

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

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electromécanique.

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : **Automatique**

Spécialité : **Automatique et informatique industrielle**

Par

Mezhoud Taher

Intitulé

**Commande de vitesse et de position d'une machine
asynchrone**

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. KHENFER Riad</i>	<i>MCA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. MEDJMADJ Slimane</i>	<i>Pr</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M.TALHAOUI Hicham</i>	<i>Pr</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2023/2024

Sommaire

Introduction général	07
----------------------------	----

Chapitre I : Modélisation & simulation de la machine asynchrone

I.1. Introduction.....	08
I.2. Description de la machine asynchrone.....	08
I.3. Modélisation de la machine asynchrone.....	09
I.3.1. Définition de la machine asynchrone.....	09
I.3.2. Equations électriques.....	10
I.3.3. Equations magnétiques.....	10
I.3.4. Equation électromagnétique.....	11
I.4 Transformation de Park.....	12
I.4.1. Equations électriques.....	13
I.4.2. Equations magnétiques.....	13
I.4.3. Equation électromagnétique.....	13
I.5. Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	14
I.6. Résultats de simulation de la machine asynchrone.....	14
I.7. Conclusion.....	15

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1- Introduction.....	18
II.2.Principe de la commande vectorielle à flux oriente.....	18
II.3.Types de la commande vectorielle.....	20
II.3.1. Commande vectorielle directe.....	20
II.3.2. Commande vectorielle indirecte.....	21
II.4.Principe de la commande vectorielle direct à flux rotorique orienté.....	22
II.5.1. Régulateurs de courant.....	22
II.5.2 Régulateur du flux rotorique.....	23
II.5.3Régulateur de vitesse.....	24
II.6.Résultats de simulation	27
II.6.1.Essai suivi par une variation de charge.....	27

II.6.2.Essai en charge avec variation de vitesse.....	28
II.6.3.Essai en charge avec variation de la résistance statorique.....	30
II.6.4.Test en charge avec variation de la résistance rotorique.....	31
II.7.Conclusion.....	32

Chapitre III : Commande sans capteur de vitesse d'un MAS basé sur l'approche du MRAS

III.1. Introduction.....	34
III.2 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS.....	34
III.2.1 Modèles basés sur le flux rotorique.....	35
III.2.1.1 Modèle de référence (tension)	35
III.2.1.2 Modèle Ajustable (courant).....	36
III.2.1.3 Mécanisme d'adaptation.....	37
III.3 Simulation Simulations et interprétations.....	38
III.3.1 Test en charge de la MAS:.....	38
III.3.2 Test en charge avec inversion du sens de rotation.....	40
III.3.3.Test en charge avec variation de la résistance statorique..... ;.....	41
III.3.4. Test en charge avec variation de la résistance rotorique.....,	43
III.4 Conclusion.....	45
Conclusion Générale.....	46
Références.....	47
Annexe A.....	48
Résumé.....	49

Notations et symboles

MAS	: Machine asynchrone.
PI	: Proportionnel et intégral.
R_s, R_r	: Résistances d'enroulements statoriques (rotoriques) par phase.
J	: Inertie des masses tournantes.
F	: Coefficient de frottement visqueux.
T_r, T_s	: Constant de temps rotorique (statorique).
τ	: Coefficient de dispersion.
ϕ_s, ϕ_r	: Flux statorique (rotorique).
g	: Glissement.
ω_s, ω_r	: Pulsation de fréquence statorique (rotorique).
p	: Nombre de paires de pôles.
Θ_s	: Angle électrique statorique.
θ_r	: Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
ϕ_r	: Flux rotorique nominal.
Ω_r	: Vitesse rotorique nominal.
(u,v)	: Axes biphasés.

(d, q) : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.

(X, Y) : Axes correspondants au référentiel lié au rotor.

(α, β) : Axes correspondants au référentiel lié au stator.

$[P (\theta_{\text{obs}})]$: Matrice de transformation de Park.

K_p, K_i : Coefficients de proportionnalité et d'intégration.

τ : Coefficient d'amortissement.

K_p : Facteur de proportionnalité.

K_i : Facteur d'intégral.

X^* : Grandeur de référence.

\hat{X} : Grandeur estimée.

MLI : Modulation de largeur d'impulsio.

CVD : Commande vectorielle directe.

MRAS : Système adaptatif avec modèle de référence

V_{eff} : Valeur efficace des tensions d'alimentation.

ω_s : Pulsation d'alimentation

Listes de figures

Figure (I.1) : Moteur asynchrone à cage d'écureuil

Figure (I.2) : Modèle généralisé de la MAS triphasée.

Figure (I.3) : Modèle biphasé équivalent au modèle triphasé de la MAS.

Figure (I.4) : Schéma bloc globale de simulation de la MAS.

Figure (I.5) : Résultat de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=1.5s$

Figure (II.1) : Orientation du flux rotorique.

Figure (II.2): Commande vectorielle directe de la MAS

Figure (II.3) : Régulation des courants en boucle fermée

Figure (II.4) : Régulation du flux rotorique en boucle fermée.

Figure (II.5) : Régulation de vitesse en boucle fermée.

Figure (II.6) : Schéma globale de la commande vectorielle directe appliquée à la MAS.

Figure (II.7) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de MAS pour un fonctionnement en charge.

Figure (II.8) : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS pour un fonctionnement à une charge avec inversion de sens de rotation à l'instant $t=1.5s$.

Figure (II.9) : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement à une charge et variation de la résistance statorique

Figure (II.10) : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement à une charge et variation de la résistance rotorique

Figure. (III.1) Configuration de base de la méthode MRAS

Figure (III.2): MRAS basé sur Le flux rotorique

Figure. III.3 : Structure de l'estimateur MRAS

Figure (III.4) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS sans capteur mécanique pour un fonctionnement en charge

Figure (III.5) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS sans capteur mécanique pour un fonctionnement en charge avec inversion de sens de rotation.

Figure (III.6) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS sans capteur mécanique pour un fonctionnement en charge avec variation de la résistance statorique

Figure (III.7) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS sans capteur mécanique pour un fonctionnement en charge avec variation de la résistance rotorique

Introduction générale

Les industriels sont de plus en plus confrontés à la sûreté de fonctionnement des outils de production. Cette demande en termes de sûreté est motivée par des impératifs de production et se trouve actuellement au niveau des cahiers de charges imposés par les industriels à leurs fournisseurs. Ce n'est plus seulement le produit qui est vendu, mais l'assurance d'un taux de disponibilité garanti. Ces contraintes imposées par le marché nécessitent un changement dans la politique de la maintenance.

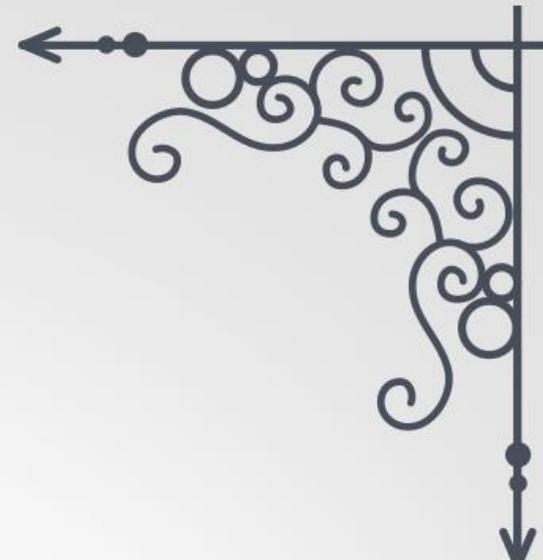
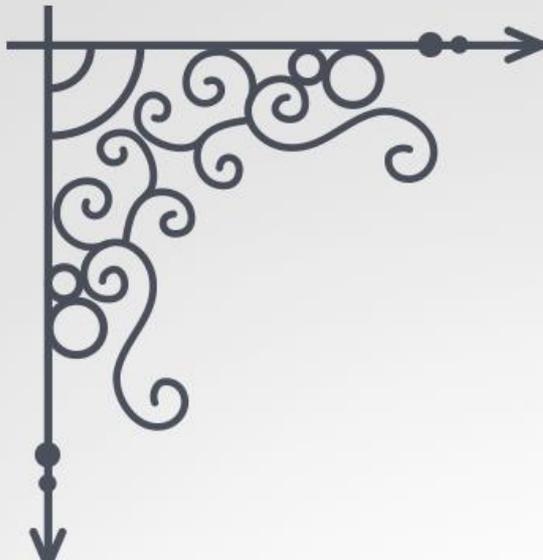
Les moteurs asynchrones ont longtemps été au service de l'industrie. Traditionnellement, ces machines étaient commandées par des équipements complexes et coûteux. Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans le monde industriel en raison de leur structure simple, de leur robustesse, de leur fiabilité et de leur faible coût de fabrication [1]. Cependant, en raison de l'absence de découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie du modèle, les machines asynchrones présentent un modèle non linéaire fortement couplé, ce qui rend leur commande très complexe malgré leur simplicité structurelle.

La commande vectorielle est l'une des stratégies de commande les plus populaires pour les machines asynchrones. Cette technique, également appelée commande vectorielle à flux orienté, a été développée dans les années 70 pour éliminer le couplage entre stator et rotor de la machine asynchrone, permettant ainsi un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante [2].

L'application de la commande vectorielle nécessite généralement l'utilisation d'un régulateur de flux qui requiert un capteur de flux, souvent coûteux. Son intégration dans les systèmes d'entraînement est délicate et demande une grande précision pour obtenir des résultats performants. C'est pourquoi des techniques de commande sans capteur de vitesse ont été développées, permettant la reconstruction du flux et de la vitesse [2].

Afin de répondre aux objectifs cités ci-dessus, ce mémoire sera organisé en trois chapitres :

1. Modélisation de la machine asynchrone et de leur alimentation en utilisant la transformation de Park pour formaliser le système triphasé sous forme d'un système biphasé équivalent, avec validation du modèle par simulation numérique sous Matlab.
2. Application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine asynchrone alimentée par un onduleur.
3. Élaboration d'une commande vectorielle avec un estimateur à modèle de référence MRAS, avec illustration des performances statiques et dynamiques par des résultats de simulation.



Chapitre I



Modélisation &
simulation de la
machine
asynchrone



I.1. Introduction : L'étude des comportements dynamiques et statiques de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique, décrivant au mieux son comportement et ceci dans le but d'élaborer des lois de commande adéquates pour un tel système physique. La machine asynchrone est présente dans de nombreux domaines tels que les transports (métros, trains, propulsion des navires), l'industrie (machines-outils) et l'électroménager. Son utilisation est favorisée par son principal avantage qui est l'absence de contacts électriques glissants, ce qui lui confère une structure simple et robuste facile à construire. Elle est utilisée dans une large gamme d'applications allant de quelques watts à plusieurs mégawatts [3].

La machine asynchrone est souvent exploitée en régime triphasé. Cependant sous certaines hypothèses simplificatrices et en appliquant la transformation de Park, nous pouvons adopter, pour représenter son comportement, un modèle mathématique diphasé qui peut être exprimé dans des repères particuliers. Dans ce chapitre, nous aborderons la modélisation de la machine asynchrone, permettant d'établir le modèle mathématique de la machine étudiée. La deuxième partie portera sur la transformation du système triphasé en système biphasé en utilisant la transformation de Park.

I.2. Description de la machine asynchrone : La machine asynchrone est constituée de :

- **Stator :** est composé d'un noyau de tôles empilées, comportant des encoches à l'intérieur, et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'un alternateur. Cet enroulement est généralement connecté à la source d'alimentation et constitue le primaire de la machine.
- **Rotor :** est constitué d'un anneau de tôles rainurées à l'extérieur, concentrique au stator, et séparé de celui-ci par un entrefer étroit de largeur constante. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit, constituant le secondaire. On distingue principalement deux types de structures de rotors :
- **Rotor à cage d'écureuil :** Il a l'apparence d'une cage cylindrique, avec à chaque extrémité une couronne métallique reliant les barres conductrices. À l'intérieur de cette cage se trouve un empilement de tôles avec l'axe du moteur passant en son centre.
- **Rotor bobiné :** Comme pour le rotor à cage d'écureuil, il est constitué de tôles empilées. Cependant, des encoches sont pratiquées pour le passage du bobinage. Ce bobinage est raccordé à une extrémité à des bagues sur l'axe du rotor. L'autre extrémité du bobinage est connectée en étoile, avec le point central formant le couplage étoile.

La figure ci-dessous représente le stator et le rotor de la machine asynchrone :

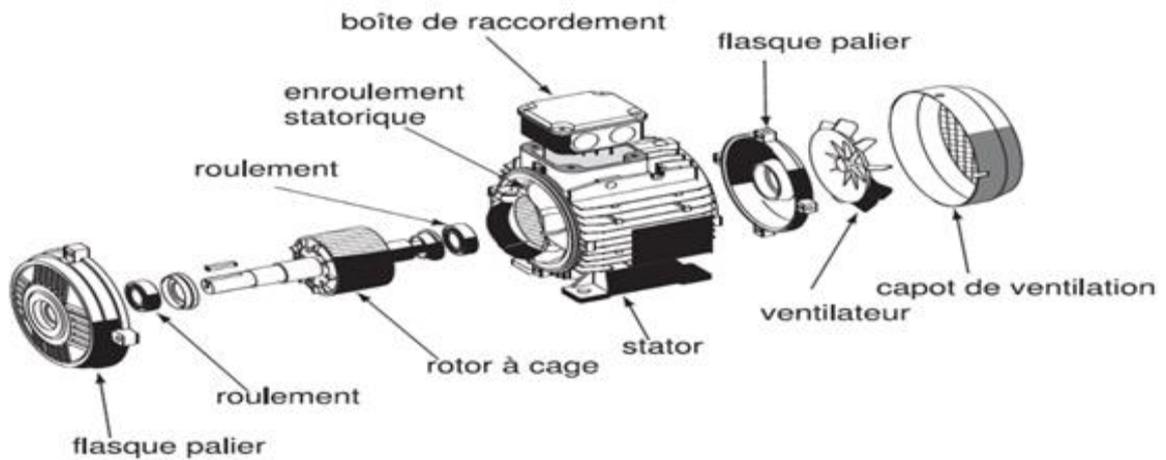


Figure (I.1) : Moteur asynchrone à cage d'écureuil

I.3. Modélisation de la machine asynchrone :

Le moteur asynchrone est une machine triphasée dont la représentation des différents enroulements statoriques et rotoriques sont donnée par la figure ci-dessous.

I.3.1. Définition de la machine asynchrone : La structure générale de la machine asynchrone est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statorique sont décalés entre elles d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotorique. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique et l'axe fixe de la phase statorique, comme représente la figure ci-dessous.

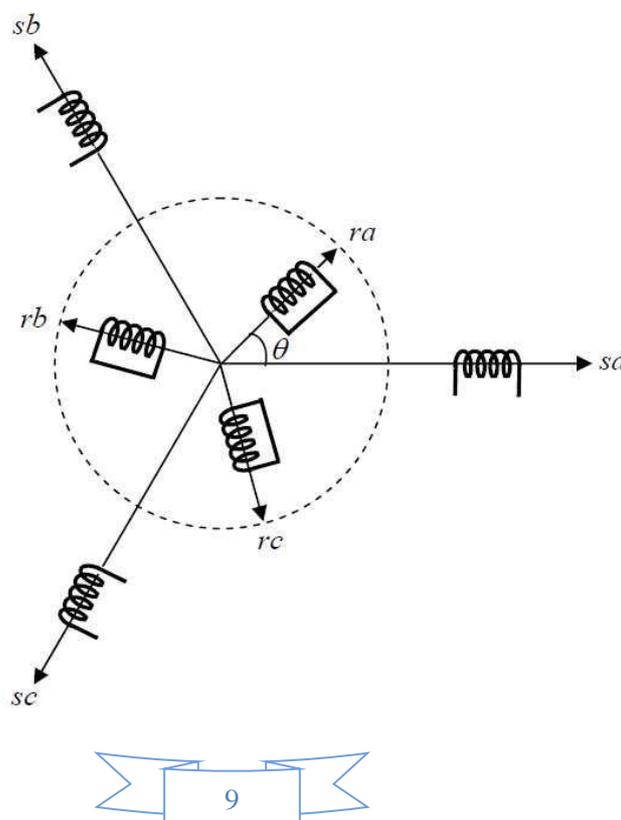


Figure (I.2) : Modèle généralisé de la MAS triphasée. [15]

I.3.2. Equations électriques : Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotorique sous forme matricielle sont :

$$\begin{pmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix} \quad (\text{I.1})$$

d'une manière plus raccourcie:

$$\begin{cases} [v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \\ [v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$[v_{sabc}] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]$: Vecteur de tension statorique,

$[v_{rabc}] = [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]$: Vecteur de tension rotorique,

$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]$: Vecteur de courant statorique,

$[i_{rabc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]$: Vecteur de courant rotorique,

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]$: Vecteur de flux statorique,

$[\varphi_{rabc}] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]$: Vecteur de flux rotorique.

I.3.3. Equations magnétiques : Les équations magnétiques représentant les flux statoriques et rotorique sont représentés par :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & L_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix}$$

D'une manière plus raccourcie

$$\begin{cases} [\varphi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \\ [\varphi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \end{cases} \quad (I.3)$$

Où:

$$[L_{ss}] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix}.$$

$$[M_{sr}] = M \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (I.4)$$

Avec:

L_s, L_r : Inductance propre d'une phase statorique (rotorique),

M_s, M_r : Inductance mutuelle entre phases statoriques (rotoriques),

$M_{1,2,3}$: Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique,

$[M_{sr}] = [M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator rotor,

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

I.3.4. Equation électromagnétique : L'étude de la caractéristique de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement, des paramètres électriques (tension, courant) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = p [i_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (I.5)$$

I.4. Transformation de Park : La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé, dans ce dernier référentiel, les paramètres sont représentés [4]. Cette transformation est considérée comme une substitution au passage du système triphasé au système biphasé figure I.3. Donc on peut avoir un système à coefficients constant.

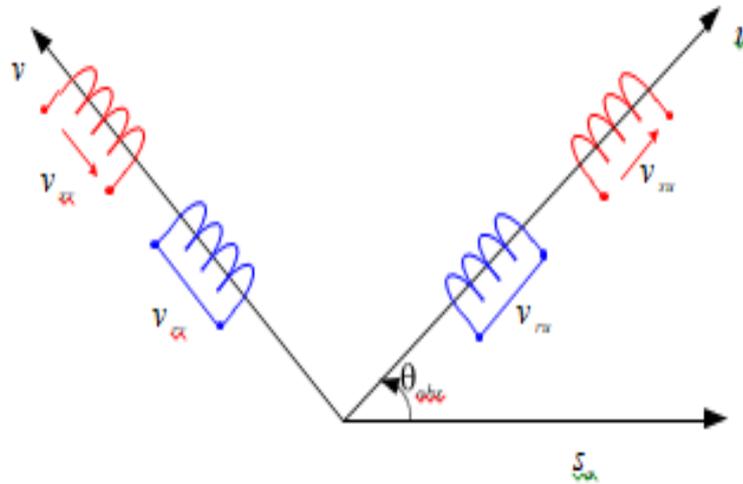


Figure (I.3) : Modèle biphasé équivalent au modèle triphasé de la MAS. [12]

Physiquement, l'application de la transformation de Park à la MAS correspond à une transformation des trois bobines (statorique et rotorique) à deux bobines équivalentes reprenant la même considération la matrice de passage du système triphasé au système biphasé (u, v) est donnée par [4] :

$$\begin{pmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{pmatrix} = [P(\theta)] \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} \quad (I.6)$$

La matrice de Park $[X_{abo}] = [P(\theta_r)][X_{abc}]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[p(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

dont la matrice inverse a pour forme :

$$[p(\theta_r)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}$$

L'application de la transformation de PARK aux modèles matriciels électrique et magnétique permet d'obtenir les équations suivantes :

I.4.1. Equations électriques : En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) se fait en utilisant la transformation de Park.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{rd} \end{cases}$$

I.4.2. Equations de magnétique : Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.8)$$

avec:

$L_s = l_s - M$: Inductance cyclique propre du rotor,

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

I.4.3. Equation électromagnétique : Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I.5) devient sous la forme suivante:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} \cdot I_{sq} - \varphi_{rq} \cdot I_{sd})$$

I.5. Simulation du modèle de la machine asynchrone : La simulation du modèle de la MAS est réalisée à l'aide du logiciel Simulink sous Matlab, dont les paramètres sont donnés dans l'Annexe A. La machine est alimentée directement par le réseau triphasé et la simulation est réalisée dans le référentiel (α, β) avec application d'une charge nominale. Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales et de valeurs constantes. La figure (I.4) représente le schéma bloc générale de simulation de la MAS.

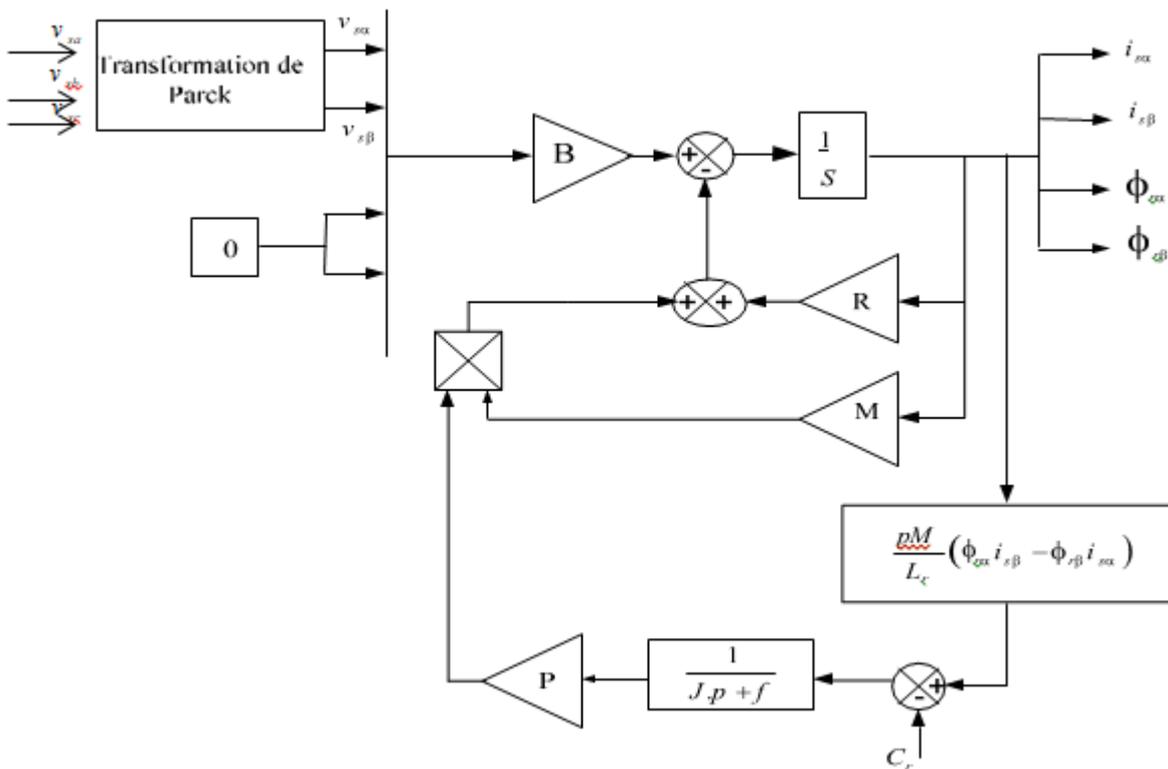


Figure (I.4) : Schéma bloc globale de simulation de la MAS. [16]

I.6. Résultats de simulation de la machine asynchrone: La simulation des modèles mathématiques de la machine électrique utilisée permet d'avoir une idée globale et correcte de leurs performances. La machine asynchrone dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A est tout d'abord alimentée directement par le réseau triphasé équilibré. Les résultats de simulations obtenus par le logiciel Matlab-Simulink, sont présentés dans ce qui suit. La figure. (I.5) montre les résultats de la simulation pour le démarrage à vide de la MAS suivi de l'application d'une charge de 5 N.m à l'instant $t=2s$.

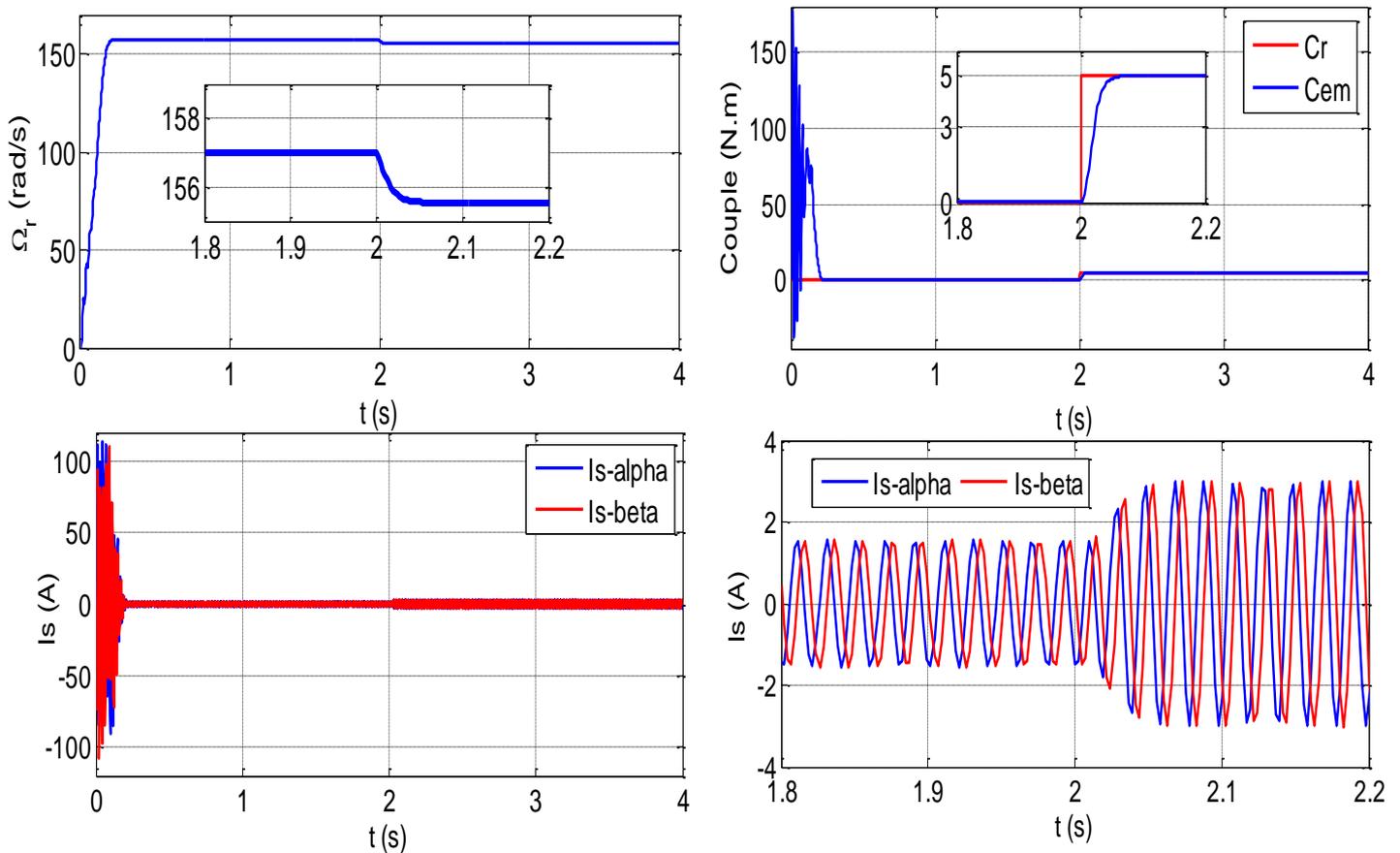
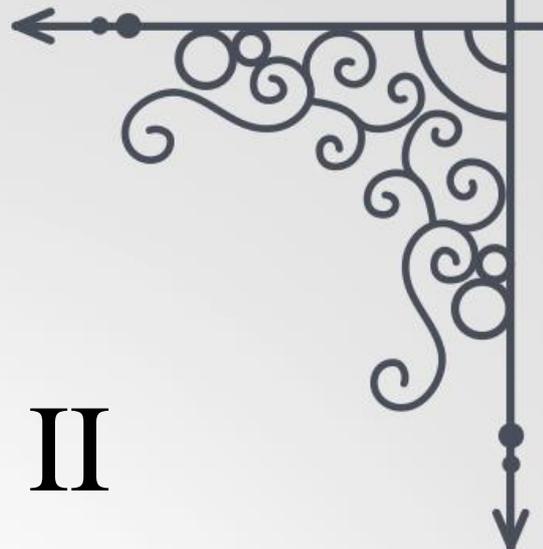
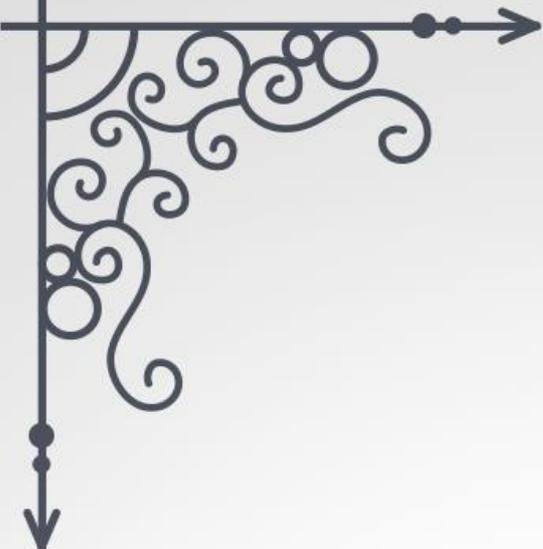


Figure (I.5) : Résultat de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=2s$.

L'allure de vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Le régime établi est atteint au bout de (0.21s). Le couple transitoire électromagnétique présente une composante pulsante très importante ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Le courant de démarrage est excessif est dû à l'appel de puissance pour pouvoir démarrer la MAS. Ces pulsations de courant disparaissent au bout de régime transitoire pour donner une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant d'application de la charge ($t=2s$), on remarque que la vitesse subit une diminution, une augmentation des courants statoriques et le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de la charge considérée (5N.m).

I.8.Conclusion : Dans ce chapitre nous avons présenté la structure de la machine asynchrone, ses domaines d'application, le principe fonctionnement, ainsi que sa modélisation. Malgré les hypothèses simplificatrices adoptées, le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage entre ses équations. Ce modèle est élaboré sous forme de représentation d'état dans un repère fixe lié au stator. Nous avons ensuite présenté la simulation de cette machine pour un démarrage à vide suivi d'une variation de charge.

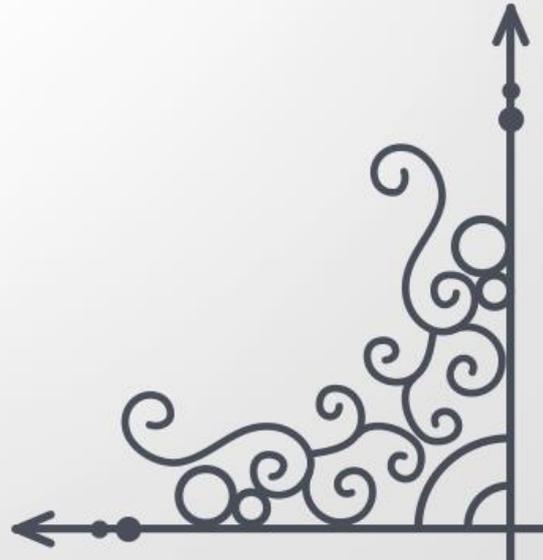
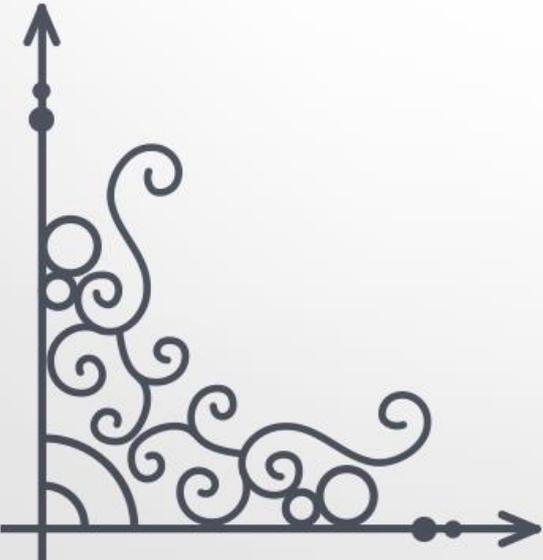


Chapitre II



Commande

vectorielle de la machine asynchrone

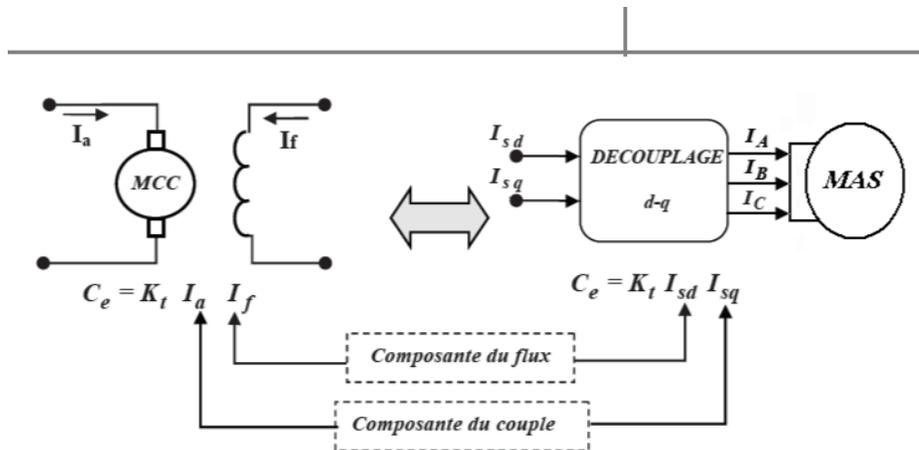


II.1. Introduction :

De multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande vectorielle avec ses performances modeste ne peut satisfaire. En effet, il existe plusieurs types de commande de la machine asynchrone on peut cité deux :

La commande scalaire où l'on s'intéresse au contrôle des grandeurs physique de la MAS en module uniquement (exemple : le flux, le courant...), et la commande vectorielle porte plutôt le module et la phase de ces grandeurs. A ce titre, la voie de la commande vectorielle, offre les meilleures performances dynamiques et statiques des variateurs de vitesse. Ces stratégies de commande vectorielle par orientation de flux (FOC) sont particulièrement performantes. Dans ce contrôle, le flux et le couple sont, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment, idée mise en existence par BLASCHKE en 1971 sous le nom «Commande Vectorielle ».

II.2.Principe de la commande vectorielle à flux oriente : Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu. Le référentiel (d, q) lié au champ tournant est choisi de telle façon que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux (I_{sd}) et que l'axe (q) coïncide avec la direction de la composante (I_{sq}) donnant le couple électromagnétique [7]-[8]



Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe. Elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu, où le découplage est naturel entre le réglage du flux et celui du couple, ce qui rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient régler ce problème de

découplage entre le flux à l'intérieur de la machine et le couple [5]. On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit (Φ_{rq}, i_{sd}), alors le coupler ressemblerait fort à celui d'une machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire d'orienter le repère (d - q) de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et d'avoir : $\Phi_{rq} = 0$ et $\Phi_{rd} = \Phi_r$. Le couple s'écrit alors

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r \cdot I_{sq}) \quad (\text{II.1})$$

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant (d'entrefer), comme suit:

- Flux rotorique: $\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$
- Flux statorique: $\Phi_{sd} = \Phi_s$ et $\Phi_{sq} = 0$

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique, comme il est montré par la figure(III.1), alors :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$$

Ce qui conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r \cdot I_{sq})$$

La figure suivante représente l'orientation du flux rotorique :

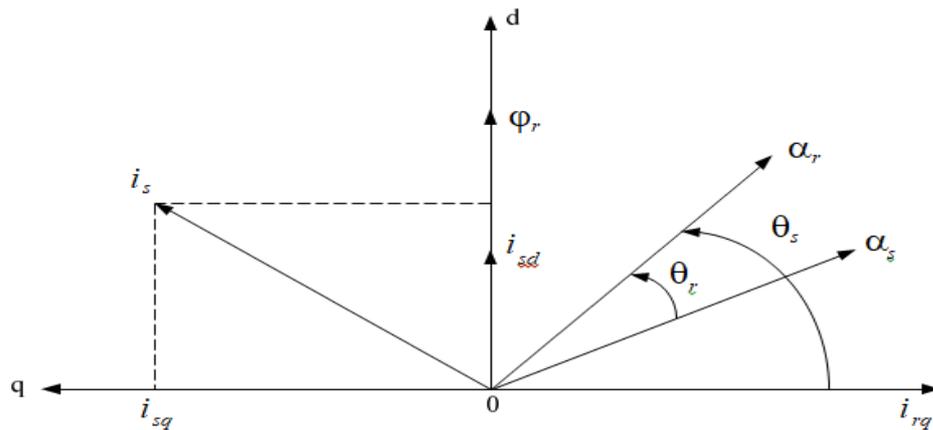


Figure (II.1) : Orientation du flux rotorique. [16]

Introduisant la constante $K = P \frac{M^2}{L_r}$ dans l'équation on trouve :

$$C_{em} = K i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II.2})$$

L'expression (III.5) est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu. Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante

$$\begin{cases} \omega_s = \omega + \omega_r = P\Omega + \omega_r \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

II.3.Types de la commande vectorielle:

Il existe deux modèles les plus utilisés dans les travaux de recherche, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse

II.3.1.Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du vecteur de flux (module et position), et elle est basée sur l'estimation ou la mesure des variables couple et flux. Et pour déterminer sa position du flux il faut utiliser le capteur à effet HALL placés sur les dents de stator.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- La non fiabilité de la mesure du flux
- Problème de filtrage du signal mesuré.

- Le problème de cette méthode, elle utilise un circuit de commande compliqué et aussi la sensibilité d'estimation les paramètres de la machine et les variations de la température.

II.4.Principe de la commande vectorielle direct à flux rotorique orienté (CVDFO) :

Contrairement à la méthode indirecte où l'angle de Park est mesuré à partir de la Pulsation statorique, elle-même reconstituée à partir de la vitesse de rotation et la pulsation rotorique, cet angle est calculé directement à partir des grandeurs mesurées ou estimées. Il faut donc procéder à des séries de mesures aux bornes du système pour trouver le flux rotorique. La mesure du flux rotorique peut se faire par l'insertion d'un capteur du flux dans l'entrefer de la machine, ce qui n'est pas souhaitable, car le moteur perd sa robustesse en plus de l'augmentation de son prix. Afin d'éviter ces problèmes, on estime le flux rotorique à partir des courants statoriques mesurés directement par des capteurs de courant. La pulsation statorique ω_s et l'angle θ_s de transformation sont aussi estimés. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement, car il dépend moins des variations de paramètres de la machine.

II.5.1.Régulateurs de courant : Le découplage proposé par l'expression associée aux régulateurs est :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \Leftrightarrow PI(s) = K_i \frac{K_p s + 1}{s} \quad (\text{II.4})$$

Le schéma bloc de la régulation du courant est donné par la figure II.2 :

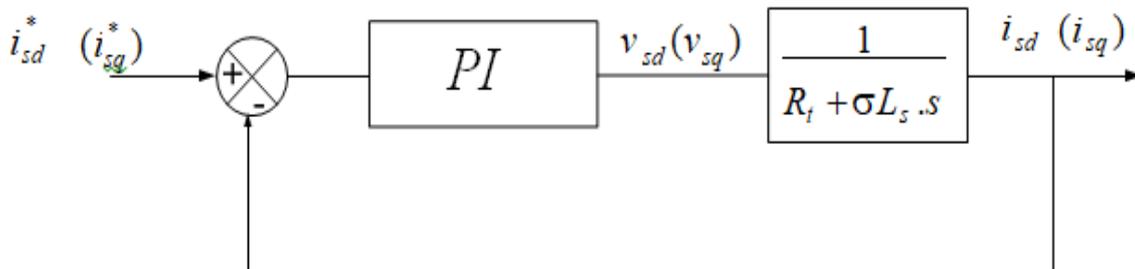


Figure (II.3) : Régulation des courants en boucle fermée. [18]

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{\sigma L_s}{R_t} = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{II.5})$$

Donc la fonction de transfert en boucle ouverte sera écrite comme suit:

$$FTBO(s) = \frac{K_i}{R_t \cdot s} \quad (\text{II.6})$$

Donc La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO}{FTBO + 1} = \frac{1}{\frac{R_t}{K_i \cdot s + 1}} \quad (\text{II.7})$$

avec :

$$\tau = \frac{R_t}{K_i}$$

Les coefficients de régulateur de courant sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_t}{\tau_l} \\ K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_l} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Numériquement : on choisit : $\tau_l = 0.01s$

II.5.2. Régulateur du flux rotorique :

A partir de la troisième équation du système (II.8) on peut écrire :

$$\frac{\phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r \cdot s + 1} \quad (\text{II.9})$$

Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la figure II.4 :

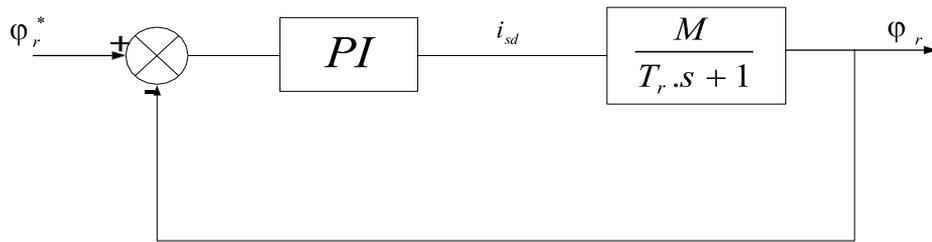


Figure (II.4) : Régulation du flux rotorique en boucle fermée. [18]

La fonction de transfert du régulateur prend la forme suivante :

$$FTBO(s) = K_i \frac{K_p}{s} \frac{s+1}{T_r \cdot s + 1} \frac{M}{T_r \cdot s + 1} \quad (\text{II.10})$$

Donc La fonction de transfert en boucle ouvert sera écrire comme suivant:

$$FTBO(s) = \frac{1}{s} \frac{1}{MK_i}$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO}{FTBO + 1} = \frac{1}{\frac{s}{MK_i} + 1}$$

II.5.3. Régulateur de vitesse :

A partir de l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II.11})$$

On peut déduire la relation de la vitesse :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{J \cdot s + f} \quad (\text{II.12})$$

La figure ci-dessous représente la boucle de régulation de la vitesse.

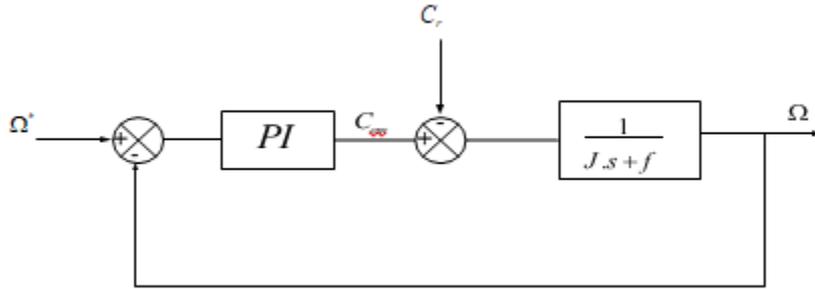


Figure (II.5) : Régulation de vitesse en boucle fermée. [18]

Lorsqu'on utilise le régulateur PI la vitesse peut être écrite :

$$\Omega = \frac{1}{J.s + f} \frac{K_p.s + K_i}{s} (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{J.s + f}$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p + 1}{K_i} s + 1} - \frac{\frac{s}{K_i}}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p + 1}{K_i} s + 1}$$

La relation de la vitesse est une fonction de transfert de 2^{ème} ordre.

Donc on peut écrire le dénominateur par la forme canonique suivante :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\tau_n}{\omega_n} s + 1}$$

On trouve :

$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2 \cdot \tau_n \cdot \omega_n \cdot J - f \end{cases}$$

La structure de la commande vectorielle directe de la machine à Induction alimenté par un onduleur de tension, est représentée par le schéma de principe illustré par la figure (II.6).

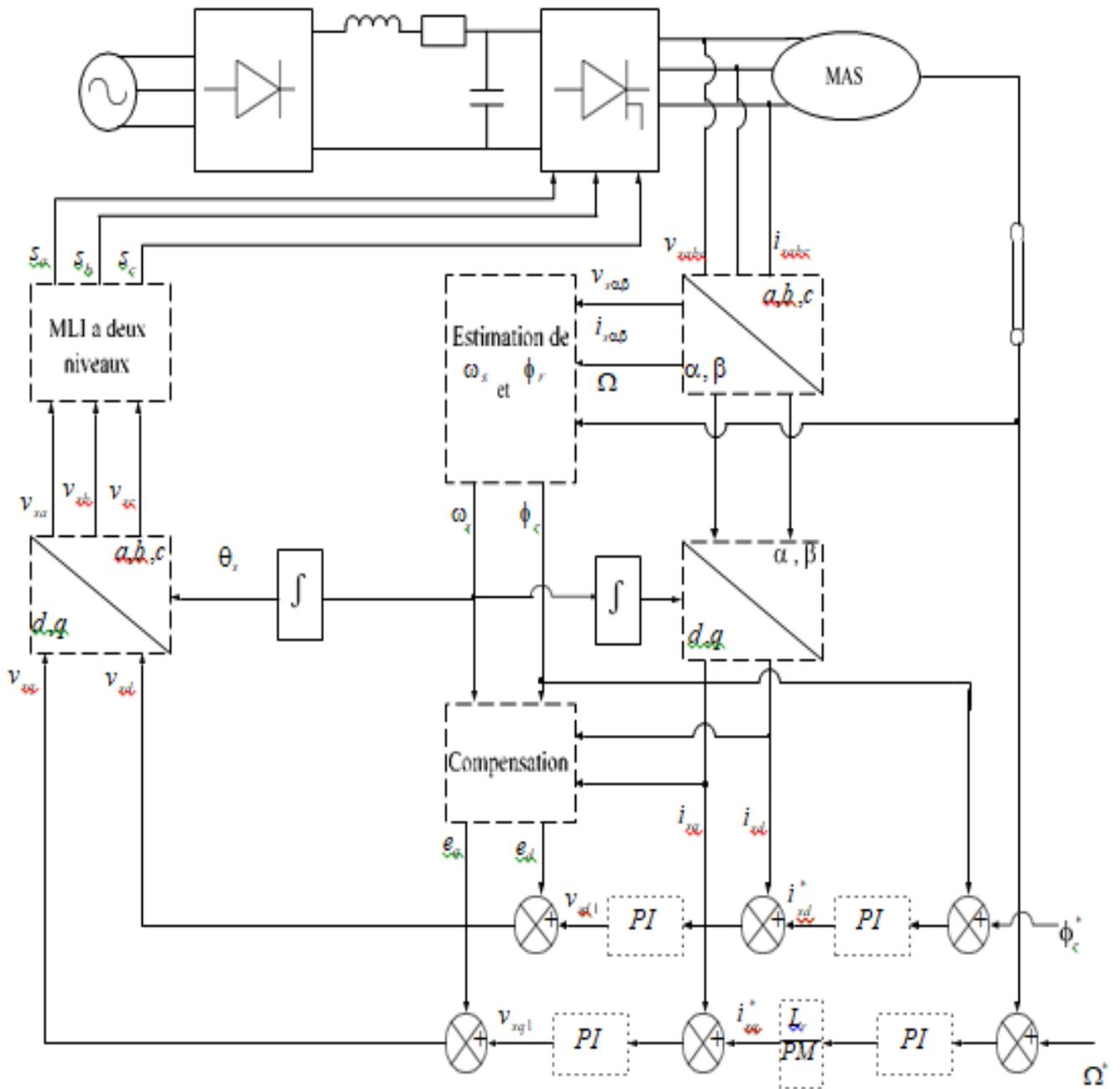


Figure (II.6) : Schéma globale de la commande vectorielle directe appliquée à la MAS. [19]

Finalement la position de rotation estimée est donnée par :

$$\hat{\theta}_r = \int_0^t \hat{\omega}_r dt \tag{II.13}$$

II.6.Résultats de simulation : Pour illustrer le fonctionnement de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension; les résultats de simulation de démarrage à vide, en charge, inversion du sens de rotation et variations paramétriques sont présentés sur les figures suivantes.

II.6.1.Essai à vide suivi d'une variation de charge : Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge sont présentés dans la figure II.7. Au début de ce test la vitesse de référence est égale à 100 rad/s, à l'instant 1.5s on applique un couple de charge de valeur 5N.m.

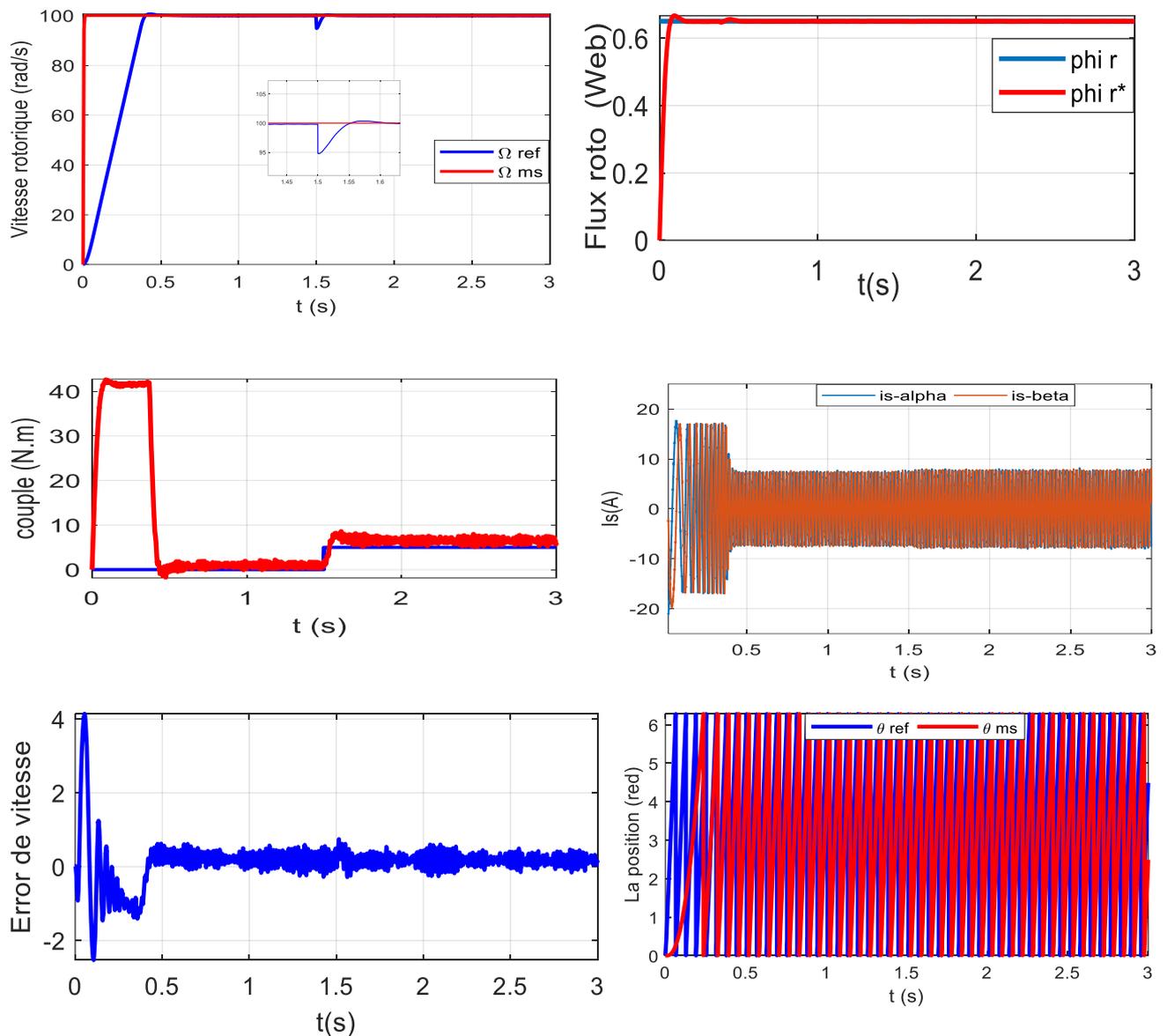


Figure (II.7) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de MAS pour un fonctionnement en charge.

On remarque que la vitesse mesurée suit la vitesse de référence, elle diminue un peu puis elle reprend sa valeur lors de l'application de couple de charge, aussi, la position mesurée presque suit la position mesurée. Initialement, le couple moteur a un pic maximal, puis il se stabilise à zéro pendant le régime permanent. Après l'application de la charge, le couple subit un petit dépassement puis il rejoint sa valeur finale. La composante directe de flux rotorique se stabilise à sa valeur finale.

II.6.2.Essai en charge avec variation de vitesse : Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse sont présentés dans la figure (II.8). Au début de ce test les vitesses de références est égales entre +100 et -100 rad/s présentant deux zones de vitesses.

On remarque d'après les réponses montrées dans les courbes que la vitesse mesurée est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse. Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux. On constate que le système répond avec succès à ce test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié. Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de la vitesse rotorique.

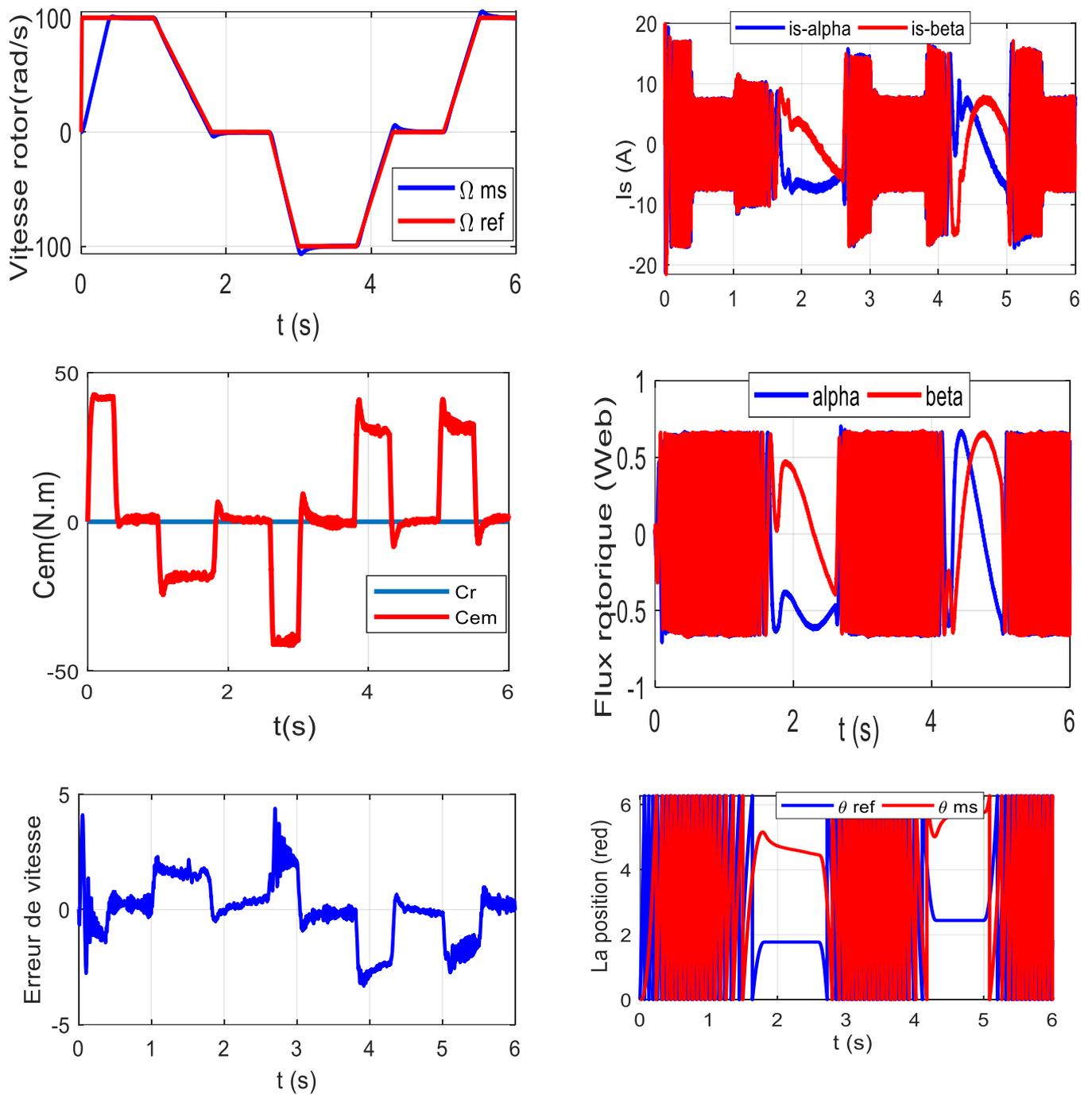


Figure (II.8) : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS pour un fonctionnement en charge avec variation de vitesse.

II.6.3. Essai en charge avec variation de la résistance statorique : A fin d'évaluer la robustesse du système, on fait augmenter la résistance statorique de (+20%. R_s) avec toujours la même du couple de charge à l'instant $t=1.5s$. Les résultats de simulation sont représentés par la figure II.9.

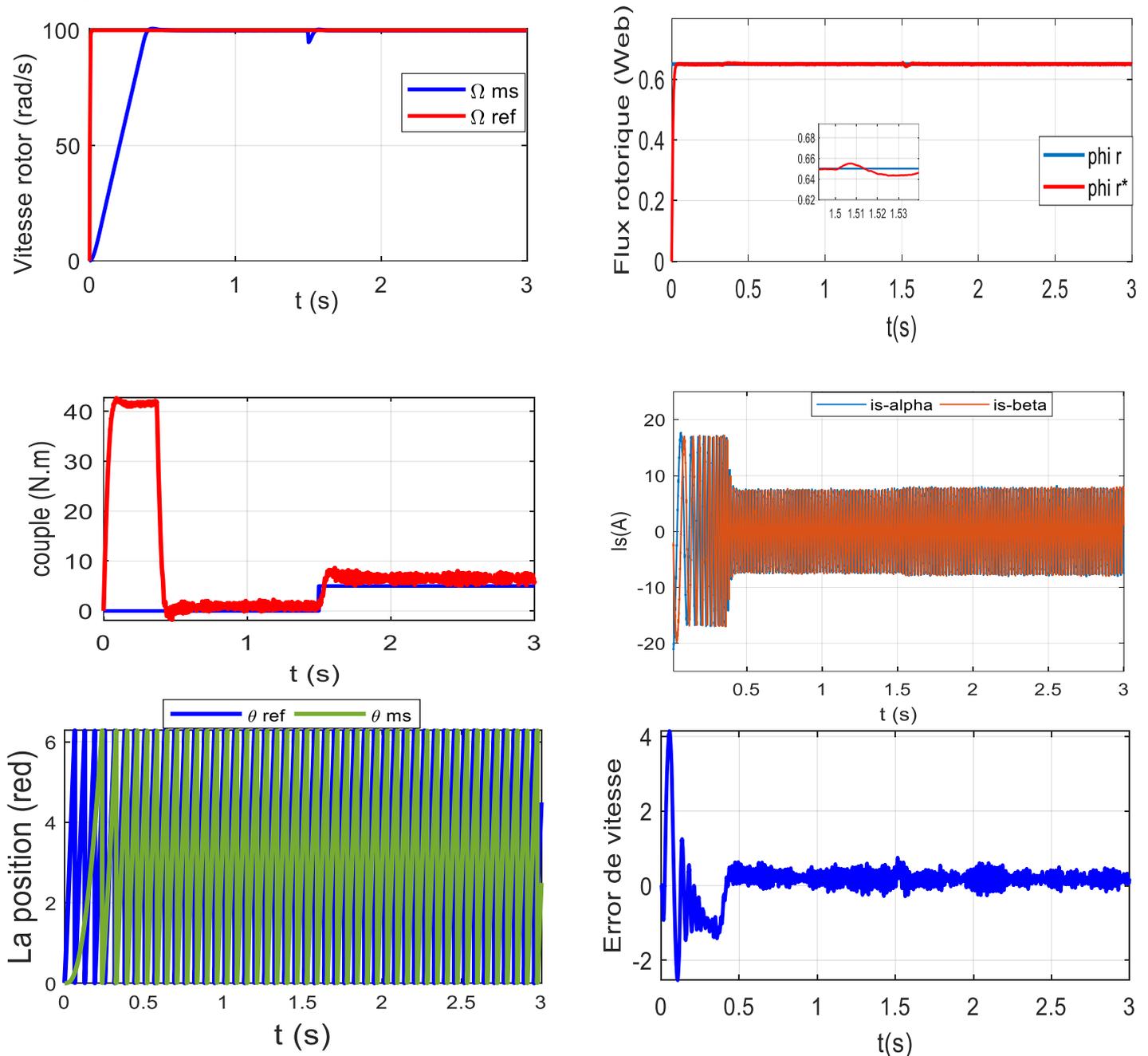


Figure (II.9) : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement en charge et variation de la résistance statorique.

D'après les figures précédentes représentant la poursuite en vitesse et presque en position pour ce type de test, on constate que la qualité de la commande vectorielle toujours satisfaisante même pour la variation de la résistance statorique.

II.6.4. Test en charge avec variation de la résistance rotorique : Comme dans le cas du test précédent, nous varions la résistance rotorique de **(+20%.Rr.n)** de la valeur nominale avec toujours la variation du couple de charge à instant $t=1.5s$. Les résultats obtenus sont mentionnés sur la figure (II.10), et sont montrant que les changements remarquables sur les grandeurs de la machine sont semblables à ceux obtenus lors de la variation de la résistance statorique.

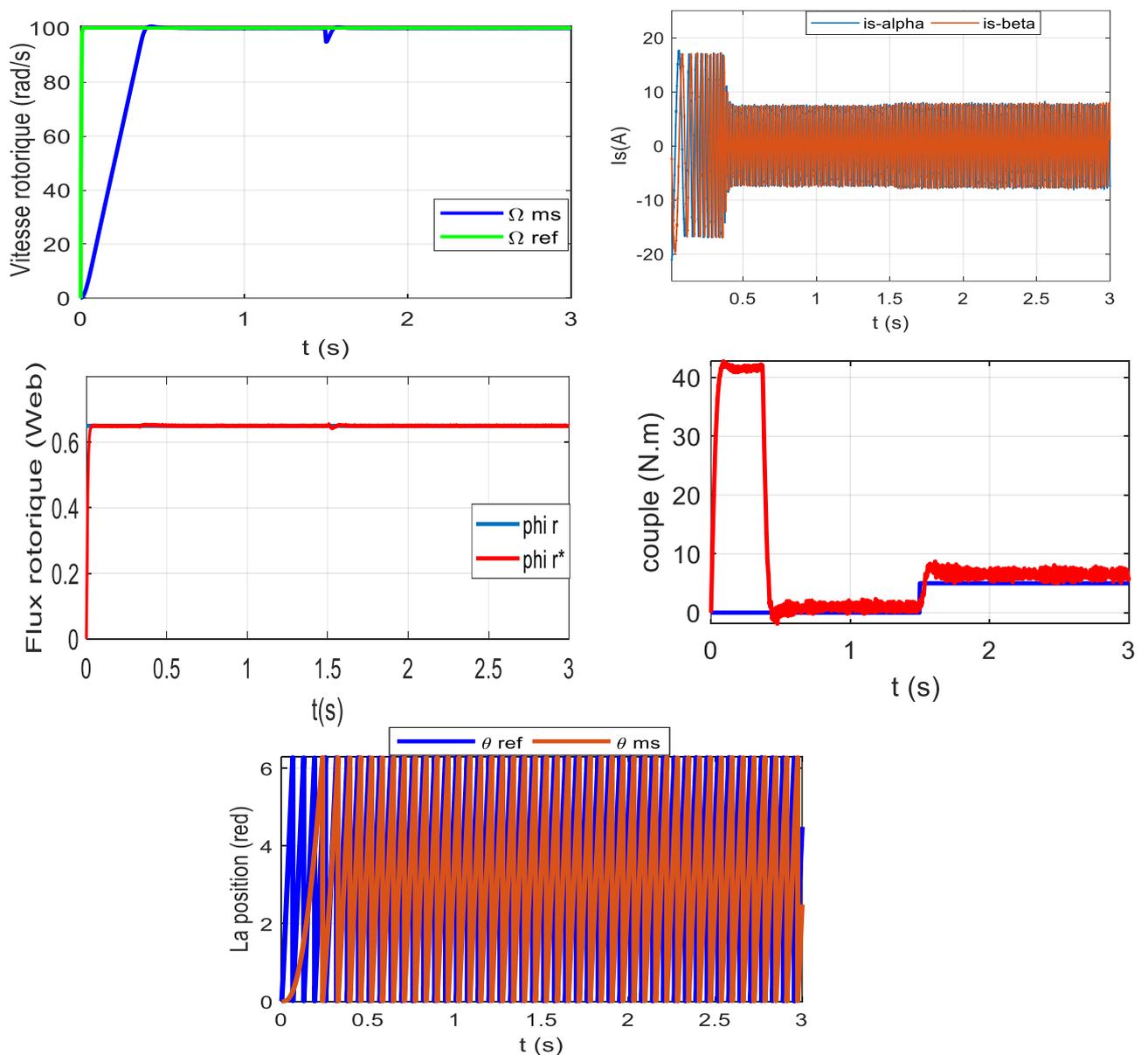
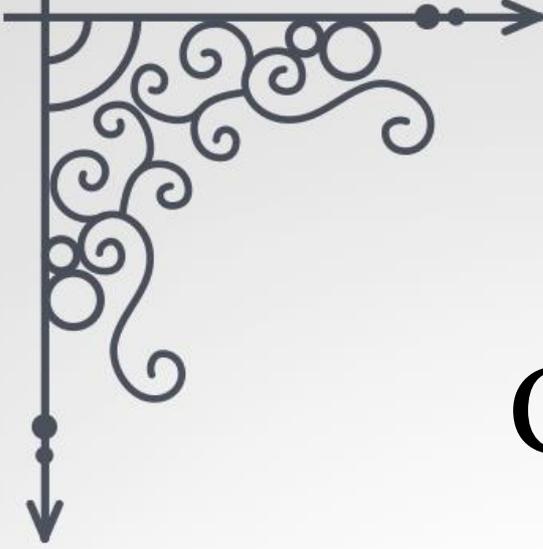


Figure (II.10) : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement en charge avec variation de la résistance rotorique.

II.7. Conclusion

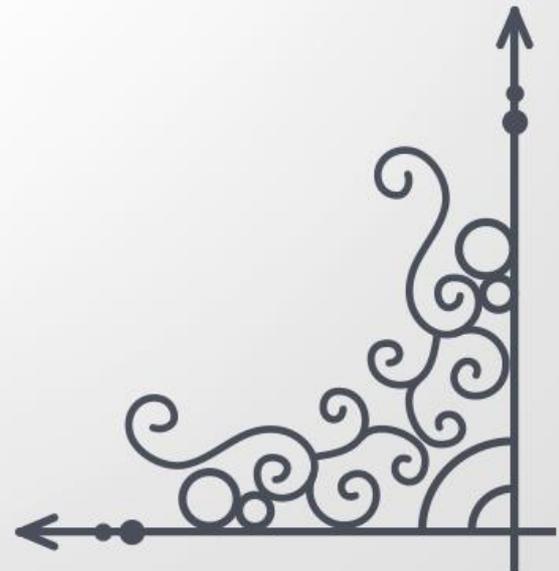
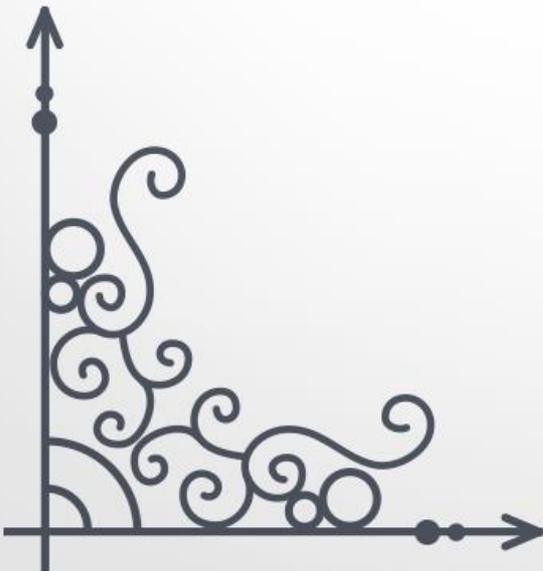
La commande vectorielle permet d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu ou à la machine synchrone dans lesquelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique. Une étude théorique détaillée concernant la commande vectorielle avec capteur mécanique de la MAS est présentée, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. En fin, on a montré une présentation détaillée des simulations pour la commande de la MAS afin de garantir un fonctionnement de hautes performances statiques et dynamiques. Les résultats de simulation obtenus dans ce chapitre sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie.



Chapitre III



Commande sans
capteur de vitesse d'un
MAS basé sur
l'approche du MRAS



III.1 Introduction

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones nécessitent des performances statiques et dynamiques élevées. Pour assurer le bon fonctionnement de la commande, il faut disposer d'une excellente information provenant de la machine à contrôler. Cette information exige entre autres des capteurs mécaniques qui sont coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux mesurés, dans ces conditions, la suppression de ces capteurs présente un intérêt. Des observateurs et des estimateurs sont développés pour reconstruire ces grandeurs afin d'estimer la vitesse par exemple.

La commande sans capteur de vitesse doit afficher des performances comparables à celles obtenues avec un capteur physique. De nombreuses solutions ont été explorées pour résoudre ce problème. L'une des premières techniques employées pour estimer la vitesse repose sur la mesure des valeurs instantanées des tensions et courants de la machine à induction. Pour éviter des erreurs de quantification significatives, le codeur doit être suffisamment précis. Dans ce chapitre, nous étudions un estimateur utilisant la méthode du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS) [9] basé sur le flux rotorique. Enfin, nous passerons à la simulation et à l'analyse des résultats obtenus.

III.2 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS:

Le système adaptatif avec modèle de référence (MRAS) est une technique appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse exploitant les tensions et courants statoriques. Cette approche a été formulée pour la première fois par Schauder en 1989. Le système MRAS est composé de deux estimateurs de flux : un modèle de référence et un modèle ajustable. Les deux modèles sont comparés et l'erreur qui... s'ensuit un mécanisme d'adaptation (un régulateur PI) qui génère la vitesse et doit assurer la stabilité du système, tout en garantissant que la valeur estimée converge vers la valeur de référence. [10] Dans ce travail, nous proposons la technique MRAS basée sur le flux rotorique pour l'estimation de la vitesse mécanique. Cela implique le choix de deux modèles (référence et ajustable) pour construire le flux rotorique à partir des grandeurs (tension et courant) de la machine asynchrone, exprimées dans le repère statorique. [11, 12, 13]

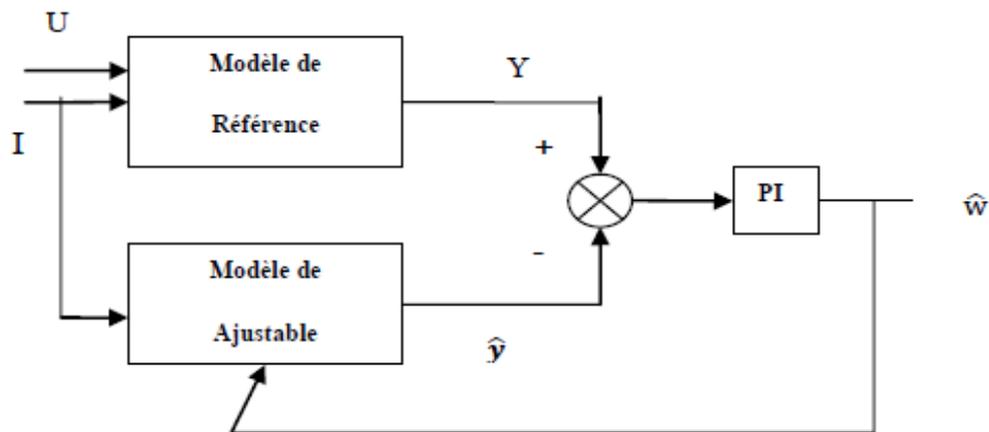


Figure. III.1 Configuration de base de la méthode MRAS.[13]

III.2.1 Modèles basés sur le flux rotorique:

Différentes méthodes de MRAS ont été proposées par les chercheurs. La première utilise le flux rotorique de la machine et se base sur un modèle en tension choisi comme référence, tandis que le modèle en courant est utilisé comme modèle ajustable [14, 15].

Le modèle de la machine asynchrone, exprimé dans le repère général tournant à une certaine vitesse (en utilisant la notion complexe), est le suivant :

➤ La méthode de tension:

$$v_s = R_s \cdot i_s + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_s + J\omega_s \cdot \varphi_s \quad (\text{III.1})$$

$$v_r = R_r \cdot i_r + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_r + J(\omega_s - \omega_m) \cdot \varphi_r = 0 \quad (\text{III.2})$$

➤ Equations des Flux :

$$\varphi_s = L_s \cdot i_s + M \cdot i_r \quad (\text{III.3})$$

$$\varphi_r = L_r \cdot i_r + M \cdot i_s \quad (\text{III.4})$$

L'erreur produit du décalage entre les sorties des deux estimateurs, cette dernière est appliquée au modèle ajustable

$$e = \varphi_r - \varphi_{ref}$$

III.2.1.1 Modèle de référence (tension) :

Nous souhaitons estimer les composantes de φ_{ref} à partir de la mesure des courants statoriques i_s et des tension statoriques v_s . Pour cela, nous devons utiliser les équations

(III.1), (III.2) et (III.4), Avec $\omega_s = 0$

L'expression (III.4) permet d'identifier i_r on a :

$$i_r = \frac{1}{L_s} (\varphi_{ref} - M \cdot i_s) \quad (III.5)$$

En reportant (III.5) dans (III.3), il vient :

$$\varphi_s = i_s + M \cdot \left(\frac{1}{L_r} (\varphi_{ref} - M \cdot i_s) \right) \quad (III.6)$$

Ou encore :

$$\varphi_s = \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_{ref} + \left(i_s - \frac{M}{L_r} \right) i_s \quad (III.7)$$

Avec le coefficient de dispersion σ :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \quad (III.8)$$

A partir de l'expression (III.8) on obtient donc :

$$\varphi_s = \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_{ref} + \sigma \cdot i_s \quad (III.9)$$

En reportant (III.9)

$$v_s = R_s \cdot i_s + \frac{d}{dt} \left(\frac{M}{L_r} \cdot \varphi_{ref} + \sigma \cdot i_s \right) \quad (III.10)$$

Ou

$$\frac{d\varphi_{ref}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(v_s - R_s \cdot i_s - \sigma \cdot L_s \frac{di_s}{dt} \right) \quad (III.11)$$

On peut tirer modèle de référence :

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} &= \frac{L_r}{M} \left(v_s - R_s \cdot i_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} &= \frac{L_r}{M} \left(v_s - R_s \cdot i_s - \sigma \cdot L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (III.12)$$

IV.2.1.2 Modèle Ajustable (courant)

Pour trouver l'équation du Modèle Ajustable, nous exprimons i_r (équation (III.4)) tel que:

$$i_r = \frac{1}{L_r} \cdot (\varphi - M \cdot i_s) \quad (III.13)$$

Puis nous exprimons aussi $\frac{d}{dt} \varphi$ (équation (III.2) et l'équation (III.13), ainsi nous avons :

$$\frac{R_r}{L_r} \cdot (\varphi_r - M \cdot i_s) - j \cdot \omega_r \cdot m \cdot \varphi_s + \varphi_r = 0 \quad (III.14)$$

On peut tirer le modèle ajustable :

$$\frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M \cdot i_{s\alpha} - \varphi_r - \omega_r \varphi_s)$$

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} (M \cdot i_{sr} - \omega_r \varphi_r)$$

L'erreur destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé:

$$e_\varphi = \varphi_{\alpha r} \cdot \varphi_{\beta r} - \varphi_{\beta r} \cdot \varphi_{\alpha r}$$

III.2.1.3 Mécanisme d'adaptation :

Le mécanisme d'adaptation est très important car, il doit assurer la stabilité du système, et que la valeur estimée vers la valeur de référence, que nous choisissons est un régulateur PI. Pour minimiser l'erreur entre les deux modèle (Référence et Ajustable).

$$e_{\phi} = \phi_{\alpha r} - \hat{\phi}_{\alpha r} - \phi_{\beta r} - \hat{\phi}_{\beta r}$$

$$\omega_m = \left(K_b + \frac{K_i}{s} \right) \cdot e_{\phi}$$

La figure (III.2) représente le schéma de Principe d'un estimateur de vitesse par la techniques MRAS basé sur le flux rotorique:

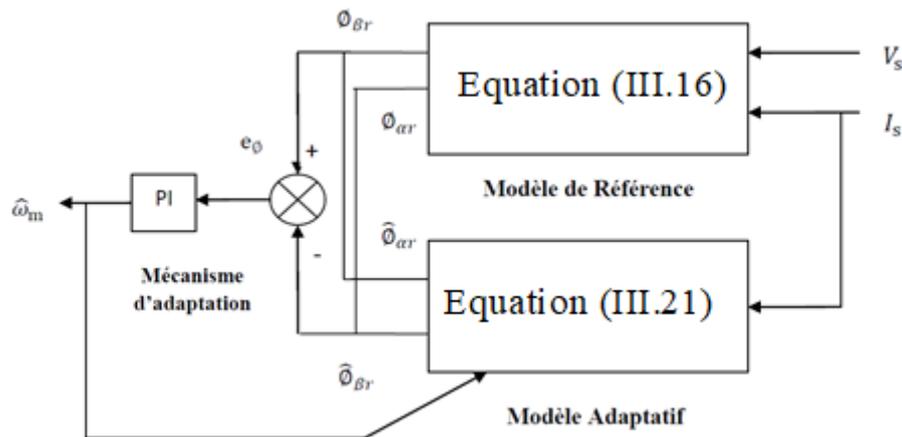


Figure. III.2 : MRAS basé sur Le flux rotorique .[13]

Le principe d'un estimateur de vitesse avec MRAS basé sur les flux rotoriques consiste en la comparaison des sorties de deux estimateurs de flux, obtenues par des formulations différentes. Le premier estimateur est fondé sur les équations statoriques définissant un modèle en tension, indépendant de la vitesse à estimer, il est appelé modèle de référence. Le deuxième, dit modèle ajustable ou adaptatif, est quant à lui d'écrit par les équations rotoriques, il définit un modèle en courant lié explicitement à la vitesse. Pour les deux modèles, l'estimation des composantes du flux rotorique est basée uniquement sur la mesure des tensions et des courants statoriques exprimés dans le repère $(\alpha-\beta)$. La figure (III.3) illustre la structure de l'estimateur MRAS basé sur les flux rotoriques.

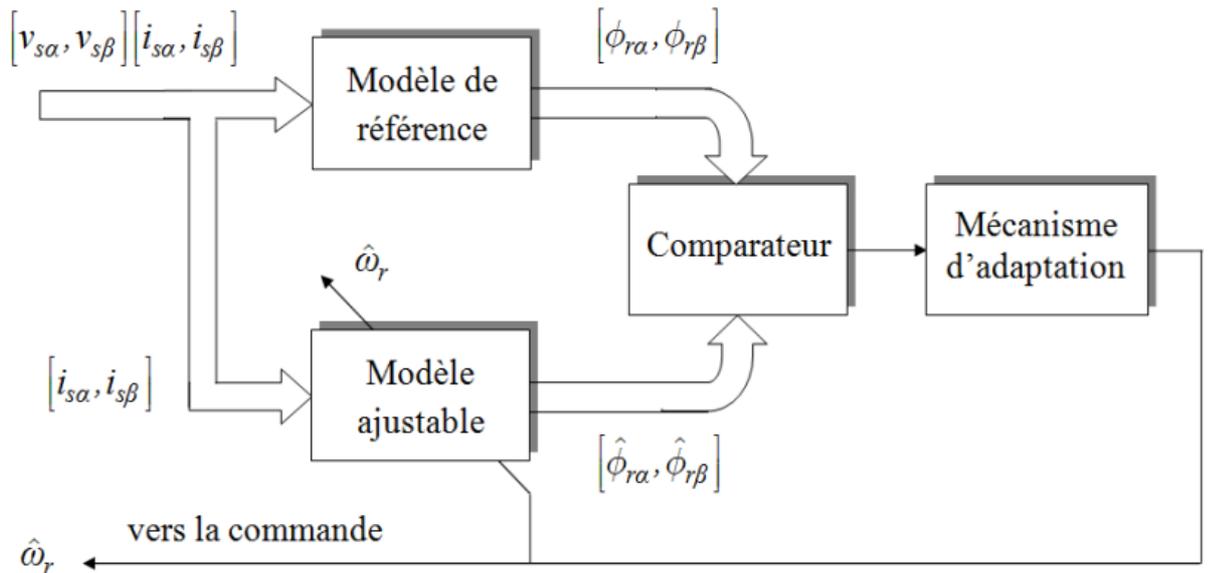


Figure. III.3 : Structure de l'estimateur MRAS .[14]

III.3.Simulation Simulations et interprétations: Afin de valider l'approche proposée, des tests ont été effectués. Les simulations sont réalisées sous l'environnement logiciel MATLAB/Simulink. La commande proposée a été appliquée au modèle de la machine asynchrone alimentée par onduleur. Les simulations représentées dans cette partie sont réalisées afin de tester la robustesse de la commande vectorielle appliquée à la MAS sans capteur mécanique basée sur l'approche MRAS, sachant que on a choisi $K_p = 6 \times 10^3$, $K_i = 5 \times 10^6$. Dans les différents régimes de fonctionnements:

III.3.1. Test en charge de la MAS: La figure (III.4) illustre les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS en utilisant l'estimateur MRAS lors d'un démarrage à vide suivi par une variation de charge de valeur 5N.m à l'instant $t=1.5s$, pour une vitesse de référence de 100 rad/s. On remarque que l'erreur d'estimation de la vitesse et de position restent très faibles, et présentent de petites oscillations lors du démarrage avec des écarts mineurs lors des changements de vitesse. Le découplage entre le couple électromagnétique et le flux est maintenu dans les différentes phases de fonctionnement.

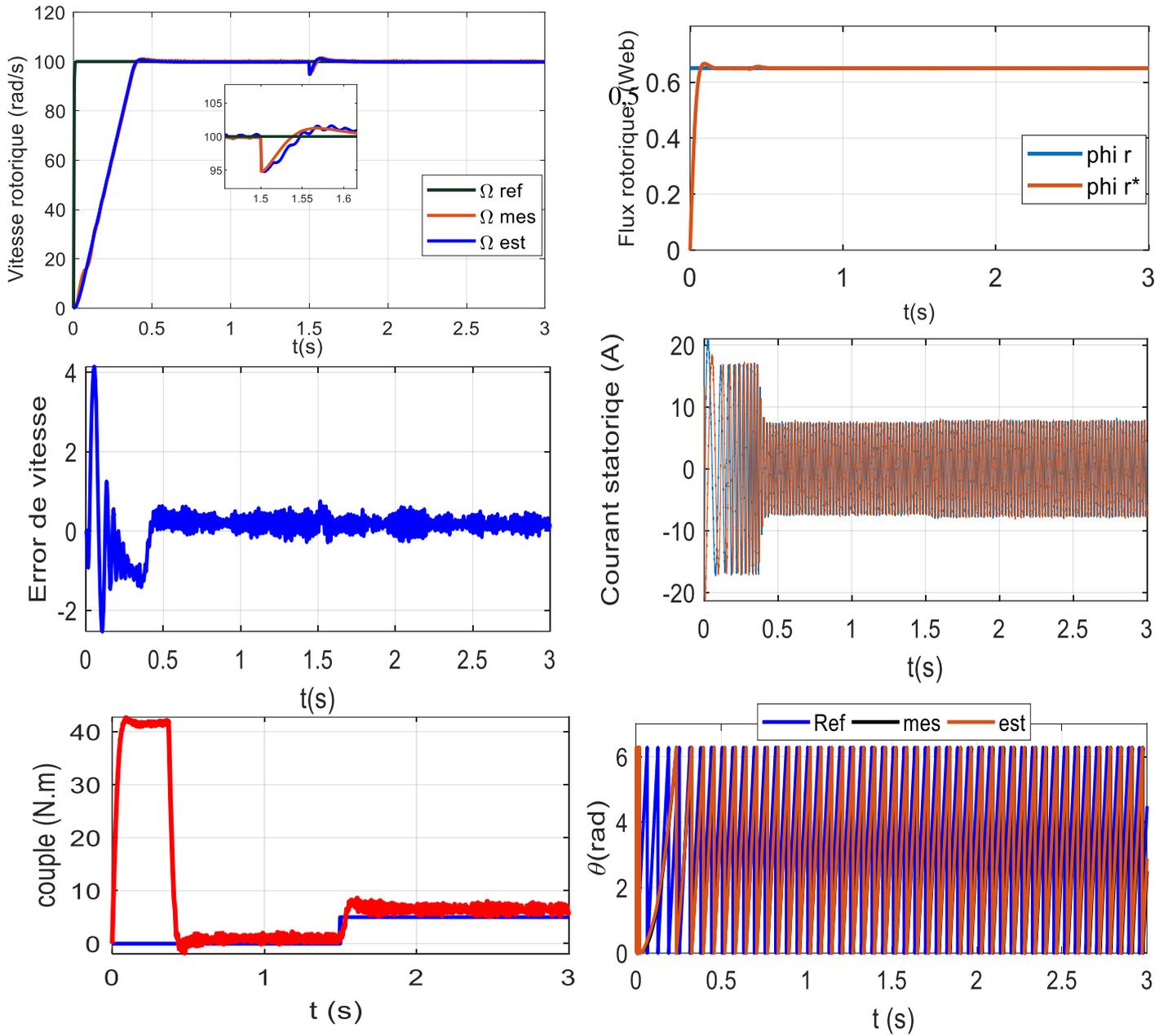


Figure (III.4) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS sans capteur mécanique pour un fonctionnement à vide suivi d'une variation de charge à l'instant $t=1.5$

III.3.2. Test en charge avec inversion du sens de rotation : Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vectorielle appliquée à la MAS sans capteur mécanique basée sur l'estimateur MRAS vis-à-vis de variation de la vitesse de rotation de (+100 rad/s) à (-100 rad/s). Les résultats de simulation sont illustrés par la figure (III.5).

Il est remarquable que :

- Le couple et le courant alpha et beta subit des pics lors du passage d'un régime d'entraînement à un autre, comme il est le cas de la commande vectorielle directe.
- La vitesse estimée est confondu sur la vitesse mesurée et référence.

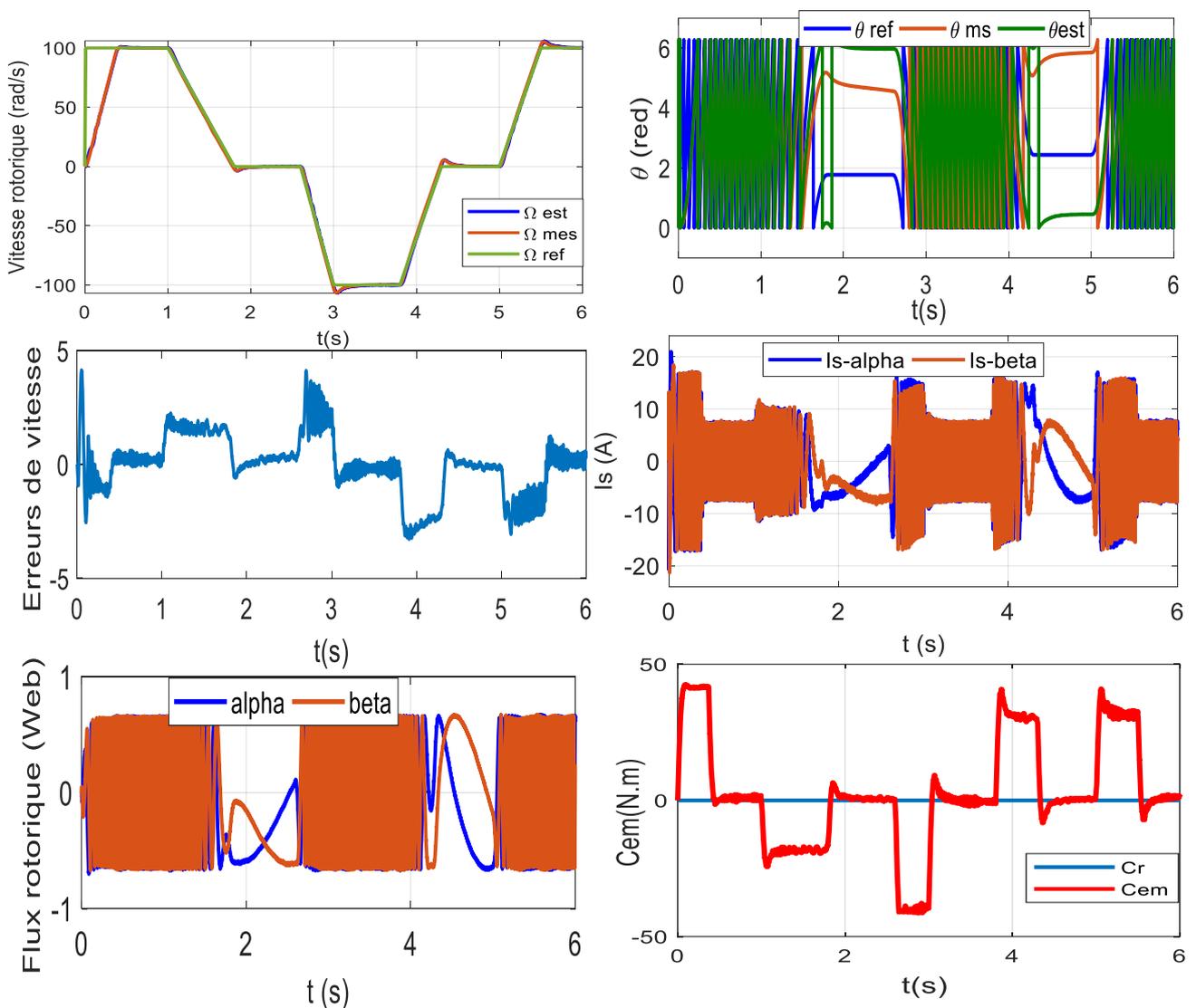


Figure (III.5) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS sans capteur mécanique suivi d'une variation de la vitesse de rotation

III.3.3. Test en charge avec variation de la résistance statorique :

La figure (III.6) représente les réponses de la MAS lors d'une variation de la résistance statorique de (+20%. $R_{s.n}$). On remarque que la vitesse reste la même et n'est pas influencé par cette variation. On peut citer les changements suivants :

- La vitesse estimée est confondu sur la vitesse mesurée,
- Le flux rotorique avec le changement de résistance statorique ne dépend pas de la vitesse.
- L'effet de variation de résistance statorique sur la vitesse est négligeable.
- Le flux estimé confondu sur le flux réelle et le découplage entre le flux et le couple toujours maintien.

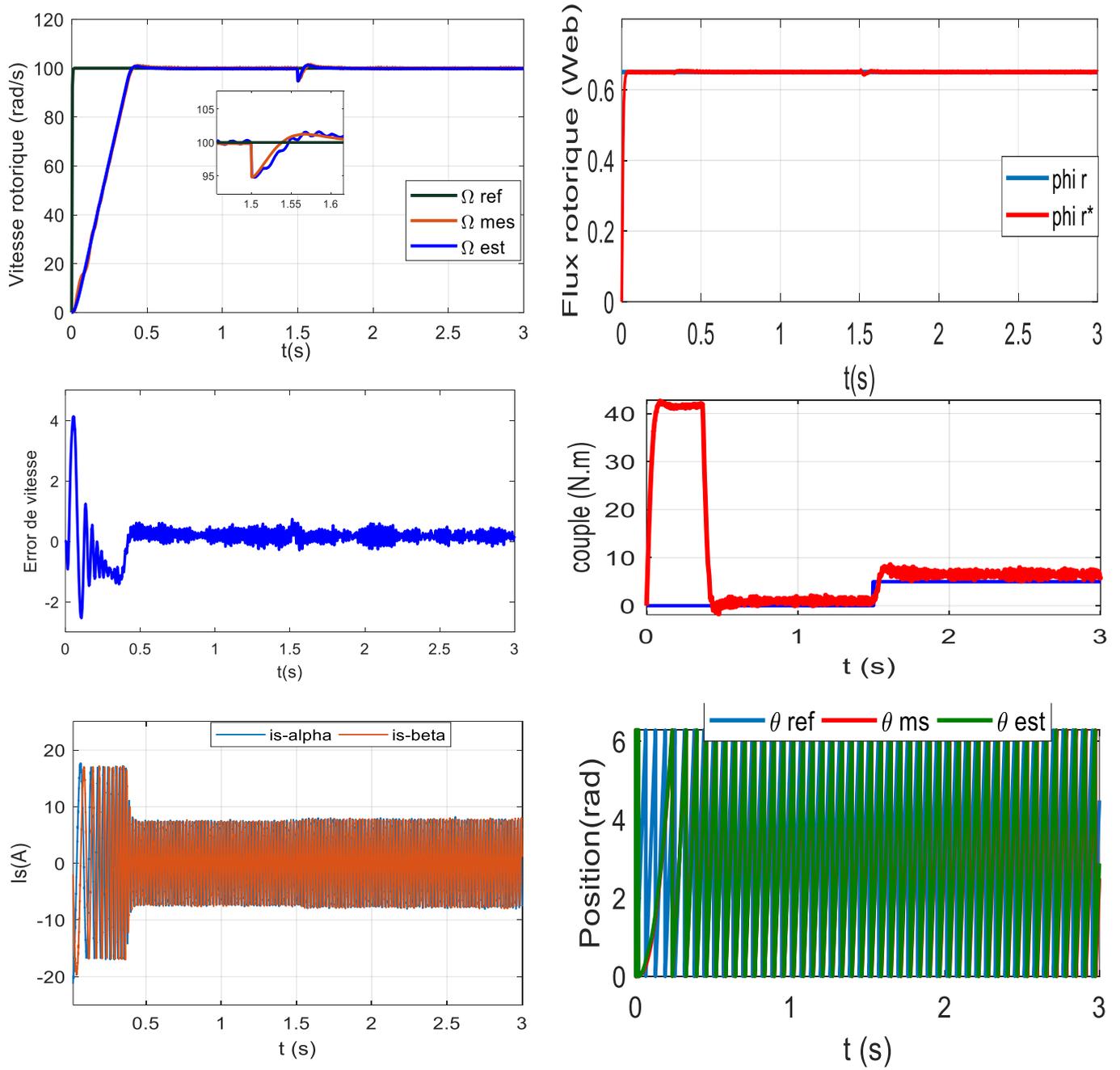


Figure (III.6) : Simulation de l'approche MRAS de la machine asynchrone avec une variation de (+ 20%.Rs.n)

III.3.4. Test en charge avec variation de la résistance rotorique :

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vectorielle de la MAS pour le fonctionnement en charge sans capteur mécanique basée sur l'estimateur MRAS vis-à-vis de l'augmentation de la résistance rotorique de **(+20%.Rr.n)** suivi d'une variation de couple de charge à partir de $t=1.5s$. Les résultats de simulation sont illustrés par la figure (III.7).

On remarque que les grandeurs estimées sont confondues avec leurs grandeurs réelles, ce qui indique que le découplage est réalisé entre le flux et le couple. Les résultats de simulation montrent quelques transitions dans les courbes au moment de la variation des paramètres résistifs. Ces observations confirment l'efficacité de l'approche MRAS dans la gestion des variations paramétriques de la résistance rotorique.

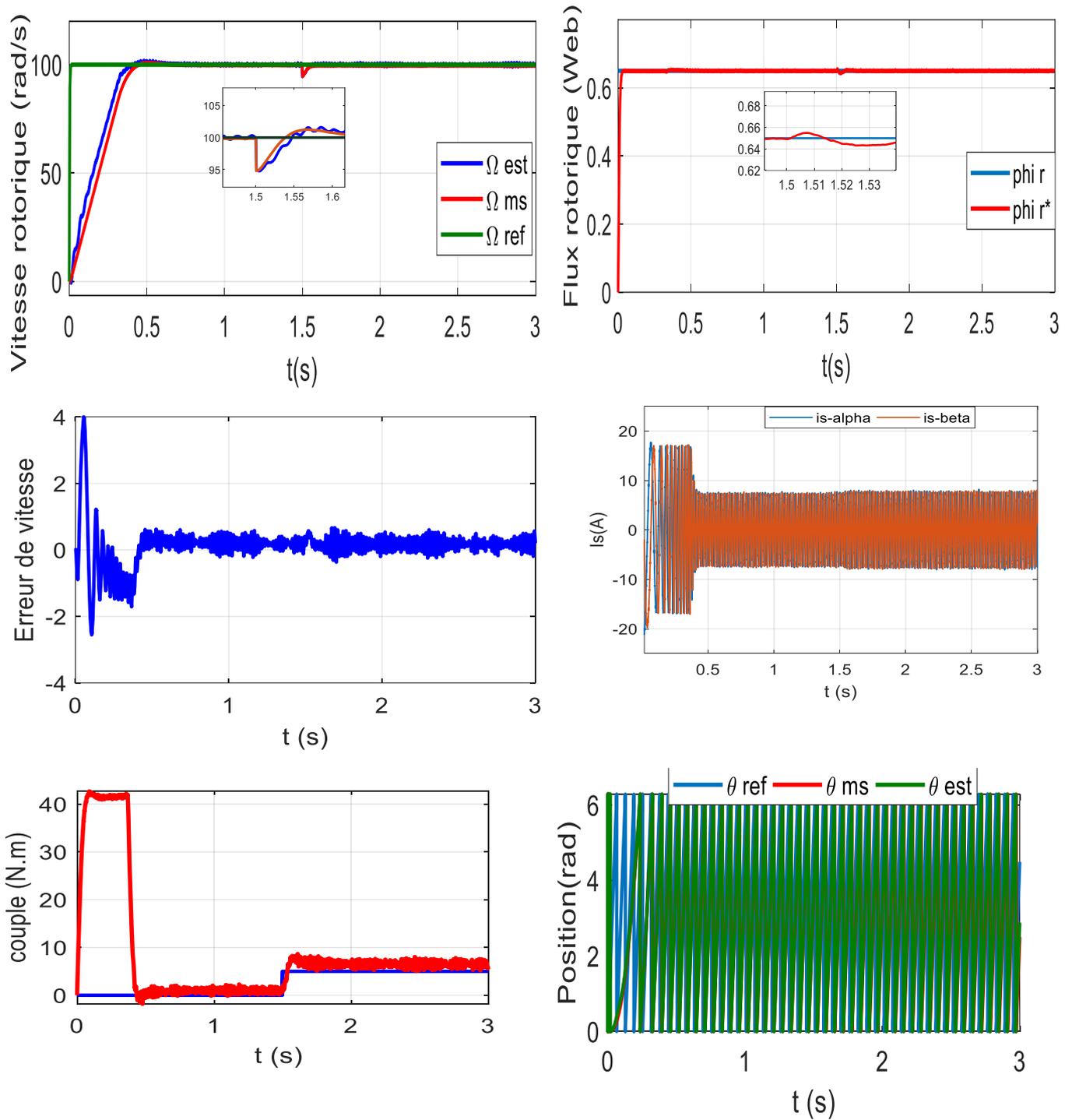


Figure (III.7) : Simulation de l'approche MRAS de la machine asynchrone avec une variation de (+ 20%.Rr.n)

IV.5. Conclusion

Le système adaptatif avec modèle de référence (MRAS) s'est révélé être une technique efficace pour l'estimation de la vitesse rotorique dans les machines asynchrones. Il utilise les tensions et courants statoriques pour générer des estimations précises sans nécessiter de capteurs mécaniques, ce qui simplifie la configuration et réduit les coûts. Les différentes simulations en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink montrent que même avec une variation significative des différents paramètres de la MAS, l'approche MRAS maintient toujours une performance robuste, confirmant son efficacité pour des applications industrielles où la fiabilité et la précision sont cruciales. La technique assure un découplage efficace entre le flux et le couple, garantissant une commande précise et stable de la machine asynchrone.

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans ce mémoire a porté sur la synthèse d'une commande vectorielle sans capteur pour un moteur asynchrone. L'estimateur proposé est basé sur l'approche du MRAS qui intègre l'estimation simultanée de la vitesse de rotation ainsi que la position. L'objectif étant, non seulement de supprimer le capteur mécanique de vitesse, mais également de rétablir le découplage entre le flux et le couple électromagnétique du contrôle vectoriel. L'algorithme proposé est analysé, son efficacité est évaluée par des simulations numériques pour les différents régimes de fonctionnement.

Pour atteindre cet objectif, nous avons utilisé la modélisation mathématique de la machine asynchrone ainsi l'onduleur à deux niveaux. Nous avons présenté les principes du contrôle basé sur l'IFOC (Indirect Field-Oriented Control) avec une régulation séparée du flux et du couple électromagnétique. Ensuite, nous avons détaillé la méthode de commande sans capteur de vitesse fondée sur la technique MRAS, basée sur l'orientation des flux rotoriques.

Les résultats de simulation obtenus confirment la validité de la méthode proposée et prouvent qu'il est possible de concevoir un estimateur de vitesse pour la commande robuste d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique dotée d'excellentes performances dans une large plage de vitesse. Le travail est loin d'être terminé et une continuation plus approfondie sur la commande de vitesse sans capteur par MRAS est proposée. À court terme, il sera nécessaire de valider les résultats de simulation par des essais expérimentaux. Pour les perspectives futures, la validation expérimentale des résultats de simulation est cruciale pour confirmer la robustesse et l'efficacité des techniques MRAS dans des conditions réelles. Cela permettra d'améliorer encore la commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse, en optimisant la performance dynamique et en réduisant les coûts associés à l'utilisation des capteurs.

Références

- [1] J. Pierre, P. Hautier et J. Faucher, « Modélisation et Commande de la machine asynchrone» Edition Technib, Paris, Octobre. 1995.
- [2] B. Walid H. Lamnaouar et H. Houari, «Commande de la machine a induction par technique MRAS », Mémoire d'ingénieur, Université Msila, 2007.
- [3] Dr. B. Houssini, «Prototypage rapide a base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé le moteur a induction», Université du Québec, 2010.
- [4] C. Djamel, «Commande d'une machine asynchrone par logique floue», Thèse de master académique, Université d'EL-Oued, Juin 2014.
- [5] Prof.T. Hanene, «Robustesse d'un contrôle vectoriel structure minimale d'une machine asynchrone», Thèse de Magistère, Université de Batna, 2006..
- [6] Dr.L. Djaghdali, «Commande predictive directe du couple de la machine asynchrone», Thèse de Magistère, Université de Biskra,2012.
- [7] Prof.H. Mounir, «Contrôle directe du couple des machines synchrones avec et sans capteurs mécaniques», Thèse de Magistère, Université de Bejaia, 2002.
- [8] Dr.T. ZOHEIR," Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue" EL-Oued.2014.
- [9] Prof.S. Chaouch, «Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse», Thèse de doctorat, Université Batna, 2005.
- [10] M. Abderhamane et B.Bachir «Commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction», Mémoire d'ingénieur, Université de m'sila, 2007
- [11]Dr .F. Morand, «Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones», Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, 2005.
- [12] P. Brunet, « Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrone », cours sur site : [www.google.fr/commande vectorielle](http://www.google.fr/commande%20vectorielle).
- [13] C. Canudas de Wit, «Commande des moteurs asynchrones, optimisation, discretisation et observateurs», Edition Hermes Science Europe 2000.
- [14] G. Grellet and G. Clerc, «Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande», Edition Eyrolles, Paris 1997.
- [15] X. Aiping, «Observateurs adaptatifs non -linéaires et diagnostic de pannes», école Doctorale, Matisse, Septembre 2008

[16] M. SALIMA, "commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone" thèse de doctorat université mentour constantne, 2009

[17] C. SCHAUDER, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motor without Rotational Transducers" Article,1992.

[18] H. BEKHADA,"contrôle d'une machine asynchrone par estimation de la vitesse" école normale supérieure d'enseignement technique, Oran, 2009.

[19] M. MOSTEFAI, A. BENDIABDELLAH, "A MRAS-based Speed Sensor less Direct Vector Control of Induction Motor with Rotor-Inverse Time Constant Adaptation ", Article,2008

Annexe A

Paramètres de la Machine à Induction

A.1. Paramètres électriques :

$R_s = 4,85\Omega$: Résistance du stator ;

$R_r = 3.805\Omega$: Résistance du rotor ;

$L_s = 0.274H$: Inductance du stator ;

$L_r = 0.274H$: Inductance du rotor ;

$M = 0.258H$: Inductance mutuelle ;

$P = 1.5KW$: Puissance électrique ;

$V_s = 220V$: Tension du stator

A.2. Paramètres mécaniques :

$J = 0.031Kgm$: Moment d'inertie ;

$f = 0.0$ SI : Coefficient de frottement ;

$C_r = 5Nm$: Couple électromagnétique ;

$p = 2$: Nombre de pair de pôles

Résumé

La machine asynchrone domine les marchés industriels et de transport grâce à sa robustesse, sa fiabilité, son faible coût et sa maintenance facile. Cependant, sa commande est plus complexe que celle d'autres machines électriques en raison de son modèle mathématique élaboré. Les avancées technologiques, notamment dans les semi-conducteurs et les convertisseurs statiques, ont permis de développer diverses techniques de commande, dont la commande vectorielle indirecte à flux orienté. Ce travail présente une méthode de contrôle de la vitesse de la machine asynchrone en utilisant la commande vectorielle indirecte à flux orienté sans capteur mécanique, basée sur le MRAS. Les résultats de simulation démontrent que l'estimateur MRAS peut remplacer efficacement les capteurs mécaniques, réduisant le coût de la commande tout en conservant de bonnes performances dynamiques de la machine.

Abstract

The asynchronous machine dominates industrial and transportation markets due to its robustness, reliability, low cost, and easy maintenance. However, its control is more complex than that of other electrical machines due to its sophisticated mathematical model. Technological advances, particularly in semiconductors and static converters, have led to the development of various control techniques, including indirect field-oriented control (IFOC). This work presents a speed control method for the asynchronous machine using sensorless indirect field-oriented control based on Model Reference Adaptive System (MRAS). Simulation results demonstrate that MRAS estimators can effectively replace mechanical sensors, reducing control costs while maintaining good dynamic performance of the machine.

ملخص

المحرك الغير تزامني يهيمن على الأسواق الصناعية والنقل بفضل قوتها وموثوقيتها وتكلفتها المنخفضة وصيانتها السهلة. ومع ذلك، فإن تحكمها أكثر تعقيداً من تحكم غيرها من الآلات الكهربائية بسبب نموذجها الرياضي المعقد. قد أدت التقدمات التكنولوجية، ولا سيما في مجال الشبه موصلات والمحولات الثابتة، إلى تطوير مختلف تقنيات التحكم، بما في ذلك التحكم تحكم الشعاعي غير المباشر (IFOC). يقدم هذا العمل طريقة لتحكم في سرعة الآلة الغير متزامنة باستخدام التحكم الشعاعي غير المباشر بدون مستشعر ميكانيكي، والمستند إلى نظام المرجعية النموذجي المتكيف (MRAS). تظهر نتائج المحاكاة أن المقدرات MRAS يمكن أن تحل بفعالية محل المستشعرات الميكانيكية، مما يقلل من تكاليف التحكم مع الحفاظ على أداء ديناميكي جيد للآلة. الكلمات المفتاحية : المحرك الغير تزامني – التحكم الشعاعي غير المباشر – نظام التحكم بدون ملتقط ميكانيكي