du stator
$l_r$	: Inductance cyclique du rotor
$M$	: Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor
$R_s$	: Résistance d'une phase du stator
$R_r$	: Résistance d'une phase du rotor
$\tau_r$	: Constante de temps réelle du rotor
$\tau_{rc}$	: Constante de temps du rotor introduite dans la commande
$J$	: Moment d'inertie des parties tournantes ramenées au rotor
$\sigma$	: Coefficient de dispersion de Blondel
$f$	: Coefficient du frottement visqueux
$n_p$	: Nombre de paires de pôles
$\theta$	: Position du rotor par rapport au stator
$\theta_r$	: Position du rotor par rapport au repère $(d, q)$
$\theta_s$	: Position du stator par rapport au repère $(d, q)$
$\omega_s$	: Pulsation des courants statoriques
$\omega_g$	: Pulsation des courants rotoriques
$\omega$	: Vitesse électrique du rotor
$\Omega$	: Vitesse mécanique du rotor
$(d, q)$	: Repère de Park tournant
$(\alpha, \beta)$	: Repère de Concordia lié au stator
$(V_{Sa}, V_{Sb}, V_{Sc})$	: Tensions statoriques triphasées
$(V_{ra}, V_{rb}, V_{rc})$	: Tensions rotoriques triphasées
$(i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc})$	: Courants statoriques
$(i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})$	: Courants rotoriques
$(V_{sd}, V_{sq})$	: Composantes directe et quadrature de la tension statorique dans le repère $(d, q)$
$(i_{sd}, i_{sq})$	: Composantes directe et quadrature du courant statorique dans le repère $(d, q)$
$(i_{rd}, i_{rq})$	: Composantes directe et quadrature du courant rotorique dans le repère $(d, q)$
$(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$	: Composantes directe et quadrature de la tension statorique dans le repère $(\alpha, \beta)$
$(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$	: Composantes directe et quadrature du courant statorique dans le repère $(\alpha, \beta)$
$(i_{r\alpha}, i_{r\beta})$	: Composantes directe et quadrature du courant rotorique dans le repère $(\alpha, \beta)$
$i_s$	: Vecteur espace des courants statoriques
$i_r$	: Vecteur espace des courants rotoriques

$i_{rm}$	: Courant de magnétisation du rotor
$\varphi_r$	: Flux au rotor
$\varphi_s$	: Flux au stator
$\bar{\varphi}_r$	: Vecteur espace du flux au rotor
$(\varphi_{rd}, \varphi_{rq})$	: Composantes directe et quadrature du flux rotorique dans le repère (d q, )
$(\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta})$	: Composantes directe et quadrature du flux rotorique dans le repère ( $\alpha \beta$ , )
$\phi_r$	: Module du flux rotorique
$C_{em}$	: Couple électromagnétique
$\bar{\phi}_s$	: Vecteur espace du flux au stator
$C_r$	: Couple de charge
$k_t$	: Coefficient de proportionnalité caractérisant la charge
$P_e$	: Puissance électrique instantanée
$P_{em}$	: Puissance emmagasinée dans la machine
$P_m$	: Puissance mécanique,
$P_j$	: Pertes joules
$W$	: Énergie magnétique emmagasiné dans la machine
$[\cdot]^T$	: Désigne la transposée d'une matrice ou d'un vecteur
$p$	: Opérateur de Laplace.

# *Table des matières*

<b>Introduction générale</b>	2
<b>Chapitre I</b>	4
Modélisation de la machine asynchrone	
<b>I.1</b> Introduction	5
<b>I.2</b> Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande	5
<b>I.2.1</b> Description de la machine	5
<b>I.2.2</b> Hypothèses simplificatrices	7
<b>I.2.3</b> Conventions de signes	7
<b>I.2.4</b> Mise en équation de la machine asynchrone	7
<b>I.2.4.1</b> Equations électriques	7
<b>I.2.4.2</b> Equations magnétiques	8
<b>I.2.4.3</b> Equation mécanique	10
<b>I.2.4.4</b> Couple électromagnétique	10
<b>I.2.5</b> Modèle de PARK de la machine asynchrone	11
<b>I.2.5.1</b> Transformation de PARK-CONCORDIA	11
<b>I.2.5.2</b> Equations généralisées de la machine asynchrone dans le repère de Park	14
<b>I.2.6</b> Modèle d'état de la machine asynchrone	17
<b>I.3</b> Simulation de la Machine asynchrone	20
<b>I.3.1</b> Résultat de Simulation de la MAS à vide	21
<b>I.3.2</b> Résultat de simulation de la MAS en charge	22
<b>I.3.3</b> Interprétation des résultats de simulation	23
<b>I.4</b> Conclusion	24
<b>Chapitre II</b>	25
Commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone	
<b>II.1</b> Introduction	26
<b>II.2</b> Considérations générales de la commande	26
<b>II.3</b> Commande vectorielle d'un moteur asynchrone	27
<b>II.3.1</b> Principe de contrôle par la méthode de flux orienté	27
<b>II.3.2</b> Choix des référentiels utilisés par la méthode du flux orienté	28
<b>II.3.3</b> Principe de la commande par orientation du flux rotorique	29
<b>II.3.4</b> Structure de commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique	30
<b>II.4</b> Simulation de la commande vectorielle de la MAS	37
<b>II.4.1</b> Résultat de Simulation de la MAS à vide	37
<b>II.4.2</b> Résultat de Simulation de la MAS en charge	39
<b>II.4.3</b> Résultat de Simulation de la MAS en charge avec variation de sens de rotation	40
<b>II.4.4</b> Interprétation des résultats de la commande vectorielle	40
<b>II.5</b> Conclusion	43

<b>Chapitre III</b>	44
Commande Backstepping de la machine asynchrone	
<b>III.1</b> Introduction	45
<b>III.2</b> Un peu d'histoire	46
<b>III.3</b> Application du backstepping sur des systèmes	47
<b>III.3.1</b> Application sur un système de ordre 3	47
<b>III.3.2</b> Application sur un système de ordre n	50
<b>III.4</b> Application du backstepping sur la MAS	51
<b>III.5</b> Simulation de la commande Backstepping de la MAS	55
<b>III.5.1</b> Résultats de simulation de la MAS en charge	55
<b>III.5.2</b> Résultats de simulation de la MAS en charge avec variation de sens de rotation de la vitesse de la MAS	56
<b>III.5.3</b> Interprétation des résultats de la commande Backstepping	57
<b>III.6</b> Conclusion	58
<b>Conclusion générale et Perspectives</b>	59
<b>Annexe</b>	62
<b>Bibliographie</b>	64

# **Introduction générale**

# *Introduction générale*

Les premières applications à vitesse variable sont marquées par l'usage du moteur à courant continu qui offre un découplage naturel entre le flux et le couple. Ce type de moteur nécessite des structures de commande simple. Cependant, ces machines souffrent d'une faible durée de vie due au système balais-collecteur qui exige un entretien régulier.

C'est avec le développement scientifique et technologique, tels que l'avancement de l'électronique de puissance et l'amélioration des performances de composants à commutation forcée, les champs d'utilisation des machines électriques ont augmenté. Dans ce contexte, la machine asynchrone assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché vu sa robustesse et sa fiabilité, son poids léger, son faible coût de fabrication et sa simplicité.

De nos jours, de nombreuses applications visent à utiliser la machine asynchrone telles que les locomotives comme les motos et les voitures électriques, les robots et systèmes de conquête spatiale ainsi que les parcs éoliens pour la production d'énergie propre. Aussi ils sont à l'étude pour remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans différentes applications telles l'aérospatial, les ports de métro, etc....Généralement, ces machines sont les plus utilisées dans les entraînements électriques à vitesse variable. Lorsqu'elles sont munies d'une commande adéquate, elles remplacent valablement les machines à courant continu.

La machine asynchrone est caractérisée par un fort couplage entre ses différentes variables d'entrée et de sortie ce qui rend le modèle de ce moteur non linéaire, fortement couplé au contraire à sa simplicité structurelle. Cela conduit à une très grande difficulté de sa commande.

Le problème de complexité de la commande de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande dont la plus populaire c'est la commande vectorielle. Le principe de cette dernière consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone. Cependant, les expériences ont montré que cette commande n'est pas robuste face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations, en plus qu'elle utilise un régulateur de flux qui nécessite un capteur de flux, souvent très onéreux. Pour soulever ce problème, aujourd'hui, le domaine de la commande des machines électriques est devenu une discipline à part entière, d'où la naissance des contrôleurs robustes tel que le Backstepping.

L'objectif principal de ce travail est de synthétiser deux lois de commande et de les appliquer à une machine asynchrone dont la première, dite la commande vectorielle, est basée sur des régulateurs simples et la deuxième, appelée le Backstepping, est basée sur la théorie de Lyapunov.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante:

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande. Nous présentons en premier lieu les équations mathématiques, électromagnétiques et mécaniques de la machine ainsi que son modèle selon la transformée de Park. Nous présentons ensuite le modèle d'état correspondant afin de simuler numériquement son comportement transitoire et permanent en boucle ouverte.

Le deuxième chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone. Cette commande est basée sur la synthèse des régulateurs Proportionnels Intégrales (PI) classiques par la méthode de compensation de pôle. Nous clôturons ce chapitre par la présentation de résultats de simulation relatifs à l'influence des perturbations diverses sur le bon fonctionnement de la machine.

Dans le troisième chapitre, une étude théorique sera consacrée aux concepts de base du Backstepping et son application dans la commande de la machine asynchrone. Après on procédera à la simulation et à l'analyse des résultats afin de conclure sur la robustesse de cette technique.

Enfin, les principales contributions et les perspectives dans ce domaine de recherche ont été exposées en conclusion de ce mémoire.

# **Chapitre I**

## **Modélisation de la machine asynchrone**

## I.1 Introduction

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur de vitesse dont l'utilisation industrielle est de plus en plus importante. Un tel intérêt a été suscité d'une part à cause des caractéristiques de la machine à induction: faible coût d'achat, maintenance simplifiée et robustesse mécanique, et d'autre part grâce à l'essor de l'électronique de puissance [1][2].

Le moteur asynchrone est utilisé dans plusieurs applications comme étant la meilleure solution. Á ce jour, en Europe et en Amérique les trains à grande vitesse (TGV) de nouvelle génération utilisent ce type d'actionneur (Eurostar, l'American Fly,...etc.). Le moteur asynchrone peut s'intéresser également tout type d'applications utilisant des moteurs électriques (téléphériques, ascenseurs, élévateurs, ...etc).

Le développement des systèmes utilisant les moteurs asynchrones fonctionnant à vitesse variable a été possible grâce d'une part, à la facilité d'implantation de techniques évoluées en temps réel dans des cartes de commande, et d'autre part à la performance des convertisseurs statiques de puissance associés aux systèmes de contrôle. Le degré de perfectionnement atteint par ces dispositifs permet d'augmenter leur part d'applications en remplaçant au fur et à mesure les entraînements à courant continu.

La machine ou le moteur asynchrone (MAS) est largement répandue actuellement pour ses qualités bien connues, toute fois, sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques à cause de l'absence de découplage naturel entre le flux et le couple [3].

La modélisation de la machine asynchrone est une étape cruciale pour l'élaboration de sa commande, pour cela ce chapitre est consacré à déterminer les différentes étapes à suivre pour obtenir un modèle d'état adéquat à la MAS.

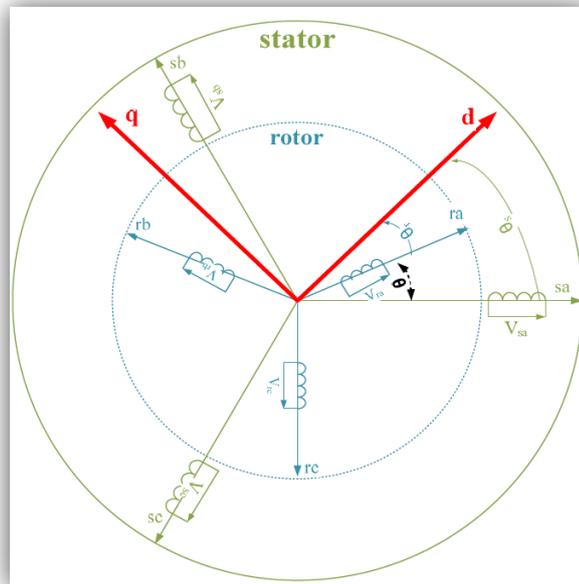
## I.2 Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

### I.2.1 Description de la machine

La machine asynchrone est constituée à partir d'un stator appelé « inducteur », d'un rotor appelé « induit » et des organes mécaniques qui assurent la rotation et le maintien des différents sous ensembles.

- Le stator, étant la partie statique de la machine, est constitué de trois enroulements triphasés distants entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$ .
- Le rotor, étant la partie tournante, peut exister sous plusieurs aspects qui fait la distinction entre les différents types de la machine asynchrone, soit à rotor bobiné soit à rotor à cage d'écureuil. Ce rotor est aussi formé de trois enroulements identiques court-circuités où la tension aux bornes de chacun de ces phases est nulle [4].

Une machine asynchrone peut être schématisée par six axes comme l'indique Figure (I.1): trois axes portent ses enroulements statoriques « $s_a, s_b, s_c$ » et trois autres axes portent ses enroulements rotoriques « $r_a, r_b, r_c$ » où le repère (d,q) de chaque enroulement statorique et rotorique est commun afin de faciliter la mise en équation [5][6].



**Figure I. 1: Représentation de la machine asynchrone dans le repère triphasé-biphasé**

Sur cette figure l'indice « $s$ » désigne les grandeurs statoriques et l'indice « $r$ » désigne les grandeurs du rotor.

L'angle électrique  $\theta$  repère l'axe de la phase rotorique  $r_a$  par rapport à l'axe de la phase statorique  $s_a$  et les angles électriques  $\theta_s$  et  $\theta_r$  repèrent respectivement la position du stator et du rotor par rapport au repère (d, q). A partir de Figure (I.1) nous pouvons tirer la relation suivante:

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (\text{I.1})$$

## I.2.2 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine asynchrone et faciliter la mise en équation, nous s'appuyons sur certain nombre d'hypothèses simplificatrices [1][2][6][7][8]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche étant négligeable;
- Le circuit magnétique est non saturé, les pertes par hystérésis et par les courants de Foucault en plus l'effet de peau sont négligeables;
- La machine est supposée symétrique et linéaire, le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice sinusoïdale;
- Le régime homopolaire est nul et l'enroulement statorique est couplé en étoile et alimenté par un système de tensions triphasées sans neutre (la somme des trois courants est forcément nulle).

## I.2.3 Conventions de signes

- Un courant positif crée à travers son enroulement un flux positif;
- Une tension positive est parcourue par un courant positif;
- Le sens positif des angles et des vitesses de rotation est celle qui suit le sens-trigonométrique.

## I.2.4 Mise en équation de la machine asynchrone

### I.2.4.1 Equations électriques

L'application de la loi de Faraday à chaque enroulement permet d'écrire la relation suivante :

$$[V] = R[i] + \frac{d[\varphi]}{dt} \quad (I.2)$$

- Pour le stator :

$$[V_s] = R_{ss} \cdot [i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (I.3)$$

Avec:

$$\begin{cases} V_s = [V_{sa} & V_{sb} & V_{sc}]^T \\ i_s = [i_{sa} & i_{sb} & i_{sc}]^T \\ \varphi_s = [\varphi_{sa} & \varphi_{sb} & \varphi_{sc}]^T \end{cases} \quad (I.4)$$

- Pour le rotor :

$$[V_r] = R_{rr} \cdot [i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (I.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_r = [V_{ra} & V_{rb} & V_{rc}]^T \\ i_r = [i_{ra} & i_{rb} & i_{rc}]^T \\ \varphi_r = [\varphi_{ra} & \varphi_{rb} & \varphi_{rc}]^T \end{cases} \quad (I.6)$$

Le rotor est en court-circuit, nous pouvons écrire donc  $V_r = [0 \ 0 \ 0]^T$ .

Il est à noter aussi que la résistance  $R$  est une matrice diagonale dont les éléments sont les résistances de six phases et elle se décompose comme suit :

$$\begin{cases} R_{ss} = R_s I_3 \\ R_{rr} = R_r I_3 \end{cases} \quad (I.7)$$

Où:

$R_{ss}$  : est la résistance d'une phase du stator;

$R_{rr}$  : est la résistance d'une phase du rotor;

$I_3$  : est la matrice unité d'ordre 3.

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques de la machine asynchrone sont données par :

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

### I.2.4.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons citées précédemment conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées comme suit:

- Au stator :

$$\varphi_s = [L_{ss}] i_s + [M_{sr}(\theta)] i_r \quad (I.10)$$

- Au rotor :

$$\varphi_r = [M_{sr}(\theta)]^T i_s + [L_{rr}] i_r \quad (\text{I.11})$$

Où  $[L_{ss}]$  et  $[L_{rr}]$  sont des matrices contenant les inductances propres et mutuelles d'un même enroulement. Soit :

- Matrice inductance pour le stator :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

- Matrice inductance pour le rotor :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Et  $[M_{sr}(\theta)]$  est une matrice contenant les inductances mutuelles entre le stator et le rotor qui varient en fonction de la position ( $\theta$ ) et de valeur maximale  $M_{sr}$ . Soit :

$$[M_{sr}(\theta)] = [M_{sr}(\theta)]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Comme l'alimentation de la machine est triphasée (montage étoile) ce qui se traduit par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \\ i_{ar} + i_{br} + i_{cr} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Et par conséquent, nous pouvons écrire :

$$\varphi_s = l_s i_s + [M_{sr}(\theta)] i_r \quad (\text{I.16})$$

$$\varphi_r = [M_{sr}(\theta)]^T i_s + l_r i_r \quad (\text{I.17})$$

Avec  $l_s$  et  $l_r$  désignent respectivement les inductances cycliques du stator et du rotor :

$$\begin{cases} l_s = L_s - M_s \\ l_r = L_r - M_r \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Nous obtenons finalement, en combinant la loi d'Ohm à la loi de Lenz, le modèle de la machine asynchrone triphasé suivant :

$$\begin{bmatrix} v_s \\ v_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ss} & O_3 \\ O_3 & R_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{sr} \\ M_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{I.19})$$

### I.2.4.3 Equation mécanique

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (vitesse de rotation). En appliquant la relation fondamentale de la dynamique qui relie le couple d'accélération à la somme algébrique des couples, nous obtenons l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{I.20})$$

### I.2.4.4 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique  $C_{eme}(t)$  est la dérivée de l'énergie magnétique  $W(t)$  emmagasinée dans la machine par rapport à l'angle  $\theta(t)$ . Soit:

$$C_{eme} = \frac{dW}{d\theta} = \frac{1}{2} [I]^T \left[ \frac{d}{d\theta} [L] \right] [I] \quad (\text{I.21})$$

Dans le cas d'une machine multipolaire, la position mécanique  $\theta_m(t)$  et la vitesse mécanique  $\Omega(t)$  du rotor s'expriment en fonction de la position  $\theta(t)$  et la vitesse électrique  $\omega(t)$  du rotor comme suit :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d(n_p \theta_m)}{dt} = n_p \Omega \quad (\text{I.22})$$

Et par la suite le couple électromagnétique est donc multiplié par le nombre de paires de pôles  $n_p$ . L'équation (I.21) devient donc:

$$C_{eme} = \frac{1}{2} n_p [I]^T \left[ \frac{d}{d\theta} [L] \right] [I] \quad (\text{I.23})$$

En faisant apparaître les grandeurs statoriques et rotoriques, le couple réécrit sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} n_p \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & \frac{d}{d\theta} [M_{sr}(\theta)] \\ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}(\theta)] & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Sachant que :

$$[I_s]^T \left[ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}(\theta)] \right] [I_r] = [I_r]^T \left[ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}(\theta)] \right] [I_s] \quad (I.25)$$

Nous aboutissons à l'expression du couple électromagnétique suivant:

$$C_{em} = n_p [I_r]^T \left[ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}(\theta)] \right] [I_s] \quad (I.26)$$

### I.2.5 Modèle de PARK de la machine asynchrone

Afin de simplifier la modélisation de la machine (MAS), nous nous utilisons une transformation mathématique permettant de remplacer trois enroulements (a,b,c) décalés entre eux d'un angle  $2\pi/3$  par deux enroulements (d,q) en quadrature.

En se basant sur les hypothèses citées précédemment, nous pouvons introduire des transformations applicables à l'étude des machines électriques pour faciliter leurs commandes et avoir une similitude avec celui de la machine à courant continu.

Parmi ces transformations nous citons la transformée de PARK-CONCORDIA qui représente un outil mathématique et introduit de nouvelles variables fictives [8][9].

#### I.2.5.1 Transformation de PARK-CONCORDIA

Les transformations de PARK-CONCORDIA permettent de remplacer les équations électriques d'un moteur triphasé par ceux d'un moteur biphasé équivalent afin de simplifier la représentation électrique de la machine.

- **La transformation de CONCORDIA**

La figure (I.2) présente le passage d'un système triphasé fixe de coordonnées  $abc$  à un système de coordonnées  $\alpha\beta$ .

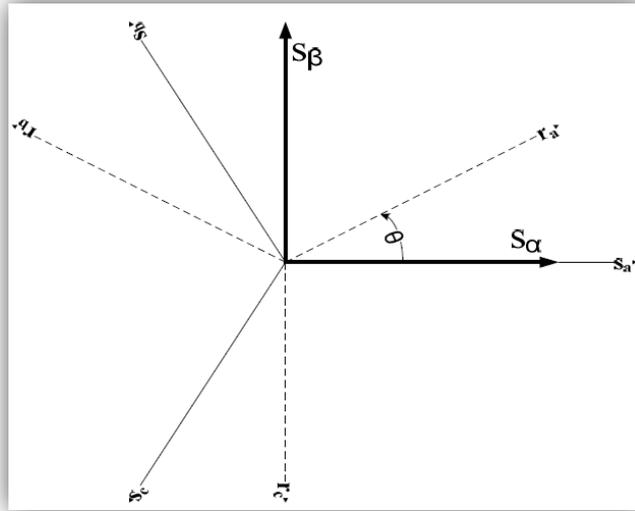


Figure I.2: Transformation triphasée-biphasée (transformation de Concordia)

Cette transformation est basée sur la mise sous forme normale des équations électriques par la diagonalisation des matrices d'inductances. Elle est réalisée à l'aide de la matrice de transformation directe de Concordia appliquée aux vecteurs originaux  $[V], [i]$  et  $[\varphi]$ .

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Avec :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Et puisque l'alimentation est triphasée équilibrée alors  $\sum i = 0$  et par la suite nous pouvons vérifier que  $i_o = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_o + i_b + i_c) = 0$ . Le courant et le flux s'annulent sur l'axe homopolaire (0).

La transformation triphasée en biphasée devient donc :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Où:

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Pour la transformation inverse de Concordia nous écrivons directement  $x_{abc} = C_{32}^T x_{\alpha\beta}$

- **La transformation de PARK**

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-biphasé (Concordia) suivie d'une rotation afin d'exprimer toutes les grandeurs statoriques et rotoriques dans un seul repère commun (car il existe un décalage entre l'axe statorique et rotorique par l'angle mécanique  $\theta$ ). Elle permet de passer d'un repère fixe  $\alpha\beta$  vers le repère tournant par rapport au stator  $dq$ . Ainsi, les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées dans un repère tournant généralisé  $dq$  qui est décalé d'un angle  $\theta_s$  par rapport au repère fixe  $\alpha\beta$  comme le montre Figure (I.3).

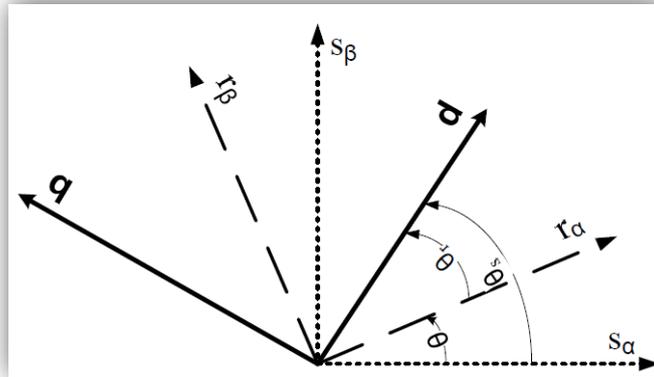


Figure I. 3: Transformation de Park

Cette transformation se fait à l'aide de la matrice de rotation R selon la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta_s) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

Où:

$$R(\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

Pour la transformation inverse, elle s'écrit comme suit :

$$x_{\alpha\beta} = R^T(\theta_s)x_{dq} \quad (\text{I.33})$$

$$\text{Car : } R(-\theta_s) = R^T(\theta_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

### Remarque I.1

Dans le cas où nous voulons exprimer les grandeurs  $x_{dq0}$  en fonction des grandeurs  $x_{abc}$  sans passer par la transformation de Concordia, nous utilisons cette relation en introduisant la matrice de Park:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Où  $x$  peut être des tensions, courants ou flux.

Avec:

$$P(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Et puisque la matrice de Park est inversible,  $P^{-1}(\theta_s)$  s'écrit donc sous la forme suivante:

$$P^{-1}(\theta_s) = P^T(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

### I.2.5.2. Equations généralisées de la machine asynchrone dans le repère de Park

- **Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q**

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques dans le repère  $abc$ , les équations dans le système biphasé sont données comme suit :

Pour le stator :

$$[P(\theta_s)]^{-1} [V_{sdq}] = [R_{ss}] ([P(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}]) + \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{sdq}]) \quad (\text{I.37})$$

En multipliant cette équation par  $P(\theta_s)$ , nous obtenons :

$$[V_{sdq}] = [R_{ss}] [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{sdq}]) \quad (\text{I.38})$$

Or :

$$\frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{sdq}]) = \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1}) [\varphi_{sdq}] + [P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] \quad (\text{I.39})$$

Ainsi :

$$[V_{sdq}] = [R_{ss}] [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1}) [\varphi_{sdq}] + \frac{d}{dt} ([\varphi_{sdq}]) \quad (\text{I.40})$$

En outre :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_s}{dt} \quad (\text{I.41})$$

Nous obtenons finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d}{dt} (\theta_s) \quad (\text{I.43})$$

Et:

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (\text{I.44})$$

Ainsi le modèle complet de la machine asynchrone est régi par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rd} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.45})$$

### Remarque I.2

Afin d'obtenir les mêmes équations de la machine asynchrone dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , il suffit d'imposer la pulsation statorique  $\omega_s = 0$  et remplacer évidemment les indices d, q par  $\alpha, \beta$ .

#### • Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

En procédant de la même façon, l'application de la transformation de Park permet d'aboutir à la relation matricielle entre les vecteurs flux et les courants dans le repère  $(d, q)$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sdq} = [L_{ssn}] i_{sdq} + [M_{srn}] i_{rdq} \\ \phi_{rdq} = [L_{rrn}] i_{rdq} + [M_{srn}]^T i_{sdq} \end{array} \right. \quad (\text{I.46})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} [L_{ssn}] = [P(\theta_s)] [L_{ss}] [P(\theta_s)]^{-1} \\ [M_{srn}] = [P(\theta_s)] [M_{sr}(\theta)] [P(\theta_s)]^{-1} \\ [M_{srn}] = [M_{srn}]^T \end{array} \right. \quad (\text{I.47})$$

Le calcul des différentes matrices introduites ci-dessus conduit à :

$$[L_{ssn}] = l_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; [L_{rrn}] = l_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; [M_{srn}] = M \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Avec  $M$  est la valeur maximale de l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

Ainsi les équations magnétiques sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd} = l_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = l_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = M i_{sd} + l_r i_{rd} \\ \varphi_{rq} = M i_{sq} + l_r i_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{I.48})$$

### • L'expression du couple électromagnétique

Après avoir exprimé les équations de la machine, nous allons présenter celle du couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques peut être écrite après une transformation de Park sous la forme suivante :

$$P_e = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} + V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \quad (\text{I.49})$$

L'expression de la puissance peut aussi se décomposer en trois termes selon l'équation (I.50); où: la 1<sup>ère</sup> puissance  $P_{em}$  représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée, la 2<sup>ème</sup> puissance  $P_m$  représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à l'intérieur de la machine et la 3<sup>ème</sup> puissance représente les pertes joules :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{eme} = i_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\kappa_{rq}}{dt} \\ P_m = (\varphi_{sd} i_{sd} - \varphi_{sq} i_{sq}) \omega_s + (\varphi_{rd} i_{rd} - \varphi_{rq} i_{rq}) \omega_{sl} \\ P_j = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \end{array} \right. \quad (\text{I.50})$$

Et d'autre part, l'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} = n_p \left( \frac{P_m}{\omega} \right) \quad (\text{I.51})$$

En utilisant les relations entre flux et courants, nous pouvons en déduire plusieurs formes du couple, toutes égales, dont le choix dépendra du vecteur d'état utilisé. Il en résulte les formes suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = \frac{3}{2} n_p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \\ C_{em} = -\frac{3}{2} n_p (\varphi_{rd} i_{rq} - \varphi_{rq} i_{rd}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} n_p \frac{M}{l_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \\ C_{em} = -\frac{3}{2} n_p \frac{M}{l_r} (\varphi_{sd} i_{rq} - \varphi_{sq} i_{rd}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} n_p M (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \end{array} \right. \quad (\text{I.52})$$

### I.2.6 Modèle d'état de la machine asynchrone

La représentation d'état de la machine asynchrone, dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$ , consiste à définir le vecteur d'état  $X$  et le vecteur d'entrée  $U$ . En général, le flux de la machine asynchrone est difficilement accessible, pour ce fait nous choisissons comme vecteur de sortie mesuré les courants statoriques. Cette représentation peut être modélisée sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][U] \quad (I.53)$$

$[X]$  : Vecteur d'état,

$[U]$  : Vecteur d'entrée ou de commande,

$[A]$  : Matrice d'état qui caractérise le système,

$[B]$  : Matrice de commande.

Dans ce repère, le vecteur d'entrée  $[U]$  est composé des tensions statoriques, le vecteur d'état  $[X]$  est constitué des grandeurs électriques (courants statoriques) et des grandeurs magnétiques (flux). Nous avons choisis les flux rotoriques afin d'assurer l'orientation du repère selon le champ rotorique. C'est l'objet de la commande.

Ces vecteurs sont respectivement:  $[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$  et  $[X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \varphi_{r\alpha} \ \varphi_{r\beta}]^T$

A partir de l'équation (I.48), nous pouvons écrire des relations entre le courant rotorique et le flux qui sont :

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \frac{1}{l_r} [\phi_{r\alpha} - M i_{s\alpha}] \\ i_{r\beta} = \frac{1}{l_r} [\phi_{r\beta} - M i_{s\beta}] \end{cases} \quad (I.54)$$

En remplaçant les expressions des courants rotoriques (I.54) dans les équations (I.48) du flux statoriques nous trouvons :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = l_s \sigma i_{s\alpha} + \frac{M}{l_r} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = l_s \sigma i_{s\beta} + \frac{M}{l_r} \varphi_{r\beta} \end{cases} \quad (I.55)$$

$$\text{Où: } \sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r}$$

En substituant les équations (I.54) de courants et (I.55) de flux dans les expressions de tensions (I.45), et le couple électromagnétique dans l'expression (I.21) par son expression (I.52), nous permettons d'élaborer le système des équations non linéaires suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{s\alpha} = \left( -\frac{R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2}}{l_s \sigma} \right) i_{s\alpha} + \frac{M R_r}{l_r^2 l_s \sigma} \phi_{r\alpha} + \frac{M \omega}{l_r l_s} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma l_s} V_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} i_{s\beta} = \left( -\frac{R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2}}{l_s \sigma} \right) i_{s\beta} - \frac{M \omega}{l_r l_s} \phi_{r\alpha} + \frac{M R_r}{l_r^2 l_s \sigma} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma l_s} V_{s\beta} \\ \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} = \frac{M R_r}{l_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{l_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} = \frac{M R_r}{l_r} i_{s\beta} + \omega \phi_{r\alpha} - \frac{R_r}{l_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \Omega = \frac{3n_p M}{2J l_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{C r}{J} \end{array} \right. \quad (\text{I.56})$$

Soit alors le modèle d'état non linéaire de la machine asynchrone dans un repère fixe  $(\alpha, \beta)$  donné par la représentation d'état donnée par l'équation (I.57) :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_3 & a_4 \\ 0 & a_1 & -a_4 & a_3 \\ a_5 & 0 & a_6 & a_7 \\ 0 & a_5 & -a_7 & a_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.57})$$

Les coefficients de la matrice d'état (I.57) sont donnés par :  $b_1 = \frac{1}{\sigma l_s}$

$$a_1 = -\frac{R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2}}{l_s \sigma}; \quad a_2 = \omega_s = 0; \quad a_3 = \frac{M R_r}{l_r^2 l_s \sigma}; \quad a_4 = \frac{M \omega}{l_r l_s \sigma}; \quad a_5 = \frac{M R_r}{l_r}; \quad a_6 = -\frac{R_r}{l_r} \phi_{r\alpha}; \quad a_7 = -\omega;$$

La vitesse de rotation de la machine sera déterminée à partir de l'équation (I.58) suivante:

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{3n_p M}{2J l_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{C r}{J} \quad (\text{I.58})$$

### I.3 Simulation de la Machine asynchrone

Nous allons présenter dans ce paragraphe les résultats de simulation de la machine asynchrone qui est alimentée directement par le réseau triphasé (220/380V,50Hz). Pour cela, nous avons établi un schéma bloc correspondant donné par Figure (I.4) en utilisant Simulink du logiciel Matlab.

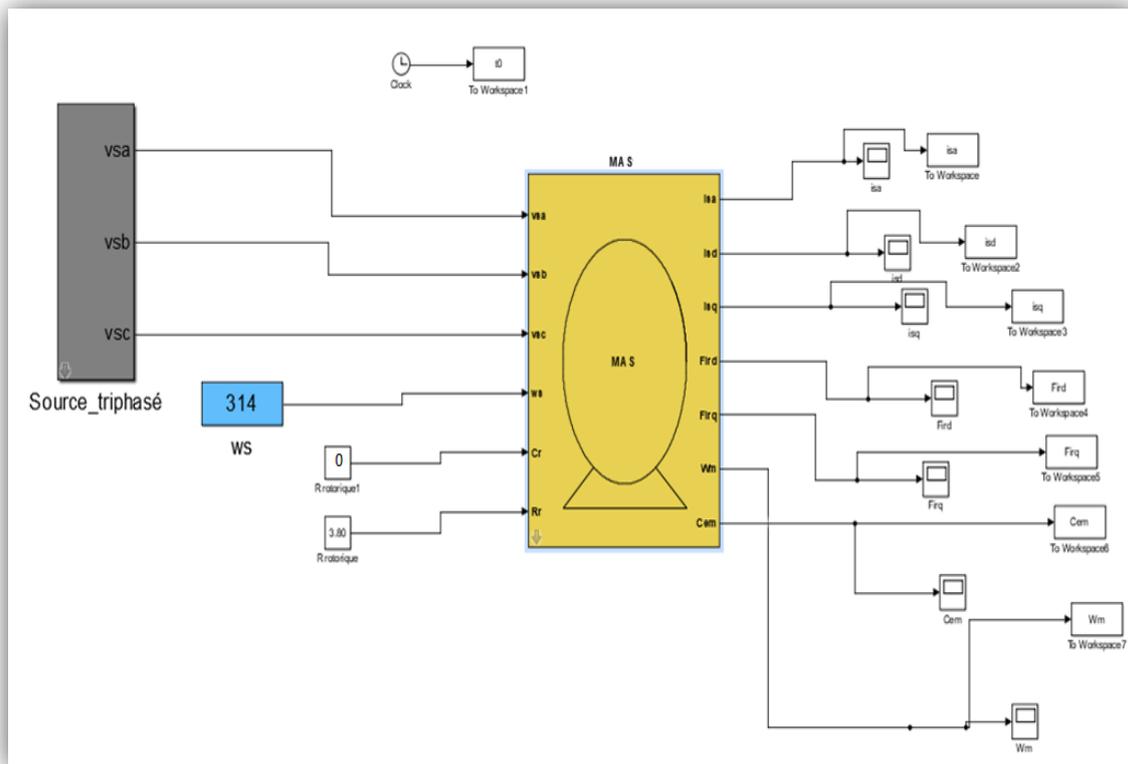


Figure I. 4: Schéma bloc de la MAS sous Simulink

Les paramètres de la MAS utilisée sont donnés en Annexe et les tensions d'alimentation sont sinusoïdales, d'amplitudes constantes et dont les valeurs instantanées sont données par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{as} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_{res} t) \\ V_{bs} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_{res} t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_{res} t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.59)$$

Où :  $V_{eff}$  est la valeur efficace de la tension et  $\omega_{res} = 2\pi f$  est la pulsation du réseau.

Les résultats de simulation ainsi que les constatations relatives aux performances dynamiques et statiques de cette machine sont donnés ci-dessous.

I.3.1 Résultat de Simulation de la MAS à vide

Les résultats de simulation de la MAS à vide càd  $C_r = 0$  sont donnés par la figure (I.5).

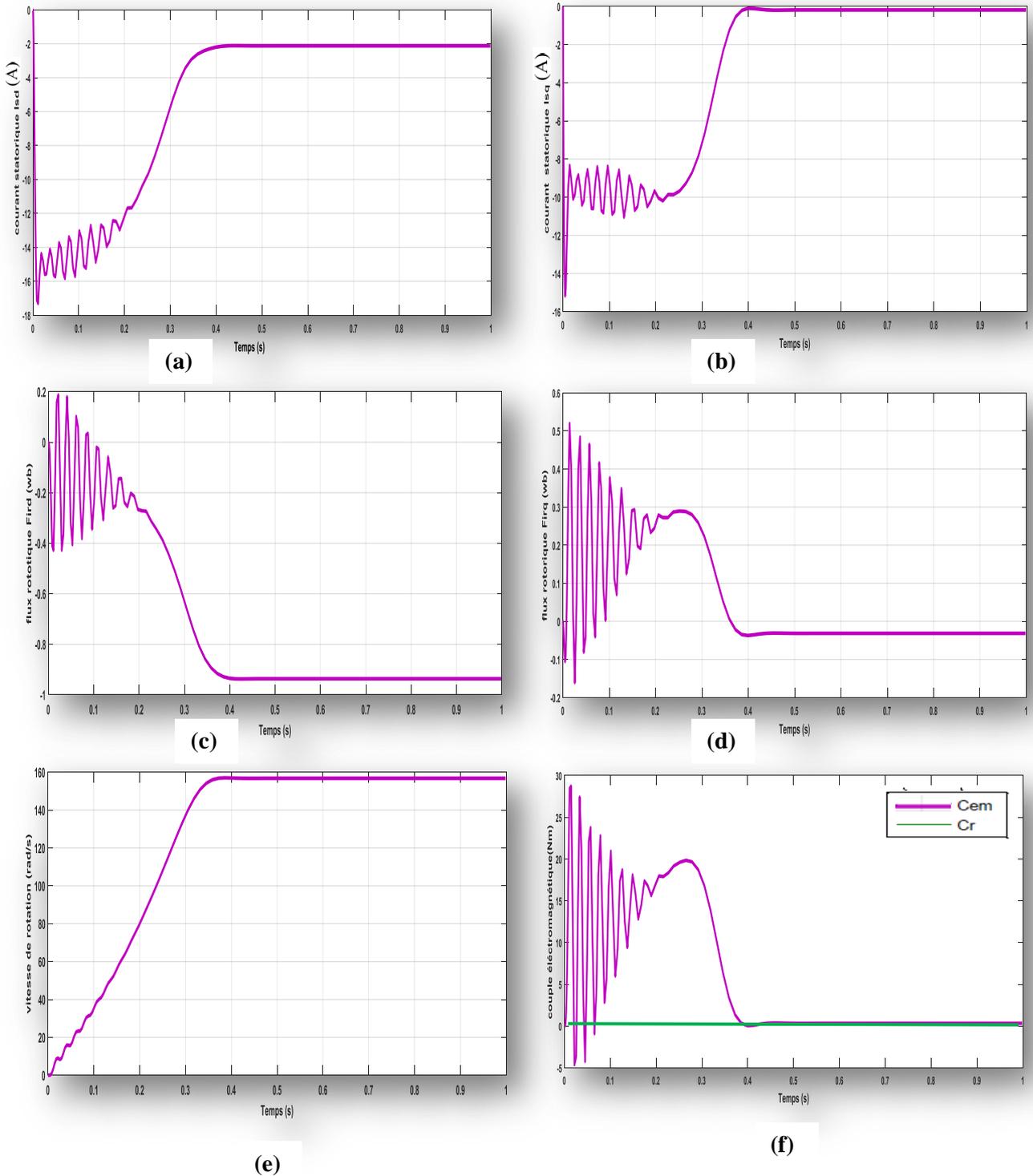


Figure I.5: Evolution des variables électromagnétiques et des grandeurs mécaniques à vide, (a): courant statorique  $i_{sd}$ , (b): courant statorique  $i_{sq}$ , (c): flux rotorique  $\Phi_{rd}$ , (d): flux rotorique  $\Phi_{rq}$ , (e): vitesse de rotation  $\Omega(t)$ , (f): couple électromagnétique  $C_{em}$ .

I.3.1 Résultat de Simulation de la MAS en charge

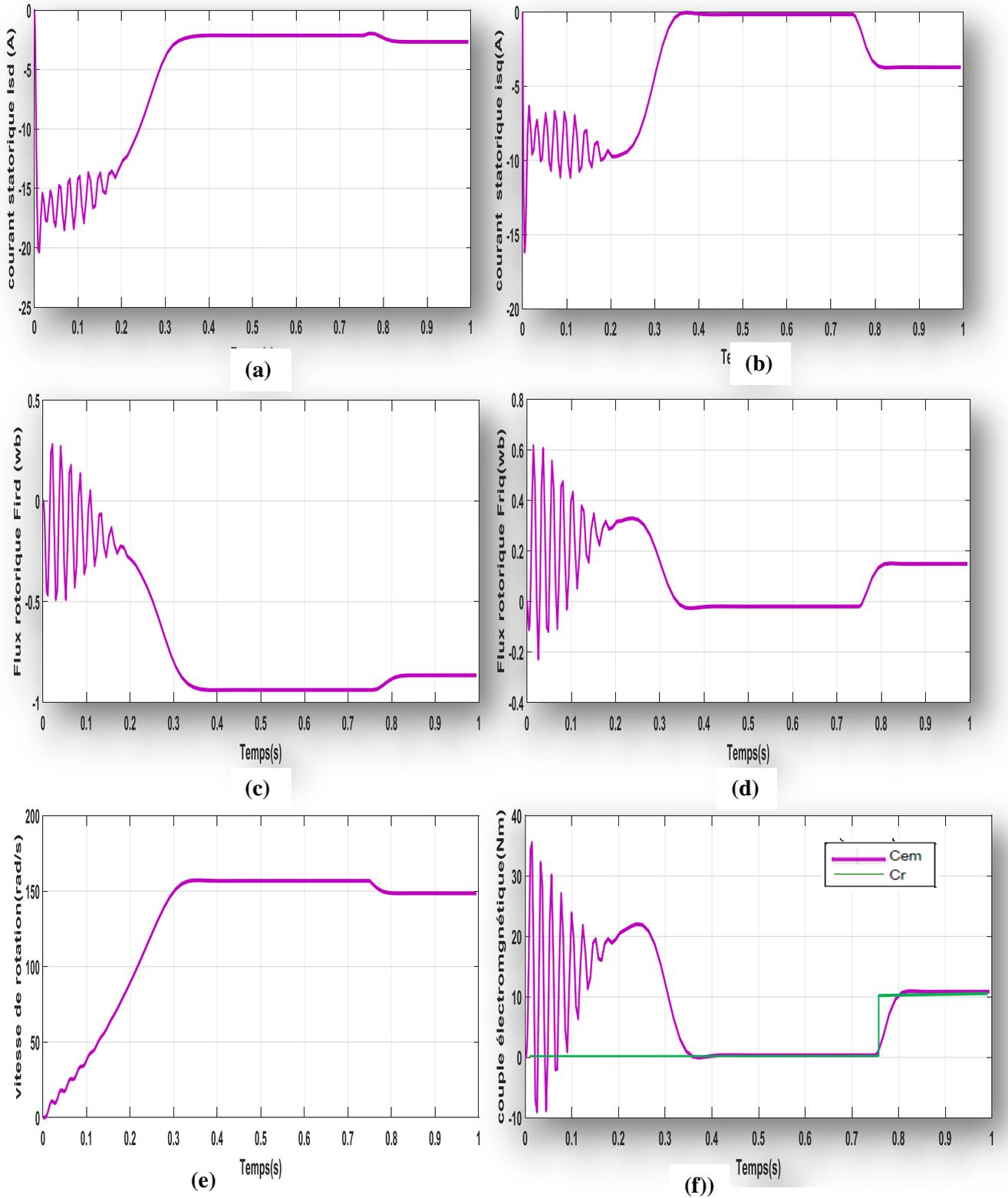


Figure I.6: Evolution des variables électromagnétiques et des grandeurs mécaniques en charge, (a): courant statorique  $i_{sd}$ , (b): courant statorique  $i_{sq}$ , (c): flux rotorique  $\phi_{rd}$ , (d): flux rotorique  $\phi_{rq}$ , (e): vitesse de rotation  $\Omega(t)$ , (f): couple électromagnétique  $C_{em}$ .

Les résultats de simulation de la MAS en charge avec  $C_r = 10N.m$  sont donnés par la figure (I.6); dont le couple résistant  $C_r$  est appliqué au moment  $t=0.75s$ .

### I.3.3 Interprétation des résultats de simulation

En examinant les résultats de simulation obtenus, nous pouvons relever les remarques suivantes:

- A vide ( $C_r=0N.m$ ), après passage par un régime transitoire lent, on constate:
  - La vitesse de rotation et le couple électromagnétique sont atteints. la vitesse de rotation, illustrée par Figure (I.5.e), s'approche de sa valeur de synchronisme (157 rad/s) et le couple électromagnétique schématisé par Figure (I.5.f) s'annule.
  - L'amplitude des deux flux rotoriques donnés par Figures (I.5.c) et (I.5.d) est constante en régime permanent.
  - L'amplitude du courants statorique donné par Figure (I.5.a) est constante et celle donnée par Figure (I.5.b) est presque nulle en régime permanent
- En charge, pour  $C_r=10 N.m$  appliqué à  $t=0.75s$ ; on peut remarquer:
  - La valeur de la vitesse de rotation donnée par Figure (I.6.e) diminue au moment de l'application du couple résistant à  $t=0.75s$  par rapport à sa valeur de synchronisme (157 rad/s), il y a donc une erreur statique qui persiste et cela dû au couple résistant.
  - Le couple électromagnétique schématisé par Figure (I.6.f) se stabilise et s'annule au régime permanent et il atteint ensuite la valeur du couple résistant ( $C_r=10 N.m$ ) dès son application à la machine avec une petite erreur qui persiste toujours par rapport au  $C_r$ .
  - L'amplitude des flux rotoriques illustrés par Figures (I.6.c) et (I.6.d) augmente légèrement à  $t=0.75s$ , tandis que l'amplitude des courants statoriques diminue suite à l'augmentation de la charge de la machine, Figure (I.6.a) et Figure (I.6.b).

Les résultats obtenus montrent l'existence de fluctuation des modules du flux rotorique et de la vitesse lors de variation de la charge car le fonctionnement de la machine est en boucle ouverte. Le fonctionnement en boucle fermée permettra de diminuer ces fluctuations comme on le verra ultérieurement dans ce présent travail.

## I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement une étude théorique de la machine asynchrone. Puis, nous avons abordé la modélisation de cette machine en vue de sa commande où nous avons présenté les différentes hypothèses adoptées dans ce travail ainsi que le référentiel (d-q) choisi.

Enfin, une représentation de la modélisation de la machine asynchrone permet de réduire le nombre de grandeurs à connaître pour pouvoir simuler son fonctionnement. Les résultats de simulation de cette machine en boucle ouverte à vide et en charge ont montré la nécessité d'appliquer une loi de commande sur cette machine pour améliorer son fonctionnement.

La machine asynchrone étant une machine fortement couplée et non linéaire, cependant il est possible de la commander à travers des techniques de commande dites vectorielle. Cela fera l'objet du prochain chapitre.

# **Chapitre II**

**Commande vectorielle à flux rotorique  
orienté de la machine asynchrone**

## II.1 Introduction

Les progrès dans le domaine de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont donné un nouvel élan et une nouvelle renaissance pour les variateurs de vitesse des moteurs à courant alternatif. La machine à courant continu dont le collecteur constituait un magnifique talon d'Achille est remplacé dans la plupart des entraînements à vitesse variable par la machine à courant alternatif.

La machine asynchrone est très utilisée par l'industrie moderne pour sa robustesse électromécanique, son faible coût et sa très grande standardisation, toutefois, la complexité de son modèle non linéaire, multi variable et fortement couplé impose des structures de commande complexes afin d'être utilisées dans des variateurs de vitesse performants [9].

De nombreuses méthodes de commande de la machine asynchrone ont été proposées dans la littérature. La commande vectorielle par orientation du flux rotorique reste la plus utilisée vu les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications.

Ce chapitre s'oriente vers la commande vectorielle de la machine asynchrone par des régulateurs PI classiques et à l'étude de la robustesse de cette commande face aux perturbations et variation de sens de rotation de la vitesse de la MAS.

## II.2 Considérations générales de la commande

La commande de la machine asynchrone étant complexe par rapport à celle de la machine à courant continu vu que son modèle mathématique est non linéaire, fortement couplé et forme un système multi-variable qui possède deux entrées de commande (tension ou courant statorique) et deux variables de sorties (vitesse de rotation  $\omega(t)$ , module du flux rotorique  $\varphi_r(t)$ ). Ces derniers doivent converger vers leur signaux de références désirées.

Le contrôle de la vitesse exige le contrôle de ces deux sorties tout en utilisant les entrées de commande et en s'appuyant sur la mesure des variables  $\omega(t)$  et  $\varphi_r(t)$ .

Les erreurs de poursuite du module de flux et de la vitesse sont représentées par les expressions (II.1) et (II.2) où  $\varphi_r^*$  et  $\omega^*$  sont respectivement les références du flux et de la vitesse.

$$\tilde{\varphi} = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (\text{II.1})$$

$$\tilde{\omega} = \omega_r^* - \omega \quad (\text{II.2})$$

Le problème imposé par la poursuite de la vitesse et du flux exige que le modèle de la machine soit lié au champ tournant tout en supposant que:

- Les courants statoriques et la vitesse de rotation sont mesurables;
- Les paramètres de la machine sont constants et sont connus avec précision.

Par conséquent, tout en mettant en considération ces différentes suppositions, nous allons introduire des régulateurs à retour de sortie permettant de satisfaire les objectifs suivants :

- Une poursuite asymptotique globale de la vitesse et du flux.

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega}(t) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\varphi}(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

- Un découplage asymptotique des variables de sorties à travers une orientation du flux, et une dynamique de l'erreur de vitesse indépendante de celle du flux.

- Une dynamique linéaire:

$$\begin{cases} \tilde{\varphi}(t) = 0 \\ \varphi_r^* = \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

- Assurer une robustesse vis-à-vis des perturbations et la variation de sens de rotation de la vitesse de la MAS.

## II.3 Commande vectorielle d'un moteur asynchrone

### II.3.1 Principe de contrôle par la méthode de flux orienté

Le principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone est basé sur le contrôle du flux et du couple, d'une façon indépendante, de la machine. Ceci amène cette dernière à se comporter comme une machine à courant continu à excitation séparée dont la commande est linéaire où le couple est proportionnel à deux grandeurs indépendantes: le courant induit et le flux dans l'entrefer ( $C_{em} = K \cdot \varphi \cdot I$ ).

Le principe de la commande par la méthode du flux orienté se base sur la connaissance du modèle dynamique de la machine, un repère biphasé tournant orienté selon le flux rotorique ou le flux statorique et un type de commande qui assure le découplage entre le couple et le flux.

Il existe, essentiellement, deux structures de contrôle par la méthode de flux orienté, l'une dite méthode directe, basée sur la connaissance du flux et qui a été introduite par

F.BLASCHKE. L'autre, appelée méthode indirecte, développée par K.HASSE et qui repose sur la connaissance de la position du flux seulement [10].

Le contrôle indirecte est fréquemment rencontré dans l'industrie sous une forme constante. C'est un contrôle à caractère statique insuffisant pour les régimes de fonctionnement extrême (couple élevé à basse vitesse) à cause de la structure de contrôle en boucle ouverte du flux. Ces performances dynamiques présentent l'avantage de ne pas nécessiter la mesure ou la reconstitution du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette position est calculée à partir de la vitesse de la machine et d'autres grandeurs accessibles comme les courants et les tensions statoriques. Toutefois, il faut signaler que l'utilisation du modèle de la machine rend cette solution très sensible vis-à-vis les variations paramétriques (saturation, échauffement, fréquence...) de la machine surtout celles liées à la résistance du rotor ce qui empêche le découplage entre le flux et le couple et la conséquence serait une dégradation des performances dynamiques et statiques [1][7].

Le contrôle direct nécessite une connaissance instantanée du module du flux et de sa position vu que ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement et par conséquent nous faisons appel à des estimateurs ou à des observateurs basés sur les équations statiques et dynamiques de la MAS. Dans les travaux de BLASCHKE [11], le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courants tatorique. Ainsi le module de flux déduit est utilisé comme retour dans la boucle d'asservissement.

L'application de la méthode directe a plusieurs inconvénients [2][3]:

- Le coût élevé de production (nécessité de machines spéciales contenant des capteurs, des conditionneurs, des filtres...);
- Le non fiabilité de mesure;
- Problème de filtrage de signal mesuré;
- Sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température.

### II.3.2 Choix des référentiels utilisés par la méthode du flux orienté

Dans les structures de commande utilisant la notion de contrôle direct ou indirect du flux orienté, nous envisageons plusieurs stratégies. Dans la machine, il existe trois flux : le flux statorique, le flux rotorique et le flux d'entrefer. Diverses études proposent un contrôle de l'un des trois flux dans un référentiel lié à cette variable. Ces référentiels sont:

- Référentiel lié au flux rotorique ce qui se traduit par  $\theta_r = 0$  ;
- Référentiel lié au flux statorique où le repère est solidaire au stator  $\theta_s = 0$  ;

- Référentiel lié au flux d'entrefer qui tourne à une vitesse angulaire égale à la pulsation  $\omega_s$  de l'alimentation statorique.

Pour le choix des deux derniers référentiels, la compensation du flux de fuite assure un découplage suffisant ce qui rend la structure des algorithmes la même pour la méthode directe et indirecte. Cependant, dans le premier cas de figure où le référentiel est lié au flux rotorique, le découplage se fait par la construction même du modèle. Dans ce cas, le contrôle du vecteur courant statorique représente la solution classique la plus utilisée dans l'industrie.

Les études développées dans ce domaine, permet de dégager la structure de commande fondamentale qui consiste à contrôler les courants dans le repère  $(d,q)$  tournant à la vitesse de synchronisme avec le flux du rotor [1].

### II.3.3 Principe de la commande par orientation du flux rotorique

Comme nous avons dit, la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est la plus utilisée. En effet, elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer. Les équations (I.52) montre que le couple électromagnétique s'exprime comme un produit croisé de courants et de flux. Du coup, si nous éliminons le deuxième produit  $(\varphi_{rq} \cdot i_{sd})$ , le couple sera le même à celui d'une machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le vecteur flux rotorique  $\bar{\varphi}_r$  selon l'axe direct "d" du repère tournant.

$$\begin{cases} \varphi_{rq} = 0 \\ \bar{\varphi}_r = \varphi_{rd} = \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Nous partons des expressions (I.45) et (I.48), les équations rotoriques sont réduites à :

$$\tau_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M i_{ds} \quad (\text{II.6})$$

$$\omega_g = \frac{M i_{sq}}{\tau_r \varphi_r} \quad (\text{II.7})$$

Où  $\tau_r$  désigne la constante de temps rotorique.

Et l'expression du couple électromagnétique sera :

$$C_{em} = \frac{3}{2} n_p \frac{M}{l_r} i_{sq} \varphi_r \quad (\text{II.8})$$

En remplaçant le courant statorique dans l'équation (II.8) par son expression existant dans le modèle (II.7), nous trouvons :

$$C_{em} = \frac{3}{2} n_p \frac{\phi_r^2}{R_r} \omega_g \quad (\text{II.9})$$

L'expression (II.8) du couple a été simplifiée et son contrôle, en maintenant le flux à une valeur constante, est réalisé par l'intermédiaire de la composante en quadrature du courant statorique. Aussi, l'équation (II.6) montre que la composante directe est considérée comme variable de commande. Nous conduisons à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

### II.3.4 Structure de commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique

Le principe de la commande vectorielle directe du flux rotorique est de contrôler le flux et la vitesse selon qu'on utilise une alimentation contrôlée en courant ou en tension.

Dans cette partie, nous intéressons à la représentation de la structure de la commande vectorielle d'une part, et d'autre part à l'étude des différents blocs existant dans cette structure. Evidemment, la conception des différentes boucles de régulation est basée sur l'utilisation du modèle dédié à la commande, qui décrit dans le premier chapitre par équation (I.56) en imposant  $\varphi_{rq} = 0$  et tout en mettant en considération les simplifications suivantes :

- Maintenir le flux constant vis-à-vis de la dynamique du courant statorique.
- Conserver la vitesse mécanique constante vis-à-vis de la dynamique du courant statorique et celle du flux.

Les régulateurs utilisés dans cette commande sont de type Proportionnel Intégral (PI) et s'écrivent sous la forme suivante :

$$R(p) = \kappa \left( 1 + \frac{1}{\tau p} \right) \quad (\text{II.10})$$

L'intérêt particulier de ces régulateurs est de bien choisir les paramètres  $\kappa$  et  $\tau$  afin d'agir sur la dynamique du système et de l'erreur statique.

### II.3.4.1 Calcul des boucles de régulation

En général, la commande a comme objectif d'avoir un système de haute performances. Ces performances présentent plusieurs critères à savoir :

- Précision en poursuite,
- Précision en régulation (temps de montée, temps de réponse, dépassement, stabilité),
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie)
- Sensibilité à la variation paramétrique.

En tenant compte de ces critères, des techniques de commandes sont envisagées afin de respecter le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser des régulateurs PI dont les coefficients sont déterminés à partir des paramètres de la machine tout en considérant un couple de charge proportionnel à la vitesse soit :

$$C_r = k_l \omega \quad (\text{II.11})$$

Où

$k_l$  : désigne la constante de proportionnalité du couple nominal.

Au cours de cette commande, nous faisons appel à quatre boucles de régulation :

- Une boucle de régulation de flux,
- Une boucle de régulation de vitesse,
- Deux boucles de régulation de courant.

Nous avons utilisés comme technique pour le calcul des paramètres des régulateurs, la technique de compensation de pôle qui permet :

- Compenser la constante de temps électrique ou mécanique par celle du régulateur,
- Chercher un gain qui permet d'imposer une bonne dynamique au couple de la machine tout en minimisant l'erreur statique.

#### a. Etude de la boucle de régulation de flux

La majorité des entraînements à vitesse variable impose, à la fonction dédiée à la boucle de régulation de maintenir un niveau de flux rotorique constant dans la machine égale à sa valeur nominale quelque soit le régime de fonctionnement en particulier lors d'un changement de vitesse de rotation. Le flux rotorique nominal est exprimé en fonction du courant rotorique

magnétisant nominal que demande la machine lorsqu'elle fonctionne à vide par l'expression suivante:

$$\varphi_m = M I_{mm} \quad (\text{II.12})$$

En appliquant la transformée de la Laplace de l'équation (II.6), le flux s'écrit sous la forme suivante :

$$\varphi_r(p) = \frac{M}{\tau_r p + 1} i_{sd}(p) \quad (\text{II.13})$$

En partant de cette équation (II.13), nous pouvons écrire la fonction de transfert en boucle ouverte  $H_{B0}(p)$  reliant  $\varphi_r(p)$  et  $i_{sd}(p)$  sous la forme suivante :

$$H_{B0}(p) = \frac{\varphi_r(p)}{i_{sd}(p)} = \frac{M}{1 + \tau_r p} \quad (\text{II.14})$$

Le schéma bloc donné par Figure (II.1) montre le contrôle du niveau de flux qui est basé sur l'utilisation du correcteur  $R_f(p)$ . La sortie de ce dernier génère le courant direct de référence  $i_{sdréf}$ .

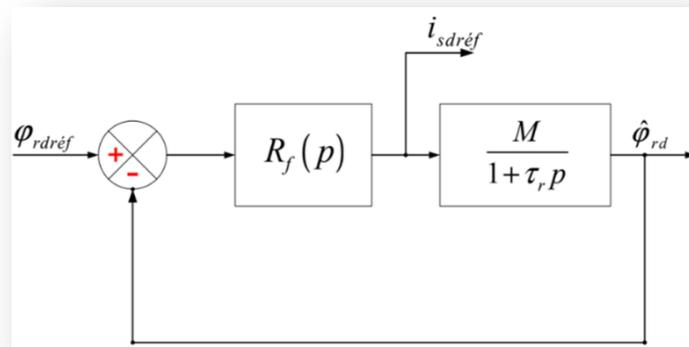


Figure II. 1: Schéma bloc de la boucle de régulation de flux

Le régulateur de flux  $R_f(p)$  caractérisé par les deux paramètres  $\kappa_f$  et  $\tau_f$  s'écrit comme suit :

$$R_f(p) = \kappa_f \left( 1 + \frac{1}{\tau_f p} \right) \quad (\text{II.15})$$

Les paramètres du régulateur de flux sont déterminés comme suit :

- La constante de temps de la fonction de transfert en boucle ouverte  $H_{B0}(p)$  sera compensée de la manière suivante :

$$H_{B0}(p) = \frac{\kappa_f}{\tau_f p} (1 + \tau_f p) \frac{M}{(1 + \tau_r p)} \quad (\text{II.16})$$

La compensation donne :

$$1 + \tau_f p = 1 + \tau_r p \quad (\text{II.17})$$

Et par conséquent:

$$\tau_{BO} = \tau_f = \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{II.18})$$

- Nous sommes choisis la constante de proportionnalité  $\kappa_f$  de manière à imposer à la constante de temps de la boucle fermée d'être 4 fois plus petite que celle en boucle ouverte. En procédant comme suit :

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{BF}(p) = \frac{H_{BO}(p)}{1 + H_{BO}(p)} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$H_{BO}(p) = \frac{B}{P} \quad (\text{II.20})$$

Où

$$B = \frac{\kappa_f M}{\tau_f} \quad (\text{II.21})$$

En substitution l'équation (II.20) dans l'équation (II.19) et en prenant en considération ( $\tau_{BO} \geq 4\tau_{BF}$ ), nous trouvons :

$$\tau_f = 4 \frac{\tau_f}{\kappa_f M} \quad (\text{II.22})$$

En conclusion les paramètres du régulateur  $R_f(p)$  valent :

$$\begin{cases} \tau_f = \tau_r \\ \kappa_f = \frac{4}{M} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

### b. Etude de la boucle de régulation de vitesse

Maintenir la vitesse constante quelque soit le régime de fonctionnement constitue l'un des objectifs de la commande en vitesse d'un moteur asynchrone surtout suite à une variation du niveau de charge. La fonction de transfert du régulateur PI de vitesse possède la forme suivante:

$$R_v(p) = \kappa_v \left(1 + \frac{1}{\tau_v p}\right) \quad (\text{II.24})$$

La sortie du régulateur de vitesse forme la consigne du couple électromagnétique  $C_{emréf}$ . En outre, en supposant que le flux rotorique est maintenu constant moyennant la boucle du flux, nous pouvons alors déduire la consigne de la composante quadrature de référence  $I_{sqréf}$ .

Récupérons l'équation mécanique de la machine asynchrone donnée par l'expression (I.20) du Chapitre I :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{II.25})$$

Comme nous avons considéré que le couple résistant étant proportionnel à la vitesse de rotation; nous posons ( $C_r = k_l \Omega$ ), . La transformé de Laplace de (II.25) donne l'expression du couple électromagnétique suivante:

$$C_{em}(p) = (Jp + K_l)\Omega(p) \quad (\text{II.26})$$

Où:  $K_l = f + k_l$

À partir de l'équation (II.26), nous définissons la fonction de transfert vitesse-couple:

$$H_v(p) = \frac{\Omega(p)}{C_{em}(p)} = \frac{1}{Jp + K_l} \quad (\text{II.27})$$

Le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse est illustré par la figure (II.2):

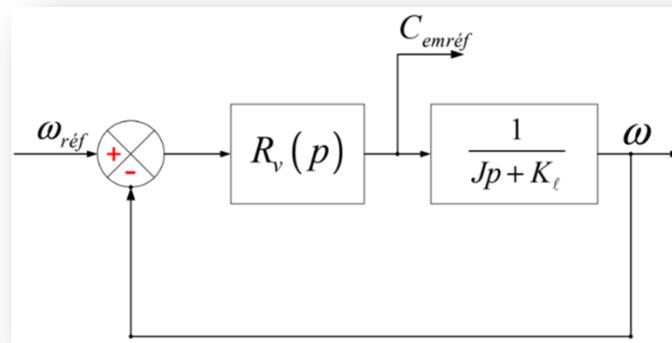


Figure II. 2: Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse

La détermination des deux paramètres  $\kappa_v$  et  $\tau_v$  du régulateur  $R_v(p)$  donné par (II.24) se fait en suivant la même étapes adoptée lors de la synthèse du régulateur du flux rotorique  $R_f(p)$ .

Nous obtenons donc:

$$\begin{cases} \tau_v = \frac{J}{K_l} \\ \kappa_v = 4K_l \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

### c. Etude des boucles de régulation des courants

Le contrôle du couple et du flux de la machine nécessite la mise en œuvre de boucle de régulation des courants statoriques d'axes  $d$  et  $q$ . afin d'effectuer la synthèse des régulateurs, nous reprenons les deux premiers termes du système (I.56) élaboré dans Chapitre I tout en tenant compte de  $\varphi_{rq}=0$ , nous retrouvons donc :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{\sigma l_s} \left[ - \left( R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2} \right) i_{sd} + \frac{M R_r}{l_r^2} \varphi_{rd} + \omega \sigma l_s i_{sq} + V_{sd} \right] \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{\sigma l_s} \left[ - \left( R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2} \right) i_{sq} - \frac{M R_r}{l_r^2} \varphi_{rd} - \omega \sigma l_s i_{sd} + V_{sq} \right] \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

La synthèse de ces équations montre l'existence des termes couplés qui introduisent une forte interaction entre les deux axes  $d$  et  $q$ . Ce couplage constitue souvent l'une des difficultés de l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec une alimentation en tension de la machine. Il peut être résolu par une méthode classique de découplage, dite de compensation.

A partir du système (II.29), nous dégageons les expressions des tensions statoriques  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  de la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma l_s \left[ \frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{1}{\sigma l_s} \left( R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2} \right) i_{sd} \right] - \sigma l_s \left[ \omega_s i_{sq} + \frac{M R_r}{\sigma l_s l_r^2} \varphi_{rq} \right] \\ V_{sq} = \sigma l_s \left[ \frac{d}{dt} i_{sq} + \frac{1}{\sigma l_s} \left( R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2} \right) i_{sq} \right] - \sigma l_s \left[ \omega_s i_{sd} + \frac{M R_r}{\sigma l_s l_r^2} \varphi_{rd} \right] \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

En appliquant la transformé de Laplace et en faisant un arrangement d'écriture de la relation (II.30), nous constatons que les tensions statoriques se décomposent en deux termes : le premier présente la sortie du régulateur de courant alors que le deuxième est un terme de compensation :

$$\begin{cases} V_{sd} = \frac{1}{b_{11}} [(p - a_{11}) i_{sd}] - \frac{1}{b_{11}} [a_{12} i_{sq} + a_{13} \varphi_{rd}] = V_{sd1} + V_{sd2} \\ V_{sq} = \frac{1}{b_{11}} [(p - a_{11}) i_{sq}] - \frac{1}{b_{11}} [a_{12} i_{sd} + a_{13} \varphi_{rd}] = V_{sq1} + V_{sq2} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Cependant, cette solution de compensation a comme inconvénient l'utilisation des composantes des courants mesurés. Car ces derniers peuvent être perturbés par les bruits de

mesure et aussi par le contenu harmonique des courants de phase. Cela justifie le fait que nous avons utilisé les courants de références pour le circuit de découplage.

Les régulateurs  $R_d(p)$  et  $R_q(p)$  des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ , produisent les tensions statoriques de références  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$ . Les fonctions de transfert en boucle ouverte liant respectivement les composantes des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  aux composantes des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont identiques et de premier ordre.

$$\begin{cases} H_d(p) = \frac{I_{sd}(p)}{V_{sd1}(p)} = \frac{b_{11}}{p - a_{11}} \\ H_q(p) = \frac{I_{sq}(p)}{V_{sq1}(p)} = \frac{b_{11}}{p - a_{11}} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Le schéma bloc de la régulation est représenté sur la figure suivante :

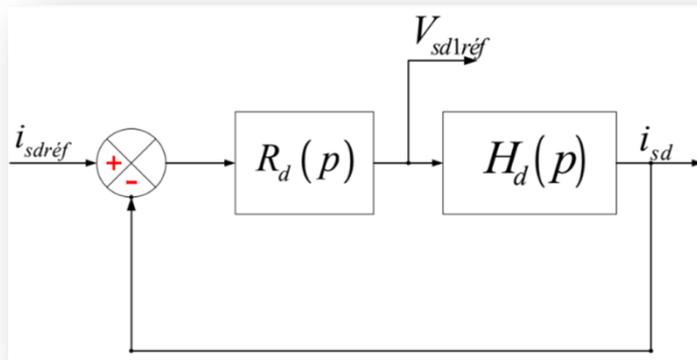


Figure II.3: Boucle de régulation de courant après régulation

En procédant de la même manière que précédemment pour la détermination des éléments des deux régulateurs, nous trouvons alors:

$$\begin{cases} \tau_d = \tau_q = \frac{\sigma l_s}{R_s + \left(\frac{M}{l_r}\right)^2 R_r} \\ \kappa_d = \kappa_q = 4 \left( R_s + \left(\frac{M}{l_r}\right)^2 R_r \right) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

En tenant compte des termes de compensation, nous pouvons déterminer les tensions statoriques de référence, dites tensions de commande, qui sont représentées par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1réf} - \sigma l_s \left[ \omega_s i_{sqréf} + \frac{MR_r}{\sigma l_s l_r^2} \varphi_{rdréf} \right] \\ V_{sq} = V_{sq1réf} - \sigma l_s \left[ \omega_s i_{sdréf} + \frac{MR_r}{\sigma l_s l_r^2} \varphi_{rdréf} \right] \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

La relation entre les grandeurs de Park  $\bar{X}_{sdq}$  et celle de Concordia  $\bar{X}_{s\alpha\beta}$  est donnée par la relation vectorielle suivante :

$$\bar{X}_{s\alpha\beta} = e^{j\rho} \bar{X}_{sdq} \quad (\text{II.35})$$

Avec l'angle  $\rho$  sera déterminé par :

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega_s = p\Omega + \omega_g = \omega + \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \quad (\text{II.36})$$

## II.4 Simulation de la commande vectorielle de la MAS

Nous allons présenté dans ce paragraphe les résultats de simulation de la machine asynchrone contrôlée par la commande vectorielle à flux orienté.

### II.4.1 Résultat de Simulation de la MAS à vide

Nous simulons d'abords la commande de la MAS à vide ( $C_r(t) = 0$ ) et nous choisissons comme vitesse de rotation de référence  $\Omega_{ref}(t) = 100 \text{ rad/s}$  et le flux rotorique de référence  $\varphi_{rd ref}(t) = 1 \text{ Wb}$ . Les résultats de simulation de la commande de la MAS dans ce cas sont données par figure (II.4).

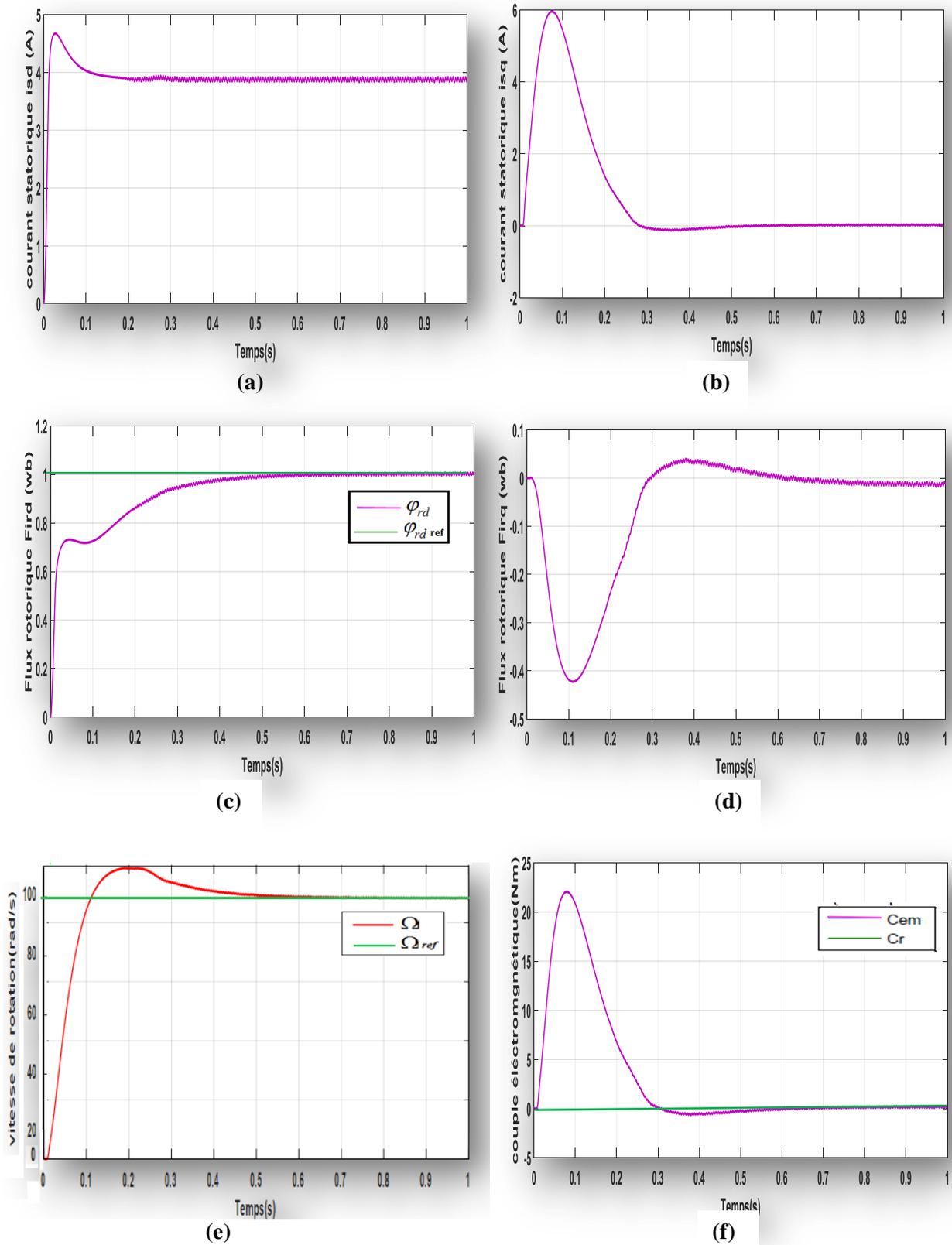


Figure II.4: Commande vectorielle de la MAS à vide, (a): courant statorique  $i_{sd}$ , (b): courant statorique  $i_{sq}$ , (c): flux rotorique  $\varphi_{rd}$ , (d): flux rotorique  $\varphi_{rq}$ , (e): vitesse de rotation  $\Omega(t)$ , (f): couple électromagnétique  $C_{em}$ .

### II.4.2 Résultat de Simulation de la MAS en charge

Nous simulons maintenant la commande de la MAS en charge avec  $C_r(t) = 10N.m$ .

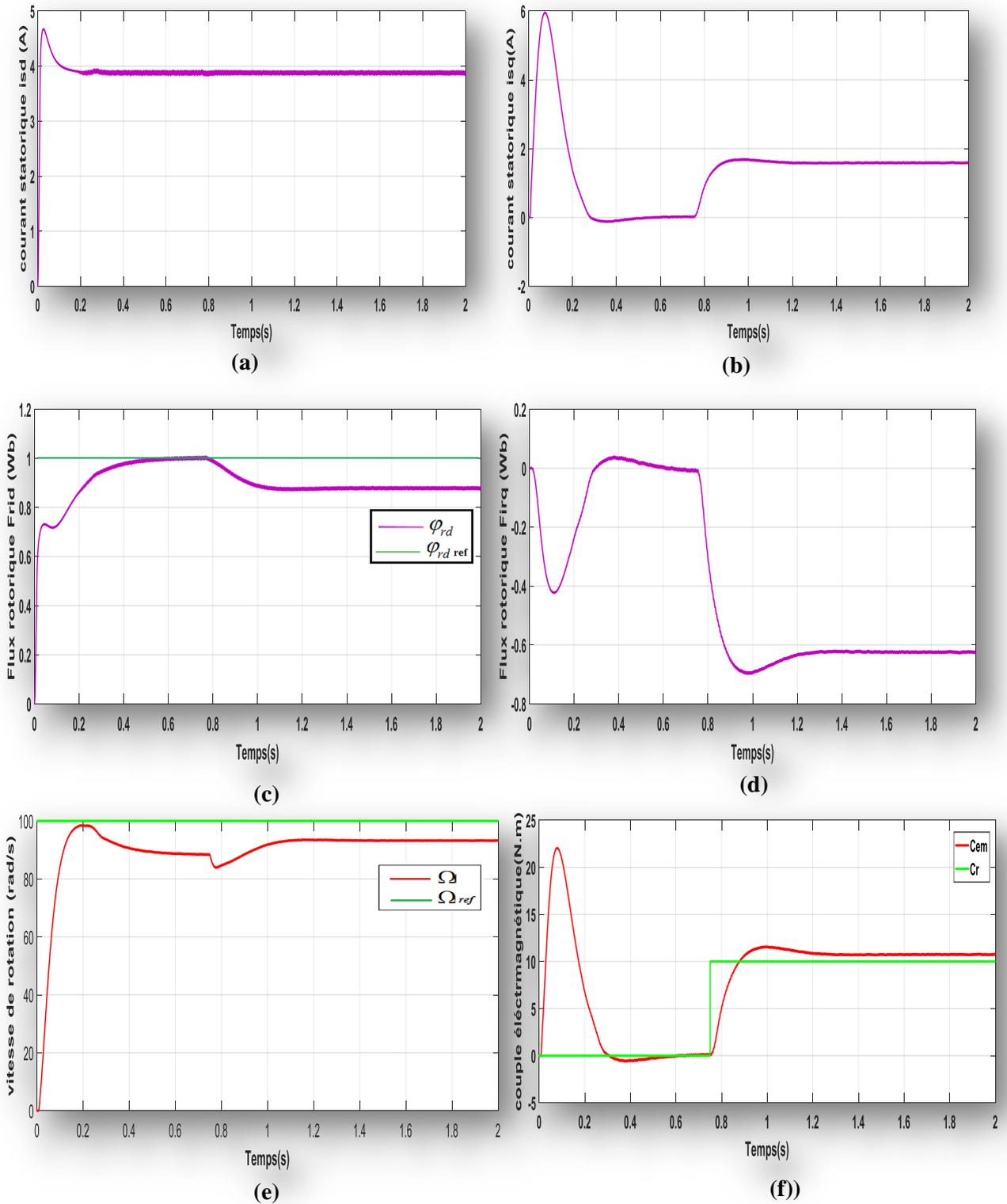


Figure II.5: Commande vectorielle de la MAS en charge, (a): courant statorique  $i_{sd}$ , (b): courant statorique  $i_{sq}$ , (c): flux rotorique  $\varphi_{rd}$ , (d): flux rotorique  $\varphi_{rq}$ , (e): vitesse de rotation  $\Omega(t)$ , (f): couple électromagnétique  $C_{em}$ .

Ce couple résistant est introduit à  $t=0.7s$  et nous choisissons comme vitesse de rotation de référence  $\Omega_{ref}(t)=100rad/s$  et le flux rotorique de référence  $\varphi_{rd\ ref}(t)=1Wb$ . Les résultats de simulation de la commande de la MAS dans ce cas sont données par figure (II.5).

### II. 4. 3 Résultats de simulation de la MAS en charge avec variation de sens de rotation

Nous simulons maintenant la commande de la MAS en charge avec  $C_r(t)=10N.m$ . Ce couple résistant est introduit à  $t=0.75s$  et nous choisissons comme flux rotorique de référence  $\varphi_{rd\ ref}(t)=1Wb$  et nous changeons le sens de rotation de la vitesse de référence  $\Omega_{ref}(t)$  à  $t=2s$  de  $100rad/s$  à  $-100rad/s$ . Les résultats de simulation de la commande de la MAS dans ce cas sont données par figure (II.6).

### II. 4. 4 Interprétation des résultats de la commande vectorielle

En examinant les résultats de simulation obtenus, nous pouvons relever les constatations suivantes:

- A vide ( $C_r=0N.m$ ), après passage par un régime transitoire, on peut remarquer:
  - La vitesse de rotation, illustrée par Figure (II.4.e), s'approche de sa référence désirée (100 rad/s) et le couple électromagnétique schématisé par Figure (II.4.f) s'annule au régime permanent.
  - L'amplitude du flux rotorique donné par Figures (II.4.c) atteint sa référence de  $1Wb$ , tandis que celui donné par Figure (II.4.d) s'annule.
  - L'amplitude du courants statorique donné par Figure (II.4.a) est constante au régime permanent, tandis que celui donné par Figure (II.4.b) s'annule.
- En charge pour  $C_r=10N.m$  appliqué à  $t=0.75s$ ; on peut remarquer:
  - La valeur de la vitesse de rotation donnée par Figure (II.5.e) diminue au moment de l'application du couple résistant à  $t=0.75s$  par rapport à sa référence (100 rad/s), il y a donc une erreur statique qui persiste et cela dû au couple résistant ajouté (perturbation).
  - Le couple électromagnétique schématisé par Figure (II.5.f) se stabilise et s'annule au régime permanent lorsque  $C_r=0N.m$  et il atteint ensuite la valeur du couple résistant ( $C_r=10N.m$ ) dès son application à la machine avec une erreur qui persiste toujours.

L'amplitude du flux rotorique illustré par Figures (II.5.c) rejoint sa référence 1Wb et à  $t=0.75s$ ; il diminue à cause de l'application de la charge. Pour le flux rotorique illustré par Figures (II.5.d), son amplitude s'annule avant l'application du  $C_r$  et elle diminue à  $t=0.75s$  à cause de la charge.

L'amplitude des courants statoriques change suite à l'augmentation de la charge de la machine, Figure (II.5.a) et Figure (II.5.b).

- En charge pour  $C_r=10$  N.m appliqué à  $t=0.75s$  avec changement de sens de rotation de la vitesse de rotation de la machine, On peut remarquer:

La vitesse de rotation du moteur donnée par Figure (II.6.e) suit sa référence lorsqu'il tourne dans le sens positif avec 100 rd/s mais avec une erreur qui augmente légèrement lors de l'application de la charge à  $t=0.75s$ . Et lorsque la machine change de sens de rotation à  $t=2s$ ; la vitesse mesurée ne rejoint pas sa référence rapidement.

Le couple électromagnétique schématisé par Figure (II.6.f) se stabilise et s'annule au régime permanent lorsque  $C_r=0$ N.m et il atteint ensuite la valeur du couple résistant ( $C_r=10$  N.m) dès son application à la machine. Cependant la valeur de ce couple présente un grand pic lors de variation de vitesse.

L'amplitude du flux rotorique illustré par Figures (II.6.c) rejoint sa référence 1Wb et à  $t=0.75s$ ; il diminue à cause de l'application du couple résistant et diminue encore lors de changement de sens de rotation. Pour le flux rotorique illustré par Figures (II.6.d), on relève les mêmes constatations après l'introduction des deux perturbations.

L'amplitude des courants statoriques donnés par Figure (I.6.a) et Figure (I.6.b) change suite à l'augmentation de la charge de la machine à  $t=0.75s$  ainsi qu'au moment de changement de sens de rotation de la machine à  $t=2s$ ,

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que la commande vectorielle utilisée est satisfaisante en absence de perturbations. Cependant, cette commande perd sa robustesse face perturbations considérées lors de la commande de la machine asynchrone.

Ce résultats revient à ce que la commande vectorielle considérée est basée sur des régulateurs classiques et qui sont les Proportionnels Intégrales (PI) et qui ne sont pas dédiés aux systèmes nonlinéaires incertains ou perturbés.

Pour remédier à ce problème, nous faisons appel à des régulateurs robustes tel que la commande par Backstepping qui sera expliquée et appliquée à la MAS au prochain chapitre.

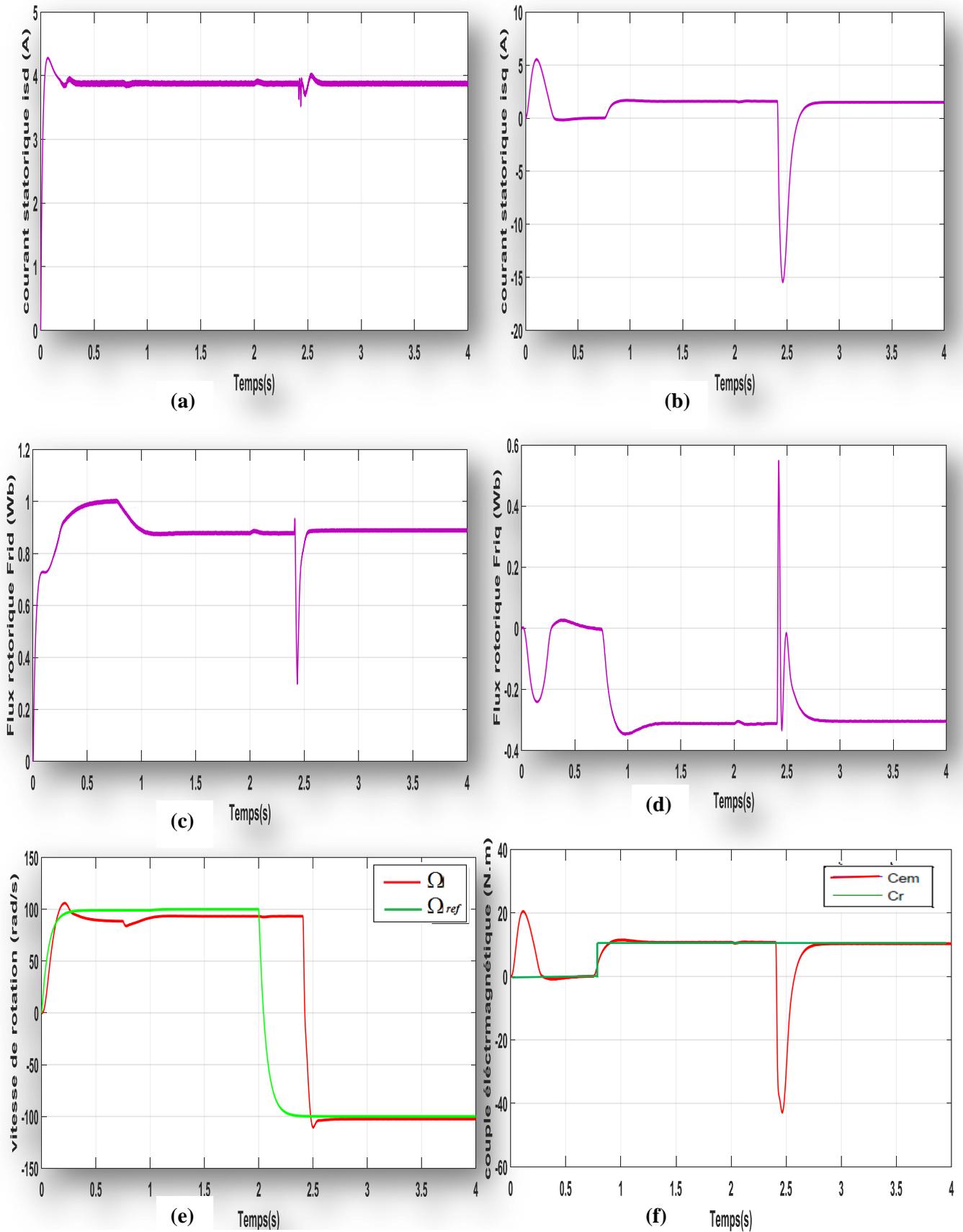


Figure II.6: Commande vectorielle de la MAS en charge avec variation de sens de vitesse de rotation, (a): courant statorique  $i_{sd}$ , (b): courant statorique  $i_{sq}$ , (c): flux rotorique  $\Phi_{rd}$ , (d): flux rotorique  $\Phi_{rq}$ , (e): vitesse de rotation  $\Omega(t)$ , (f): couple électromagnétique  $C_{em}$ .

## **II.5 Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre une commande vectorielle de la machine asynchrone par des régulateurs PI classiques. Cette technique a rendu la commande de la machine asynchrone semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette technique de commande est acceptable pour la machine avec des paramètres nominaux, invariables, mais elle n'est pas robuste face aux variations de sens de rotation de la vitesse de la machine ainsi que l'introduction d'une perturbation telle que la charge du couple résistant.

Pour maintenir les performances dynamiques ciblées de la MAS on doit utiliser d'autres techniques de commande plus performantes telle que la commande robuste Backstepping qui sera développée et appliquée à la MAS dans le prochain chapitre.

# **Chapitre III**

## **Commande Backstepping de la machine asynchrone**

### 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'analyses 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 recherches ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. Le backstepping fait partie de ces nouvelles méthodes de contrôle. Il a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovic et Sussman (1989) d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales [12].

La technique du backstepping combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre très élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le backstepping permet, quant il ya en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Le backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction de contrôle de Lyapunov avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tous temps la stabilité globale du système compensé [13].

Ce chapitre présente l'application de la commande de Backstepping sur un système nonlinéaire en premier lieu. Nous avons ensuite développé cette loi de commande pour contrôler les grandeurs de sortie de la MAS. Des tests de simulation Matlab ont été effectués enfin pour valider les avantages que peut apporter le Backstepping à la MAS ainsi que sa robustesse tout en corrigeant les résultats obtenus lors de l'application de la commande vectorielle sur le même système, La MAS.

### III.2 Un peu d'histoire

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de commande des systèmes non linéaires utilisées dans le domaine de la commande des systèmes électromécaniques, parmi lesquelles [14], [15] nous pouvons citer:

- La commande Linéarisante par retour d'état entrée/sortie qui a été appliquée au moteur asynchrone et à réactance variable.
- La commande Linéarisante entrée/sortie qui a été employée pour obtenir une commande à rendement élevé des moteurs à induction.
- La commande Backstepping qui a été employée pour concevoir des rétroactions de rendement pour un moteur asynchrone et pour un moteur à courant continu.
- La commande passive qui a été utilisée pour estimer le flux de rotor dans les moteurs asynchrones.
- La commande à structure variable (mode de glissement) qui a été formulée pour l'usage avec des moteurs DC, synchrones et asynchrones.

L'origine du Backstepping n'est pas tout à fait claire, ceci est dû à l'apparition simultanée et souvent implicite dans les articles publiés dès 1980. Cependant, il est juste de dire que le Backstepping a reçu beaucoup d'attention, grâce aux travaux du professeur V. Kokotovic et ses collaborateurs [16], [17], [18]. Cette commande a été inspirée par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotović et Sussmann (1989) d'autre part [19].

Le vrai Backstepping a été découvert seulement quand cette approche a été développée pour les systèmes non linéaires avec l'incertitude structurée [15]. Avec le Backstepping adaptatif, Kanellakopoulos, Kootovic et Morse (1991) ont réalisé la stabilisation globale en présence des paramètres inconnus, et avec le Backstepping robuste, freeman et Kokotovic (1992, 1993) et Marino et Tomie (1993) ont réalisé la stabilisation globale en présence des perturbations.

Afin de le rendre applicable aux procédés industriels, le Backstepping a été modifié par certains chercheurs [20], [21]. Ces modifications concernent essentiellement le comportement de la commande, les erreurs résiduelles, la présence des retards, les déphasages non minimaux et le couplage.

### III.3 Application du backstepping sur des systèmes

Le Backstepping a sa version de base utilisée avec plusieurs formes, Backstepping intégrateur, Backstepping adaptatif et Backstepping hybride.

Dans les étapes suivantes, nous présentons la version de base de Backstepping intégrateur, qui introduit la procédure récursive de design.

#### III.3.1 Application sur un système de ordre 3

Afin d'illustrer le principe de la méthode du Backstepping, on considère le cas des systèmes nonlinéaires d'ordre 3 écrit sous la forme des équations suivantes:

$$\dot{x}_1 = \varphi_1^T(x_1) \times \vartheta + \psi_1(x_1) \times x_2 \quad (\text{III.1})$$

$$\dot{x}_2 = \varphi_2^T(x_1, x_2) \times \vartheta + \psi_2(x_1, x_2) \times x_3 \quad (\text{III.2})$$

$$\dot{x}_3 = \varphi_3^T(x_1, x_2, x_3) \times \vartheta + \psi_3(x_1, x_2, x_3) \times u \quad (\text{III.3})$$

Où

$x_1, x_2, x_3$ : sont les variables d'état du système

$u$  et  $y$ : sont respectivement l'entrée et la sortie du système.

$\varphi_i(\cdot)$  et  $\psi_i(\cdot)$ : sont des fonctions nonlinéaire connus.

Le vecteur des paramètres est supposé connu. On désire faire suivre à la sortie  $y = x_1$ , les signaux de référence  $y_r$  ou  $\dot{y}_r$ ,  $\ddot{y}_r$ ,  $\dddot{y}_r$ , sont supposés connus et uniformément bornés. Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes.

#### 1<sup>ère</sup> Etape

On considère d'abord le premier sous-système donné par équation (III.1), ou la variable d'état  $x_2$  est traitée comme une commande et l'on définit la première valeur désirée  $\alpha_0 = y_r$ .

Soit la variable d'erreur  $\varepsilon_1$  entre  $x_1$  et sa référence ( $\alpha_0 = y_r$ ) donnée par:

$$\varepsilon_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{III.4})$$

Ce qui donne la dérivée d'erreur:

$$\dot{\varepsilon}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{III.5})$$

En substituant (III.1) dans (III.5), nous obtenons:

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \vartheta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{III.6})$$

Pour un tel système, la fonction de Lyapunov candidate est :

$$V_1(\varepsilon_1) = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 \quad (\text{III.7})$$

La dérivée de (III.7) est donc:

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 \quad (\text{III.8})$$

En substituant (III.6) dans (III.8), nous obtenons:

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_1 \left[ \varphi_1^T \vartheta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \right] \quad (\text{III.9})$$

Pour que le premier sous-système décrit par (III.1) soit stable, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov donnée par (III.9) soit strictement négative ( $\dot{V}_1 < 0$ ). Un choix judicieux de  $x_2$  rendait  $\dot{V}_1$  négative et assure la stabilité de l'origine du sous système (III.1). Prenons comme valeur de  $x_2$  la fonction  $\alpha_1$ , telle que :

$$\varphi_1^T \vartheta + \psi_1 \alpha_1 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 \varepsilon_1 \quad (\text{III.10})$$

Où  $k_1 > 0$  est un paramètre de design. Cela donne :

$$\alpha_1 = x_2 = \frac{1}{\psi_1} \left[ -k_1 \varepsilon_1 - \varphi_1^T \vartheta + \dot{\alpha}_0 \right] \quad (\text{III.11})$$

En substituant (III.10) dans (III.9), nous obtenons:

$$\dot{V}_1 = -k_1 \varepsilon_1^2 < 0 \quad (\text{III.12})$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine du sous-système (III.1).

### 2<sup>ème</sup> Étape

On considère maintenant le deuxième système sous-système (III.2) et l'on définit la nouvelle variable d'erreur:

$$\varepsilon_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III.13})$$

qui représente l'écart entre la variable d'état  $x_2$  et sa valeur désirée  $\alpha_1$ . A cause du fait que  $x_2$  ne peut être forcée à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence  $\alpha_1$ , l'erreur  $\varepsilon_2$  n'est pas, instantanément, nulle. Le design dans cette étape consiste, alors, à la forcer à s'annuler avec une certaine dynamique, choisie au préalable.

La dérivée d'erreur donnée par (III.13) est donc :

$$\dot{\varepsilon}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \quad (\text{III.14})$$

En utilisant (III.6) et (III.13), on obtient la dynamique de l'erreur  $\varepsilon_1$

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \mathcal{G} - \dot{\alpha}_0 + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1) \quad (\text{III.15})$$

En substituant (III.2) dans (III.14), on obtient la dynamique de l'erreur  $\varepsilon_2$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi_2^T \mathcal{G} - \dot{\alpha}_1 + \psi_2 x_3 \quad (\text{III.16})$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = V_1 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 \quad (\text{III.17})$$

Cette fonction (III.17) a pour dérivée :

$$\dot{V}_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = \dot{V}_1 + \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2 \quad (\text{III.18})$$

A partir des équations (III.13), (III.15) et (III.16), cette dérivée devient :

$$\dot{V}_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = -k_1 \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2 \left[ \varphi_2^T \mathcal{G} + \psi_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \right] \quad (\text{III.19})$$

Pour que le deuxième sous système donné par (III.2) soit stable, il faut que la fonction de Lyapunov (III.19) soit strictement négative ( $\dot{V}_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) < 0$ ). Un bon choix de la valeur de  $x_3$  peut satisfaire cette condition. Pour cela, on pose:

$$\varphi_2^T \mathcal{G} + \psi_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_2 \varepsilon_2 \quad (\text{III.20})$$

Où  $k_2 > 0$  est une constante positive.

On a  $\alpha_2 = x_3$ , on obtient donc:

$$\alpha_2 = x_3 = \frac{1}{\psi_2} \left[ \dot{\alpha}_1 - \varphi_2^T \mathcal{G} - k_2 \varepsilon_2 \right] \quad (\text{III.21})$$

En introduisant (III.21) dans (III.19), on obtient :

$$\dot{V}_2 = -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 < 0 \quad (\text{III.22})$$

Ce qui assure la stabilité asymptotique de l'origine de deuxième sous système (III.2).

### 3<sup>ème</sup> Étape

Nous considérons maintenant le sous-système (III.3) et nous définissons la nouvelle variable d'erreur correspondante par:

$$\varepsilon_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (\text{III.23})$$

La dérivée d'erreur donnée par (III.23) est donc :

$$\dot{\varepsilon}_3 = \dot{x}_3 - \dot{\alpha}_2 \quad (\text{III.24})$$

En utilisant (III.24) et (III.3), on obtient la dynamique de l'erreur  $\varepsilon_3$

$$\dot{\varepsilon}_3 = \varphi_3^T \vartheta - \dot{\alpha}_2 + \psi_3 u \quad (\text{III.25})$$

La fonction de Lyapunov dans ce cas est :

$$V_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = V_2 + \frac{1}{2} \varepsilon_3^2 \quad (\text{III.26})$$

La dérivée de cette dernière équation est :

$$\dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = \dot{V}_2 + \varepsilon_3 \dot{\varepsilon}_3 \quad (\text{III.27})$$

A partir des équations (III.22) et (III.27), cette dérivée devient :

$$\dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3 [\Psi_3 u + \varphi_3^T \vartheta - \dot{\alpha}_2] \quad (\text{III.28})$$

Pour que le troisième sous système donné par (III.3) soit stable, il faut que la fonction de Lyapunov (III.28) soit strictement négative ( $\dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) < 0$ ). Un bon choix de la loi de commande  $u$  peut satisfaire cette condition. Pour cela, on pose:

$$\Psi_3 u + \varphi_3^T \vartheta - \dot{\alpha}_2 = -k_3 \varepsilon_3 \quad (\text{III.29})$$

Où  $k_3 > 0$  est une constante positive.

En introduisant (III.28) dans (III.27), on obtient :

$$\dot{V}_3 = -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 - k_3 \varepsilon_3^2 < 0 \quad (\text{III.30})$$

La loi de commande  $u$  est déduit à partir de (III.29), ce qui donne:

$$u = \frac{1}{\Psi_3} \left[ \dot{\alpha}_2 - \varphi_3^T \vartheta - k_3 \varepsilon_3 \right] \quad (\text{III.31})$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine du système global décrit par (III.1), (III.2) et (III.3).

### III.3.2 Application sur un système de ordre $n$

L'application récursive du Backstepping permet l'extension de la procédure de synthèse aux systèmes de la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \varphi_1^T(x_1)\vartheta + \psi_1(x_1)x_2 \\ x_2 = \varphi_2^T(x_1, x_2)\vartheta + \psi_2(x_1, x_2)x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = \varphi_{n-1}^T(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})\vartheta + \psi_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})x_n \\ \dot{x}_n = \varphi_n^T(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)\vartheta + \psi_n(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)u \end{array} \right. \quad (\text{III.32})$$

Où :  $\varphi_i(0) = 0$  et  $\psi_i \neq 0$  pour  $1 \leq i \leq n$

La procédure de synthèse commence avec la première équation du système (III.32). Le changement de variable adéquat à chaque *étape*  $i$  permet d'appliquer le Backstepping récursivement, en rajoutant l'équation  $(i+1)$ . Partant de  $\alpha_0$ , on construit les différents  $\alpha_i$  et les fonctions de Lyapunov  $V_i$ . Ce qui donne:

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_r \quad (\text{III.33})$$

$$(x_{i+1})_d = \alpha_i = \frac{1}{\psi_i} \left[ \sum_{k=1}^{i-1} \left( \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} \psi_k x_{k+1} + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(k)}} y_r^{(k)} \right) - \psi_{i-1} \varepsilon_{i-1} - k_i \varepsilon_i - w_i^T \vartheta \right] \quad (\text{III.34})$$

Où:  $i = 1, \dots, n$ ;  $\varepsilon_i = x_i - \alpha_{i-1}$  et  $w_i = \varphi_i - \sum_{k=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} \varphi_k$

Les différentes fonctions de Lyapunov sont données par :

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i [x_j - \alpha_{j-1}]^2 \quad (\text{III.35})$$

La commande  $u$ , qui permet d'atteindre la stabilité asymptotique du système globale est donnée par la dernière commande virtuelle  $\alpha_n$ .

### III.4 Application du backstepping sur la MAS

La MAS pose des problèmes difficiles pour sa commande, son modèle dynamique est non linéaire et hautement couplé dû à l'absence de découplage naturel entre l'inducteur (stator) et l'induit (rotor) ce qui rend sa commande plus complexe que celle d'une machine à courant continu.

Dans cette partie, on se propose d'éliminer les régulateurs PI classiques dans la commande vectorielle de la machine et de les remplacer par des lois de commande par Backstepping.

Considérons le modèle de la machine asynchrone dans le système d'axe  $(d,q)$  et qui inclut les dynamiques électrique et mécanique de la machine donné par équation (I.56) et en considérant  $\varphi_{rd} = \Phi_d$  et  $\varphi_{rq} = 0$ . Ce qui donne le système de la MAS suivant:

$$\frac{d}{dt} i_{s\alpha} = \left( -\frac{R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2}}{l_s \sigma} \right) i_{s\alpha} + \frac{M R_r}{l_r^2 l_s \sigma} \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma l_s} V_{s\alpha} \quad (\text{III.36})$$

$$\frac{d}{dt} i_{s\beta} = \left( -\frac{R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2}}{l_s \sigma} \right) i_{s\beta} - \frac{M \omega}{l_r l_s} \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma l_s} V_{s\beta} \quad (\text{III.37})$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} = \frac{M R_r}{l_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{l_r} \varphi_{r\alpha} \quad (\text{III.38})$$

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{3n_p M}{2J l_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \quad (\text{III.39})$$

Le développement de la commande Backstepping dans ce cas se fait selon les étapes suivantes:

### 1<sup>ère</sup> Etape:

L'objectif de cette étape est d'éliminer les erreurs de poursuite de vitesse de rotation  $\Omega(t)$  ainsi que le flux  $\Phi$ . Pour cela on considère les deux sous-systèmes (III.38) et (III.39). On définit l'erreur  $e_1$  entre la vitesse mesurée  $\Omega$  et la vitesse de référence  $\Omega_{\text{réf}}$  et  $e_2$  l'erreur entre le module de flux  $\Phi$  et sa référence  $\Phi_{\text{réf}}$ . On a donc:

$$e_1 = \Omega_{\text{réf}} - \Omega \quad (\text{III.40})$$

$$e_2 = \Phi_{\text{réf}} - \Phi \quad (\text{III.41})$$

Et leurs dynamiques sont données par :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{\text{réf}} - \dot{\Omega} \quad (\text{III.42})$$

$$\dot{e}_2 = \dot{\Phi}_{\text{réf}} - \dot{\Phi} \quad (\text{III.43})$$

La première fonction de Lyapunov est choisie tel que :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{III.44})$$

La dérivée de (III.44) est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (\text{III.45})$$

En substituant (III.42) et (III.43) dans (III.45), on obtient :

$$\dot{V}_1 = e_1 \left( \dot{\Omega}_{\text{réf}} - \frac{3n_p M}{2Jl_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta}) + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) + e_2 \left( \dot{\Phi}_{\text{réf}} - \frac{MR_r}{l_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{l_r} \varphi_{r\alpha} \right) \quad (\text{III.46})$$

Pour que les objectifs de poursuite de la tension et le flux à leur référence sont réalisés en assurant la stabilité asymptotique, il faut satisfaire donc  $\dot{V}_1 < 0$ . Pour cela, on choisit les références des composantes du courant qui représentent les fonctions stabilisantes comme suit, en posant d'abords:

$$\dot{\Omega}_{\text{réf}} - \frac{3n_p M}{2Jl_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta \text{ ref}}) = -k_1 e_1 \quad (\text{III.47})$$

$$\dot{\Phi}_{\text{réf}} - \frac{MR_r}{l_r} i_{s\alpha \text{ ref}} - \frac{R_r}{l_r} \varphi_{r\alpha} = -k_2 e_2 \quad (\text{III.48})$$

A partir des équations (III.46) et (III.47), on obtient:

$$i_{s\alpha \text{ ref}} = \frac{1}{\Phi_d} \frac{2 J l_r}{3 n_p M} \left[ k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{\text{réf}} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right] \quad (\text{III.49})$$

A partir des équations (III.46) et (III.48), on obtient:

$$i_{s\alpha \text{ ref}} = \left( k_2 e_2 - \frac{R_r}{l_r} \varphi_{r\alpha} \right) \frac{l_r}{M R_r} \quad (\text{III.50})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient donc:

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0 \quad (\text{III.51})$$

Où  $k_1, k_2$  sont des constantes positives.

En satisfaisant cette condition (III.51), les sous-systèmes (III.38) et (III.39) sont asymptotiquement stables.

2<sup>ème</sup> Etape

L'objectif de cette étape est d'éliminer l'erreur des tensions de commande ( $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ ). Pour cela on considère les sous-systèmes (III.36) et (III.37) qui contiennent ces tensions.

On définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références par:

$$e_3 = i_{s\beta \text{ réf}} - i_{s\beta} \quad (\text{III.52})$$

$$e_4 = i_{s\alpha \text{ réf}} - i_{s\alpha} \quad (\text{III.53})$$

Et leurs dynamiques sont données par :

$$\dot{e}_3 = \dot{i}_{s\beta \text{ réf}} - \dot{i}_{s\beta} \quad (\text{III.54})$$

$$\dot{e}_4 = \dot{i}_{s\alpha \text{ réf}} - \dot{i}_{s\alpha} \quad (\text{III.55})$$

La dynamique du système (III.54) et (III.55) est devenue donc:

$$\dot{e}_3 = \dot{i}_{s\beta \text{ réf}} - \left( \left( \begin{array}{c} R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2} \\ -\frac{l_s \sigma}{l_r} \end{array} \right) i_{s\alpha} - \frac{M \omega}{l_r l_s} \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma l_s} V_{s\beta} \right) \quad (\text{III.56})$$

$$\dot{e}_4 = \dot{i}_{s\alpha \text{ réf}} - \left( \left( \begin{array}{c} R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2} \\ -\frac{l_s \sigma}{l_r} \end{array} \right) i_{s\alpha} + \frac{M R_r}{l_r^2 l_s \sigma} \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma l_s} V_{s\alpha} \right) \quad (\text{III.57})$$

Les lois de commande réelles de la machine  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  apparaissent dans (III.56) et (III.57), on peut aller enfin à l'étape finale. Pour cela on propose la fonction de Lyapunov finale suivante:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}(e_3^2 + e_4^2) \quad (\text{III.58})$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (\text{III.59})$$

Afin de satisfaire la condition de stabilité du système donné par les équations (III.36), (III.37), (III.38) et (III.39), l'équation (III.59) doit être mise sous la forme suivante:

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 \quad (\text{III.60})$$

Où  $k_3, k_4$  sont des constantes positives.

Avec:

$$\dot{i}_{s\beta \text{ réf}} - \left( \left( -\frac{R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2}}{l_s \sigma} \right) i_{s\alpha} - \frac{M \omega}{l_r l_s} \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma l_s} V_{s\beta} \right) = -k_3 e_3 \quad (\text{III.61})$$

$$\dot{i}_{s\alpha \text{ réf}} - \left( \left( -\frac{R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2}}{l_s \sigma} \right) i_{s\alpha} + \frac{M R_r}{l_r^2 l_s \sigma} \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma l_s} V_{s\alpha} \right) = -k_4 e_4 \quad (\text{III.62})$$

On détermine finalement les loi de commandes  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  à partir des équations (III.61) et (III.62); on obtient:

$$V_{s\beta} = \sigma l_s \left[ \dot{i}_{s\beta \text{ réf}} + \frac{R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2}}{l_s \sigma} i_{s\alpha} + \frac{M \omega}{l_r l_s} \varphi_{r\alpha} + k_3 e_3 \right] \quad (\text{III.63})$$

$$V_{s\alpha} = \sigma l_s \left[ \dot{i}_{s\alpha \text{ réf}} + \frac{R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2}}{l_s \sigma} i_{s\alpha} - \frac{M R_r}{l_r^2 l_s \sigma} \varphi_{r\alpha} + k_4 e_4 \right] \quad (\text{III.64})$$

### III.5 Simulation de la commande Backstepping de la MAS

Nous allons présenté dans ce paragraphe les résultats de simulation de la machine asynchrone contrôlée par la commande robuste Backstepping.

#### III.5.1 Résultats de simulation de la MAS en charge

Tout d'abord, nous simulons la commande de la MAS en charge avec  $C_r(t) = 10 N.m$ . Ce couple résistant est introduit à  $t=0.75s$  et nous choisissons comme vitesse de rotation de référence  $\Omega_{ref}(t) = 100 \text{ rad/s}$  et le flux rotorique de référence  $\varphi_{rd \text{ réf}}(t) = 1 \text{ Wb}$ . Les résultats de simulation de la commande de la MAS dans ce cas sont données par figure (III.1).

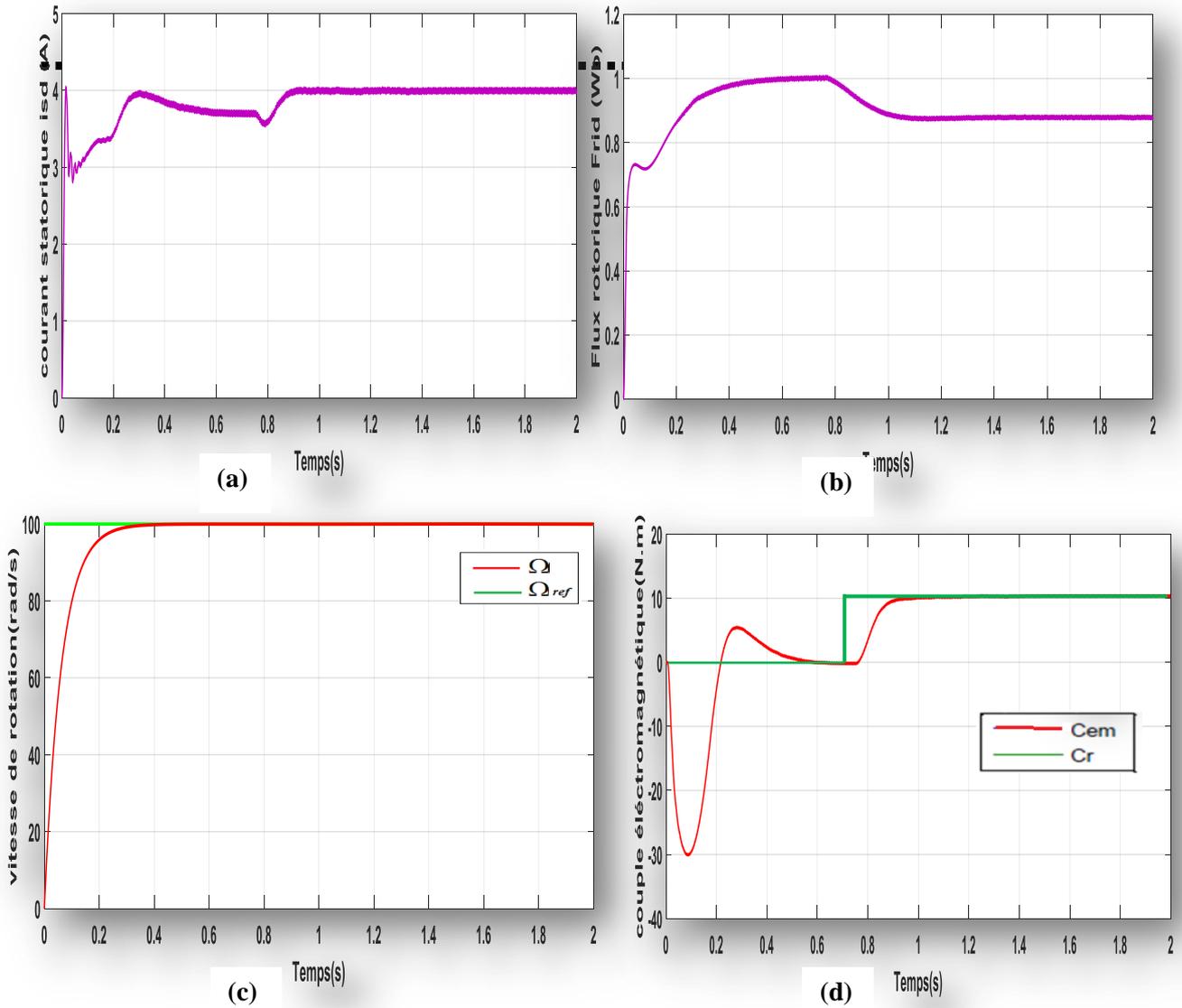
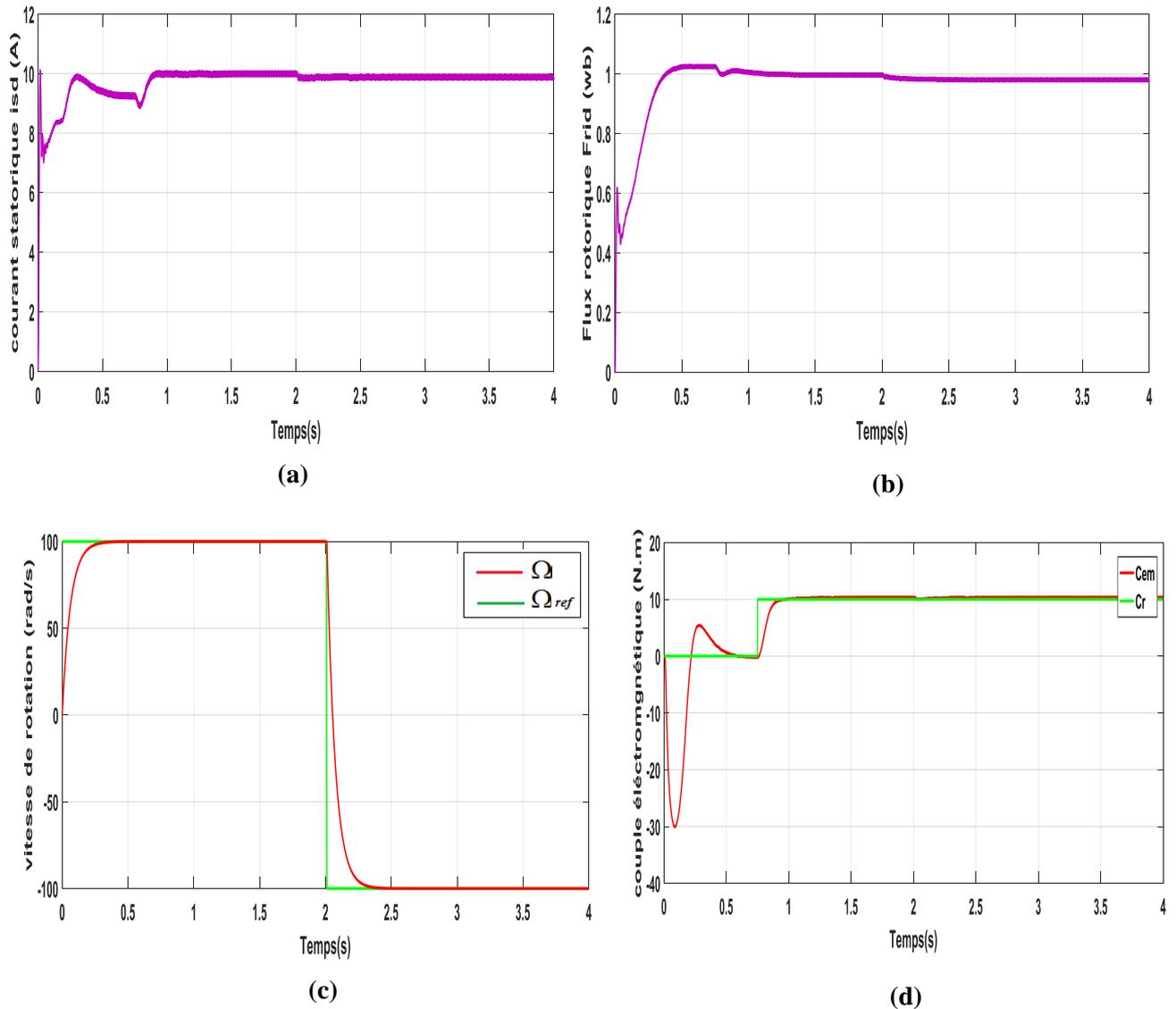


Figure III.1: *Commande Backstepping de la MAS en charge, (a): courant statorique  $i_{sd}$ , (b): flux rotorique  $\varphi_{rd}$ , (c): vitesse de rotation  $\Omega(t)$ , (d): couple électromagnétique  $C_{em}$ .*

### III.5.2 Résultats de simulation de la MAS en charge avec variation de sens de rotation de la vitesse de la MAS

Nous simulons maintenant la commande de la MAS en charge avec  $C_r(t) = 10 N.m$ . Ce couple résistant est introduit à  $t = 0.75$  s et nous choisissons comme flux rotorique de référence  $\varphi_{rd ref}(t) = 1 Wb$  et nous changeons le sens de rotation de la vitesse de référence  $\Omega_{ref}(t)$  à  $t = 2$  s de  $100 rad/s$  à  $-100 rad/s$ . Les résultats de simulation de la commande de la MAS dans ce cas sont données par figure (III.2).



**Figure III.6:** Commande Backstepping de la MAS en charge avec variation de sens de vitesse de rotation, (a): courant statorique  $i_{sd}$ , (b): flux rotorique  $\varphi_{rd}$ , (c): vitesse de rotation  $\Omega(t)$ , (d): couple électromagnétique  $C_{em}$

### III. 5.3 Interprétation des résultats de la commande Backstepping

Nous simulons En examinant les résultats de simulation obtenus, nous pouvons relever les constatations suivantes:

- En charge pour  $C_r=10$  N.m appliqué à  $t=0.75$ s; on peut remarquer:  
La valeur de la vitesse de rotation donnée par Figure (III.1.c) converge parfaitement vers sa référence (100 rad/s) malgré l'introduction de la charge.

Le couple électromagnétique schématisé par Figure (III.1.d) se stabilise et s'annule au régime permanent lorsque  $C_r=0\text{N.m}$  et il atteint ensuite la valeur du couple résistant ( $C_r=10\text{ N.m}$ ) dès son application à la machine.

L'amplitude du flux rotorique illustré par Figures (III.1.b) rejoint sa référence  $1\text{Wb}$  et à  $t=0.75\text{s}$  et il diminue légèrement à cause de l'application de la charge. L'amplitude des courants statoriques change suite à l'augmentation de la charge de la machine, Figure (III.1.a)

- En charge pour  $C_r=10\text{ N.m}$  appliqué à  $t=0.75\text{s}$  avec changement de sens de rotation de la vitesse de rotation de la machine, On peut remarquer:

La vitesse de rotation du moteur donnée par Figure (III.2.c) suit parfaitement sa référence quelque soit les perturbations considérées dans ce cas.

Le couple électromagnétique schématisé par Figure (III.2.d) se stabilise et s'annule au régime permanent lorsque  $C_r=0\text{N.m}$  et il atteint ensuite la valeur du couple résistant ( $C_r=10\text{ N.m}$ ) dès son application à la machine.

L'amplitude du flux rotorique illustré par Figures (III.2.b) rejoint sa référence  $1\text{Wb}$ . On remarque aussi une légère diminution à  $t=0.75\text{s}$ , lors de l'application de la charge, et à  $t=2$  au moment de changement de sens de rotation

L'amplitude du courant statorique donné par Figure (III.2.a) change suite à l'augmentation de la charge de la machine à  $t=0.75\text{s}$

Les résultats de simulation obtenus présentent une amélioration remarquable si on les compare avec celles acquies lors de l'application de la commande vectorielle à la MAS (voir chapitre 2). Ce résultat confirme encore une fois la robustesse de la commande Backstepping vis-à-vis les les perturbations considérées.

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la commande par le Backstepping, qui est une méthode basée sur la méthode directe de Lyapunov. Cette loi de commande récursive est systématique et simple, tous en stabilisant le système à contrôler, la MAS.

Les résultats de simulation ont prouvé la robustesse d'une telle technique de commande.

**Conclusion générale  
et  
perspectives**

## *Conclusion générale et Perspectives*

Le travail effectué dans le cadre de ce mémoire porte essentiellement sur la commande de la machine asynchrone. L'orientation de ce travail a été volontairement choisie afin de satisfaire des exigences liées pour le contrôle en vitesse de la machine asynchrone. Ces exigences s'étalent sur plusieurs axes, et nécessitent le soulèvement de plusieurs problématiques : robustesse et bonnes performances de la commande.

Notre travail consiste à proposer et à étudier la commande du moteur asynchrone par les commandes suivantes: Vécotorielle à flux rotorique et le Backstepping. Les structures de commandes ainsi obtenues, emploient, pour le besoin de commande, les grandeurs issues du moteur à savoir le flux rotorique et la vitesse.

Nous avons proposé dans le cadre de ce mémoire :

La première partie de ce travail a été consacrée à la modélisation et la simulation de la MAS en boucle ouverte.

La deuxième partie a été dédiée à l'étude de la commande par la stratégie d'orientation de flux rotorique d'un moteur asynchrone alimenté en tension. Le choix convenable du modèle associé au choix du référentiel est l'étape primordiale dans cette étude. La commande par orientation de flux est devenue faisable sur ce type de machines grâce à la possibilité de découplage de flux et du couple, de façon, presque analogue, à celle appliquée sur la machine à courant continu. Les résultats de simulation obtenus montrent que le régime transitoire est moins oscillant et qu'avec un simple régulateur classique, du type PI, les variations brusques de la charge sont amorties. On a montré aussi par simulation que la commande vectorielle par les régulateurs classiques du moteur asynchrone est sensible aux perturbations.

Dans la troisième partie de ce travail, on a présenté l'aspect théorique du Backstepping et exposer les étapes permettant d'établir la commande globale et qui assurent la stabilité du système non linéaire avec application aux systèmes du troisième ordre et  $n^{\text{ième}}$  ordre. Cette partie est suivie de l'étude de la commande de la machine par la technique du Backstepping. Pour faire face à la robustesse et aux perturbations, on a choisi la technique de la commande Backstepping basée sur la théorie de Lyapunov, qui consiste à trouver des lois de commande qui stabilisent notre système. A la lumière des résultats de simulation obtenus, on peut conclure que l'objectif de cette étude est atteint, la technique du Backstepping offre de très

bonnes performances de commande est un bon suivi des références de la machine soumises au différent régime de fonctionnement.

Ce travail est loin d'être terminé, il reste quelques points à examiner. Pour cela on propose comme perspectives :

- De tester les commandes développées dans ce mémoire sur un processus réel .
- D'utiliser d'autre stratégies de commande robuste telles que : le mode glissant, la commande hybride mode glissant Backstepping.
- D'utiliser l'intelligence artificielle comme les algorithmes génétiques ou bien la logique floue pour calculer les différents gains dans les différentes commandes utilisées.

# **ANNEXE**

## *Annexe*

Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans la simulation sont:

$R_s = 4.85\Omega$  Résistance du stator.

$R_r = 3.805 \Omega$  Résistance du rotor.

$L_s = 0.274 \text{ H}$  Inductance du stator.

$L_r = 0.274 \text{ H}$  Inductance du rotor.

$M = L_m = 0.258 \text{ H}$  Inductance Mutuelle.

$P_n = 1.5 \text{ KW}$  puissance électrique.

$J = 0.031 \text{ Kg/m}^2$  Moment d'inertie.

$f_r = 0.008 \text{ N.m. Sec/rad}$  Coefficient de frottement.

$p = 2$  Nombre de pair de pôle.

$\eta_n = 0.78$  Rendement nominal.

$N_n = 1428 \text{ tr /min}$  Vitesse nominale.

$f = 50$  Fréquence nominale.

$I_n = 6.31$  Courant nominale.

$\cos\phi_0 = 0.8$  Facteur de puissance nominal.

$V_n = 200$  Tension nominale.

# **Bibliographie**

## ***Bibliographie***

- [1] KHEDHER Adel « Sur l'Amélioration de la Robustesse de Lois de Commande pour Moteur à Induction », Thèse en Genie Electrique à Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax, Février 2006.
- [2] M.BAZI Smail « Contribution à la commande Robuste d'une machine Asynchrone par la technique PSO : Particle Swarm Optimization », Mémoire en Electricité Industrielle à l'Université de Batna, Mai 2009
- [3] FENNOUH Elhachem «Apport des onduleurs multiniveaux dans la commande de la machine asynchrone ». Mémoire en Electronique de Puissance à l'Université Hadj Lakhdar Batna, Juin 2012
- [4] BUCHE Gabriel « Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel Matlab/Simulink, Mémoire en Automatismes Industriel au Conservatoire National des Arts et Métiers Centre Régional Associé de Grenoble, Mars 2001
- [5] TRAORE Dramane « Commande Non Linéaire Sans Capteur de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat en Automatique et Informatique Appliquée à l'Ecole Centrale de Nantes, Année 2008
- [6] M.ZERBO Moussa « Identification des Paramètres et Commande Vectorielle Adaptative à Orientation du Flux Rotorique de la Machine Asynchrone à Cage », Thèse de Doctorat en Génie Electrique à l'Université du Québec à TROIS-RIVIERE, Janvier 2008,
- [7] MEHAZZEM Fateh « Contribution à la commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction Electriques », Thèse de Doctorat en Electronique, Optronique et Systèmes à l'école Doctorale ICMS, Décembre 2010,
- [8] EZZIANI Nabil « Commande Adaptative Floue Backstepping d'une Machine Asynchrone avec et sans Capteur Mécanique », Thèse en Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal à l'Université de Reims Champagne Ardenne, Avril 2010,
- [9] KHEDHER Adel « Cours Commandes Machines et Energies Renouvelables », Cours d'Ingénierie à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sousse, Année 2014
- [10] S.RAFA « Simulation sur Matlab/Simulink et implémentation sur DSP/FPGA de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (PMSM) alimenté par un onduleur de tension a Modulation vectorielle (SVM) », PFE, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedienne, 2014
- [11] CAPITANEANU Stefan Laurentiu « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux », Thèse en Génie Electrique à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2002,

- [12] NGUYEN Dung « Etude de stratégies de modulation pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué », Thèse en Technologie de l'Information et des Systèmes (TIS) à l'Université de Technologie de Compiègne, Novembre 2011,
- [13] KHECHINI Dhekra « Conception et Implémentation d'une Commande DTC d'une Machine à Induction sur FPGA », Mémoire en Génie Electronique Industrielle à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sousse, Juin 2013,
- [14] J. Chiasan, «Nonlinearcontrollers for an induction motor », Pergamon, Control Eng. Practice, Vol. 4, No. 7, pp.977-990, 1996.
- [15] PETAR Kokotovic, Murat Arcak «Nonlinear and Adaptive Control: An Abbreviated Status Report»
- [16] M. Krstic, I. Kanellakopoulos and P.V. Kokotovic, «Adaptive nonlinear control without over parametrization», Systems& Control Letters 19 (1992) 177-185
- [17] Miroslav Krstic, IoannisKanellakopoulos, et Petar V. Kokotovic, «Nonlinear Design of Adaptive Controllers for LinearSystems», IEEE transactions on automatic control, vol. 39, no. 4, April 1994
- [18] M. Krstic, I. Kanellakopoulos and P.V. Kokotovic, «Nonlinear and Adaptive Control Design », Wiley, New Yourk, 1995.
- [19] Petar Kokotovic et Murat Arcak, «Constructive nonlinear control: ahistorical perspective», Automatica 37 (2001) .
- [20] ABDER RezakBenaskeur, « Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisé des systèmes non linéaires » thèse doctorat, Université LAVAL, QUÉBEC, 2000
- [21 ] ABDER RezakBenaskeur, Louis–Nicolas Paquin et André Desbiens «TowardIndustrialProcess Control Applications Of The Backstepping », Université Laval, Sainte-Foy (Québec), Canada G1K 7P4

## **Résumé**

Les systèmes non linéaires occupent une grande partie des systèmes utilisés dans l'industrie; parmi lesquels on trouve la machine asynchrone.

Dans ce travail, nous explorons d'abord la stratégie de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique pour contrôler la machine asynchrone en mettant l'accent sur le schéma d'implantation de cette commande et sur l'effet des perturbations sur ses performances. Cette technique est limitée en présence des perturbations. Pour cela, nous avons fait appel à d'autres commandes plus robuste et qui est basée sur la théorie de Lyapunov, dite commande Backstepping. Cette technique a pu stabiliser le moteur et améliorer la robustesse ainsi que les performance de la boucle de régulation.

### ***Mots clés :***

Moteur asynchrone, commande non linéaire, commande vectorielle par orientation du flux, commande backstepping, robustesse,