



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

**Sciences et
Technologies
Electromécanique
Electromécanique**

Réf. : ..

Présenté et soutenu par :

Merabet Oussama

Arami Nacer eddine

Commande vectorielle sans capteur de vitesse du moteur asynchrone triphasé

Jury :

Mr. Yahia Khaled
Mr. Bourek Amor
Mr. Ben Alia Khaled

Pr Université de biskra
Pr Université de biskra
MAA Université de biskra

Encadreur
Président
Examinateur

Année universitaire :

2021-2022



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electromécanique
Electromécanique
Réf. : ..

Présenté et soutenu par :

Merabet Oussama

Arami Nacer eddine

Commande vectorielle sans capteur de vitesse du moteur asynchrone triphasé

Présenté par :

Merabet Oussama

Arami Nacer eddine

Avis favorable de l'encadreur :

Khaled Yahia

Avis favorable du Président du Jury

Bourek amor

Signature

Cachet et signature

Résumé

Cette étude concerne l'observation et la commande du moteur asynchrone sans capteur mécanique. L'objectif est de proposer une loi de commande sans capteur mécanique utilisant un observateur adaptatif de kalman et estimateur MRAS (Model Référence Adaptive System). Le but principal est de parvenir à un contrôle simple, adaptatif et performant, ce qui va nous permettre de tester et d'évaluer les performances de l'observateur proposé, associé à la commande sans capteur du moteur asynchrone, en ayant comme informations disponibles les courants et les tensions statorique . L'algorithme proposé consiste en un observateur reconstruisant les composantes du flux rotorique, et générant la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse. Des tests sont effectués et validés par voie Théorique, les résultats obtenus illustrent de bonnes performances en terme de robustesse, vis-à-vis des variations des paramètres du moteur et montrent l'excellente qualité de la loi de commande associée à l'observateur, malgré les problèmes d'observabilité lorsque le moteur fonctionne à basse vitesse.

REMERCIEMENT

Les travaux présentés dans ce projet de fin d'études ont été effectués au sein du département de génie électrique de l'université de Biskra, sous la direction de M. Khaled Yahia, que nous remercions à sa confiance qu'ils nous ont accordés, leur encadrement, leur aide et leurs conseils.

Nous tenons à exprimer nos gratitudeux aux membres du jury, qui ont accepté d'examiner notre travail.

Nous remercions aussi tous les enseignants du département génie électrique et le chef de département.

Nous tenons également à remercier tous les enseignants qui nous ont enseigné depuis le primaire.

Nous remercions tous les personnes ayant aidé de loin ou de près à l'élaboration de notre travail.

Dédicace

Merci Allah de m 'avoir donné la capacité d 'écrire et de réfléchir, la force et

la patience d 'aller jusqu 'au bout du rêve

Je dédie ce travail à ma mère et mon père Que dieu les gardes et les protège

A Mon encadreur (Mr. Khaled yahia) Et à toute ma famille

A mes amis dans l 'étude

Je dédie ce travail.

Sommaire

Introduction Générale	11
Chapitre I Modélisation du moteur asynchrone et de l'onduleur de tension	3
I.1 Introduction.....	3
I.2. Modélisation du moteur asynchrone triphasée	3
Principe de fonctionnement.....	3
I.3. Hypothèses simplificatrices	4
I.4. Les équations du moteur asynchrone dans le référentiel (A, B, C).....	5
I.4.1. Les équations électriques	5
I.4.2 Les équations magnétiques.....	6
I.4.3 Le couple électromagnétique.....	7
I.5. Transformation de Park	8
I.5.1. Equations électriques	9
I.5.2. Equations magnétique	9
I.5.3. Equation électromagnétique	10
I.6. Choix du référentiel.....	10
I.6.1. Référentiel lié au rotor (x - y)	10
I.6.2. Référentiel lié au champ tournant (d - q).....	11
I.6.3 Référentiel lié au stator (α - β)	11
I.7. Modélisation de l'onduleur.....	11
Onduleur de tension	11
Chapitre II Commande vectorielle directe du moteur asynchrone	14
II .1. Introduction	14
II .2. Principe de la commande à flux rotorique orienté.....	14
II.3. La commande vectorielle directe.....	16

II.3.1 Principe de la commande vectorielle directe	16
II.3.2 Modèle du MAS avec orientation du flux rotorique	17
II.3.3 Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté :.....	17
II.3.4 Schéma général de la commande	18
II.4 Calcul des régulateurs.....	19
II.4.1 Régulateur de vitesse	19
II.4.2 Régulateur de flux	20
II.5 Simulation	21
II.6 Conclusion	23
Chapitre III	24
Commande vectorielle directe sans capteur mécanique du moteur asynchrone	24
III.1. Introduction.....	24
III.2. Application du filtre de Kalman étendu au MAS alimenté par un onduleur à MLI.....	25
III.2.1. Premier cas: Considération de la vitesse comme un état.....	25
III.3. Commande vectorielle directe (CVD) sans capteur de vitesse d'un MAS utilisant le filtre de Kalman étendu	29
III.3.1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge	30
III.3.2. Inversion du sens de rotation	33
III.4. Conclusion	37
Conclusion Générale	38
Références	39

Listes de figures

Figure I.1: Représentation schématique du MAS triphasée.....	5
Figure I.2: modèle triphasé du MAS.....	8
Figure I.3: Schéma de l'onduleur de tension	12
Figure I.4: Schéma simplifié	12
Figure II.1: Analogie du MAS dans la commande vectorielle avec la MCC.....	15
Figure II.2: principe de l'orientation du flux rotorique.....	15
Figure II.3: Représentation du bloc d'estimateurs.....	18
Figure II.4: : Schéma général de la commande vectorielle directe à flux rotorique du MAS	18
Figure II.5 : Bloc de régulateurs	19
Figure II.6: Schéma de régulation de la vitesse.....	19
Figure II.7 : Régulation du flux rotorique.....	20
Figure II.8 : Simulation d'une régulation par <i>CVD</i> d'une machine asynchrone alimentée en tension	22
Figure.III.1. Représentation du filtre de Kalman étendu sous forme de S-fonction.....	29
Figure III.2 Régulation de vitesse par la commande vectorielle directe (<i>CVD</i>) avec introduction du filtre de Kalman étendu.....	29
Figure III.3. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une <i>CVD</i> sans capteur (démarrage à vide avec application de la charge).....	31
Figure III.4. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une <i>CVD</i> sans capteur (démarrage à vide avec application de la charge) (suite).....	33
Figure III.5. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une <i>CVD</i> sans capteur (inversion du sens de rotation).....	36
Figure III.6. Régulation de vitesse d'une moteur asynchrone alimenté en tension avec une <i>CVD</i> sans capteur (inversion du sens de rotation) (suite).....	36

Notations et symboles

MAS : Moteur 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.

Tr, **Ts** : Constant de temps rotorique (statorique).

σ : Coefficient de dispersion.

A, **B**, **C** : Indices des trois phases statoriques

a , **b** , **c** : Indices des trois phases rotoriques.

s, **r** : Indices relatifs respectivement au stator et rotor.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

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).

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 (θ_{obs})] : Matrice de transformation de Park.

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

FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte.

FTBF : Fonction de transfert en boucle fermée.

ζ : Coefficient d'amortissement.

K_p : Facteur de proportionnalité.

Ki : Facteur d'intégral.

X* : Grandeur de référence.

X^ : Grandeur estimée.

CVD : Commande vectorielle directe.

MRAS : Système adaptatif avec modèle de référence.

Rf : Résistances de filtrage.

Lf : Inductances de filtrage.

Cf : Capacitance de filtrage.

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

Introduction Générale

Introduction Générale

Le moteur asynchrone, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du siècle dernier, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée. La disponibilité des convertisseurs de fréquence assurant la mise en forme de l'énergie électrique et la mise en place de lois de commande, souvent implémentées dans un microcalculateur, permet d'utiliser le moteur asynchrone à cage dans des applications à vitesse variable. Pour les premières applications, le réglage de la vitesse en régime permanent constituait la principale satisfaction des industriels ; très vite on s'est intéressé aux performances de réglage durant les régimes transitoires ; à savoir : le démarrage, le freinage ainsi que ceux qui apparaissent lors de l'application d'une charge. Que ce soit en régime permanent ou en régime dynamique, les recherches effectuées ont montré que le moteur asynchrone peut être découplé en utilisant la théorie de la commande à flux orienté. Le principe d'orientation a été proposé par BLASCHKE en 1972. Il ramène le comportement du moteur asynchrone à celui d'un moteur à courant continu. Il consiste à placer le repère (d-q) de telle sorte que l'axe (d) coïncide avec le flux à orienter.

En outre, la commande directe à flux rotorique orienté est la plus simple à mettre en œuvre et offre un contrôle linéaire du couple du moteur asynchrone. Des avantages qui ont fait d'elle la commande la plus prépondérante dans les milieux industriels. Toutefois, lorsque le moteur est contrôlé par la méthode directe à flux rotorique orienté.

En plus de cela le capteur de vitesse participe à l'augmentation du coût de l'installation et du degré de redondance des pannes. Par conséquent, sa suppression et l'utilisation des estimateurs de vitesse peut améliorer nettement la robustesse du système et fait diminuer son coût. Les chercheurs essaient de se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou position. En effet, outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînement, il est fragile et onéreux. On essaye de remplacer la fonction de capteur par

des algorithmes de calcul. On trouve actuellement dans la littérature de nombreuses méthodes de commande sans capteurs mécaniques. Nous, nous intéressons dans ce qui suit à celles qui utilisent l'estimation simultanée du flux et de la vitesse (techniques de MRAS basée du flux rotorique).

Chapitre I
Modélisation du
moteur asynchrone et
de l'onduleur de
tension

Chapitre I

Modélisation du moteur asynchrone et de l'onduleur de tension

I.1 Introduction

Parmi tous les types des moteurs à courant alternatif, le moteur asynchrone (encore appelée moteur à induction), est la plus utilisée dans l'industrie, car elle est caractérisée par sa robustesse, sa fiabilité, son faible cout et sa disponibilité dans une large gamme de puissance. Des moteurs de faible puissance sont disponibles avec une alimentation monophasée, mais le plus souvent ce sont les moteurs polyphasés, et particulièrement triphasés, qui sont les plus utilisées, aussi bien dans le domaine de la vitesse constante que dans celui de la vitesse variable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil et de son alimentation en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable .

I.2.Modélisation du moteur asynchrone triphasée

Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un moteur asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. De cette façon le fonctionnement d'un moteur asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant : $N_s = f / p$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'un moteur asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) diffère de celle du rotor (n), c'est-à-dire, lorsque $n \neq n_1$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $n = n_1$, Le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport : $g = n_s - n/n_s$ est appelé glissement d'un moteur asynchrone.

Remarque

Le moteur asynchrone est un moteur transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, il est caractérisé par des grandeurs d'entrée qui sont électriques et par des grandeurs de sortie qui sont mécaniques. [1]

I.3.Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser le moteur nous nous appuyeront sur un certain nombre d'hypothèses Simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées dans la littérature scientifique. Ainsi les bobinages au stator et au rotor sont triphasés et ont p paires de pôles, si le rotor est à cage d'écureuil, nous l'assimilerons pour l'étude à un rotor bobiné [2].

Aussi nous supposons que :

- le moteur présente une parfaite symétrie de construction, tant au rotor qu'au stator ;
- l'entrefer est d'épaisseur et de perméabilité constante, l'effet d'encoche est alors négligé ;
- la saturation du circuit magnétique est négligeable, et sa perméabilité également constante ;
- les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables ;
- les pertes mécaniques sont négligeables ;
- la distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- l'effet de peau est négligé, la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs;
- la résistance des différents enroulements du moteur est constante ;
- l'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ces hypothèses imposent les conséquences suivantes :

- ❖ les flux magnétiques sont additifs.
- ❖ les inductances propres sont constantes au stator qu'au rotor ;
- ❖ les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale avec la position des enroulements ;

I.4. Les équations du moteur asynchrone dans le référentiel (A, B, C)

La figure I.1 montre la structure de principe du moteur asynchrone triphasé. Elle comporte les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques ; l'angle θ repère la position de la phase rotorique (Oa_R) par rapport celle de la phase statorique (OA_S)

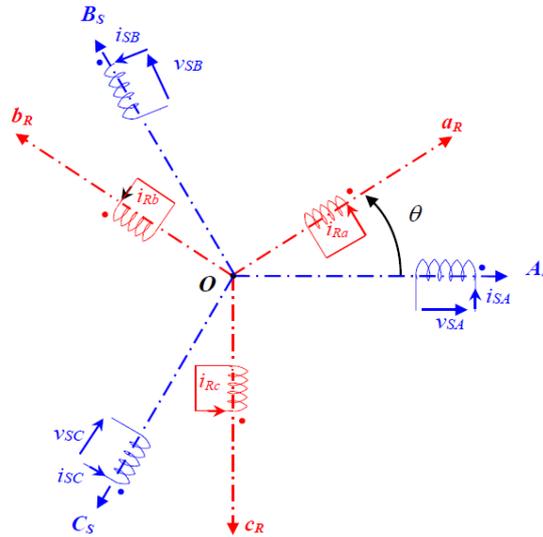


Figure I.1 : Représentation schématique d'un MAS triphasé.

I.4.1. Les équations électriques

Nous pouvons écrire, en respectant les conventions relatives aux récepteurs, les équations des tensions aux bornes des enroulements sous forme matricielle [3] [4]:

$$\begin{cases} [V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt}[\Phi_S] \\ [V_R] = [R_R][I_R] + \frac{d}{dt}[\Phi_R] \end{cases} \quad (I.1)$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$\begin{aligned}
 [V_S] &= [v_{Sa} \quad v_{Sb} \quad v_{Sc}]^T & [I_S] &= [i_{Sa} \quad i_{Sb} \quad i_{Sc}]^T & [\Phi_S] &= [\phi_{Sa} \quad \phi_{Sb} \quad \phi_{Sc}]^T \\
 [V_R] &= [v_{Ra} \quad v_{Rb} \quad v_{Rc}]^T & [I_R] &= [i_{Ra} \quad i_{Rb} \quad i_{Rc}]^T & [\Phi_R] &= [\phi_{Ra} \quad \phi_{Rb} \quad \phi_{Rc}]^T \\
 [R_S] &= \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} & & [R_R] &= \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{I.2}$$

Les variables statoriques étant indicées avec les majuscules (A,B,C) et les variables rotoriques avec les minuscules (a,b,c).

I.4.2 Les équations magnétiques

Le flux total embrassé par une phase résulte de l'action de son propre courant et des interactions avec les courants des autres phases. La configuration du moteur étant parfaitement symétrique et le circuit magnétique n'étant pas saturé, nous pouvons exprimer les équations matricielles des flux recensés au stator et rotor sous la forme suivante [3] [4]:

$$\begin{cases} [\Phi_S] = [L_S][I_S] + [M_{SR}][I_R] \\ [\Phi_R] = [M_{RS}][I_S] + [L_R][I_R] \end{cases} \tag{I.3}$$

Avec les quatre matrices d'inductance :

$[L_S]$: Matrice des coefficients d'inductance statorique

$[L_r]$: Matrice des coefficients d'inductance rotorique

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_S & m_S & m_S \\ m_S & l_S & m_S \\ m_S & m_S & l_S \end{bmatrix} \quad [L_R] = \begin{bmatrix} l_R & m_R & m_R \\ m_R & l_R & m_R \\ m_R & m_R & l_R \end{bmatrix} \tag{I.4}$$

l_S : coefficient d'inductance propre d'une phase statorique,

m_S : coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

l_R : coefficient d'inductance propre d'une phase rotorique,

m_R : coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

$[M_{sr}]$: Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du rotor sur le stator,

$[M_{rs}]$: Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du stator sur le rotor,

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\Pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\Pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Le coefficient m_{sr} représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phase rotorique et statorique.

Les matrices set sont dites circulantes, en effet chaque ligne se déduit de la précédente par permutation circulaire. $[Mrs][Msr]$

I.4.3 Le couple électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique peut être exprimée par la relation

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [L] \right\} \cdot [I] \quad (\text{I.6})$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix}$$

$$[I] = [I_{sA} \quad I_{sB} \quad I_{sC} \quad I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ ne contiennent que des termes constants lorsque l'angle θ varie, cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I_s]^T \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \cdot [I_r] \quad (\text{I.7})$$

On peut également exprimer le couple électromagnétique en fonction du couple résistant, du moment d'inertie de toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega + C_R \quad (\text{I.8})$$

Au regard de ces résultats, nous pouvons noter, d'une part que l'ordre du système est important, et d'autre part sa complexité. En effet, nous aboutissons à un ensemble de huit équations, six de nature électrique et deux pour le couple électromagnétique, dont certaines font apparaître des coefficients qui varient avec l'angle θ , et donc avec le temps.

I.5. Transformation de Park

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé, dans ce dernier référentiel, les paramètres sont représentés [5]. Cette transformation est considérée comme une substitution au passage du système triphasé au système biphasé figure I.2. Donc on peut avoir un système à coefficients constant.

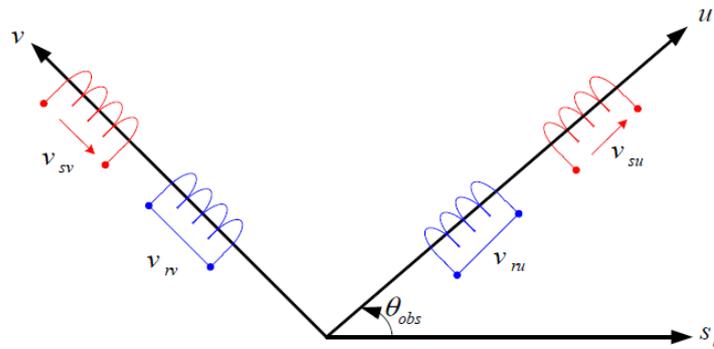


Figure I.2: modèle triphasé du MAS

Physiquement, l'application de la transformation de Park au 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 donné par [5]:

$$\begin{pmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{pmatrix} = [P(\theta)] \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Ou :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

q : Angle entre l'axe magnétique et l'axe longitudinale.

L'application de la transformation de PARK aux modèles matriciels électrique et magnétique

Permet d'obtenir les équations suivantes :

I.5.1. Equations électriques

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé au système biphasé (u, v) se fait en utilisant la transformation de Park.

$$\begin{cases} v_{su} = R_s i_{su} + \frac{d\varphi_{su}}{dt} - \omega_{obs} \varphi_{sv} \\ v_{sv} = R_s i_{sv} + \frac{d\varphi_{sv}}{dt} + \omega_{obs} \varphi_{su} \\ 0 = R_r i_{ru} + \frac{d\varphi_{ru}}{dt} - (\omega_{obs} - \omega) \varphi_{rv} \\ 0 = R_r i_{rv} + \frac{d\varphi_{rv}}{dt} + (\omega_{obs} - \omega) \varphi_{ru} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

I.5.2. Equations 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.

$$\begin{cases} \phi_{su} = L_s i_{su} + M i_{ru} \\ \phi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \phi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su} \\ \phi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Avec:

$L = l - M$: Inductance cyclique propre du stator,

$L_r = l_r - M$: Inductance cyclique propre du rotor, 0

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

I.5.3. Equation électromagnétique

Le couple électromécanique représenté dans l'équation sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{ru} i_{sv} - \varphi_{rv} i_{su}) \quad (I.13)$$

I.6. Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation de repère d'axe diphasé qui dépend de la vitesse de rotation du référentiel choisi [6]. Selon le choix de ω_{obs} on distingue :

I.6.1. Référentiel lié au rotor (x-y)

Il se traduit par la condition $\omega_{obs} = \omega$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\varphi_{sx}}{dt} - \omega\varphi_{sy} \\ v_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\varphi_{sy}}{dt} + \omega\varphi_{sx} \\ 0 = R_r i_{rx} + \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ 0 = R_r i_{ry} + \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (I.14)$$

Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les moteurs asynchrones.

I.6.2. Référentiel lié au champ tournant (d - q)

La vitesse du repère de Park est celle du champ tournant $\omega_{obs} = \omega$

Les équations de système prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.15)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime Permanent [6].

I.6.3 Référentiel lié au stator (α - β)

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de Park Est $\omega_{obs} = 0$

Les équations du système prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.16)$$

I.7. Modélisation de l'onduleur

Onduleur de tension

L'onduleur de tension triphasé (**Fig. I.3**) permet l'échange d'énergie entre une source de tension continu et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage, Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des

transistors MOS, des IGBT ou des GTO associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [7] :

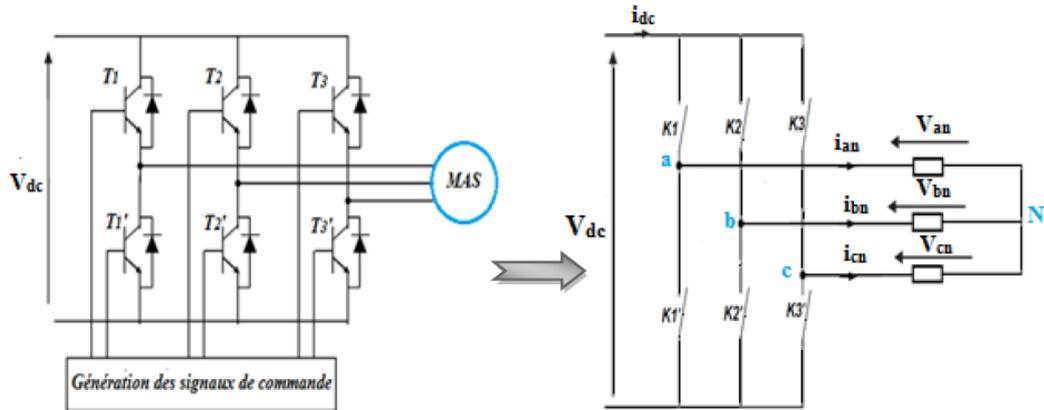


Figure I.3 : Schéma de l'onduleur de tension **Figure I.4 :** Schéma simplifié

Le schéma simplifié de l'onduleur de tension associé du moteur est représenté sur la Fig1.4 Afin l'élaborer un modèle de fonctionnement de l'onduleur, on considère que chaque bras de celui-ci est constitué de deux interrupteurs K1 et K2 supposés parfaits, c'est-à-dire les phénomènes dus à la commutation sont négligés.

Lorsque le neutre de la charge isolé :

$$\begin{cases} V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \\ i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \end{cases} \tag{I.17}$$

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine sont état de conduction :

$$\begin{aligned} F_1 &= \begin{cases} 1 \text{ Si } K_1 \text{ fermé et } k_{1^*} \text{ ouvert} \\ 0 \text{ Si } k_{1^*} \text{ fermé et } K_1 \text{ ouvert} \end{cases} \\ F_2 &= \begin{cases} 1 \text{ Si } K_2 \text{ fermé et } k_{2^*} \text{ ouvert} \\ 0 \text{ Si } k_{2^*} \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert} \end{cases} \\ F_3 &= \begin{cases} 1 \text{ Si } K_3 \text{ fermé et } k_{3^*} \text{ ouvert} \\ 0 \text{ Si } k_{3^*} \text{ fermé et } K_3 \text{ ouvert} \end{cases} \end{aligned} \tag{I.18}$$

Les potentiels des nœuds a, b, c de l'onduleur par rapport au point N sont donnés par les

relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = F_1 \cdot V_{dc} \\ V_{bn} = F_2 \cdot V_{dc} \\ V_{cn} = F_3 \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Les tensions composées de l'onduleur se déduisent en utilisant les fonctions de connexions

Comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = (F_1 - F_2) \cdot V_{dc} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = (F_2 - F_3) \cdot V_{dc} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = (F_3 - F_1) \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Nous pouvons exprimer également les tensions simples à partir des tensions composées

Comme :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\ V_{bn} = \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\ V_{cn} = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

L'expression des tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions logiques de connexion est obtenue à partir des équations

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

I.8. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons défini le moteur asynchrone et présenté la modélisation du moteur asynchrone à cage d'écurieul. L'argument a été fait avec quelques hypothèses simples, de sorte que ces hypothèses ont réduit plusieurs complications complexes dans ce domaine, et nous ont permis de transformer Park pour obtenir une transformation pour synthétiser les lois de contrôle. Ensuite, nous mettons le modèle en tant qu'état, Nous mettons les résultats obtenus.

Chapitre II:
Commande vectorielle
directe du
Moteur Asynchrone

Chapitre II Commande vectorielle directe du moteur asynchrone

II .1.Introduction

Contrairement au modèle de moteur à courant continu, le modèle du moteur asynchrone présente un couplage naturel entre le courant qui crée le couple électromagnétique et le courant qui crée le flux magnétique, ce qui va rendre la commande plus difficile.

Plusieurs méthodes de commande du moteur asynchrone ont été proposées, on cite à titre d'exemple, la commande scalaire, qui consiste à garder le rapport entre la tension et la fréquence d'alimentation constant appelée aussi $V/f = \text{constant}$. L'inconvénient majeur de ce type de commande est posé pour les basses vitesses (impossible de maintenir le couple constant).

Il existe d'autres méthodes mais elles sont tous limitées. En 1972, Blaschke a proposé la théorie de commande par orientation du flux, ce qui permis de rendre le modèle du moteur semblable au modèle du moteur à courant continu. Cette technique a permis l'amélioration de la commande du moteur asynchrone.

Dans ce chapitre, la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté du moteur asynchrone alimentée par l'onduleur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis est présenté, en utilisant des régulateurs classiques de type PI et un estimateur de flux rotorique.

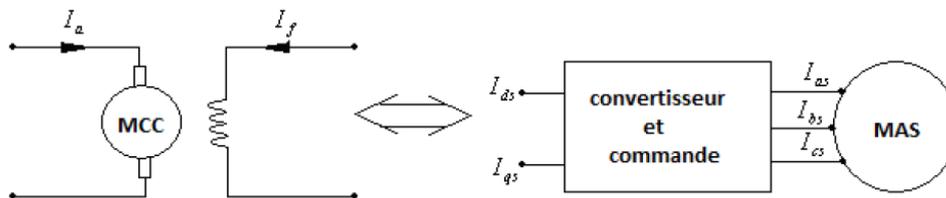
II .2.Principe de la commande à flux rotorique orienté

Les principales variables de commande du moteur asynchrone dans la méthode scalaire sont la tension et la fréquence. On trouve que le flux et le couple sont tous les deux fonctions de la fréquence et de l'amplitude de la tension. La réponse du moteur est lente à cause de l'effet de couplage entre le flux et le couple [8][9]

Pour remédier les limitations de la commande scalaire, l'utilisation de la commande vectorielle s'avère nécessaire dans laquelle le moteur asynchrone est assimilé à un moteur à courant continu à excitation séparée (fig. II.1). Le couple du moteur à courant continu à excitation séparée est donné par un produit simple de courant de l'induit et de l'inducteur et un facteur k (fig. II.1) :

$$\Gamma_e = \dot{K}_t I_a I_f \tag{II.1}$$

Les variables de commande du moteur I_a et I_f sont orthogonales. Pour commander le moteur, le courant I_f est maintenu à une valeur de référence, qui donne la valeur du flux. Le couple est changé par le courant I_f . Donc, des simples régulateurs PI assurent la régulation de vitesse, du couple et du flux.



$$\Gamma_e = k_t \varphi_g I_{qs} = k_t \dot{I}_a I_f$$

$$\Gamma_e = k_t \varphi_r I_{qs} = k_t \dot{I}_{ds} I_{qs}$$

Figure II.1 : Analogie du MAS dans la commande vectorielle avec le MCC.

Pour cela, on choisit d'orienter le flux rotorique de telle sorte à annuler sa composante en quadrature, qui revient à éliminer le deuxième produit de la quatrième expression du système (II.1).

C'est-à-dire de choisir un angle de Park convenable pour porter le flux rotorique sur l'axe d et donc annuler Q_{qr} , le principe est donné en *fig. II.2*

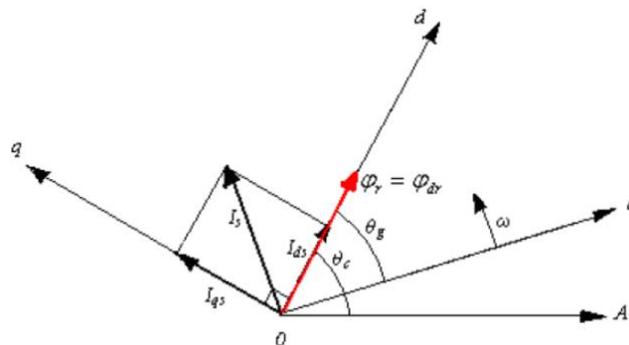


Figure II.2 : principe de l'orientation du flux rotorique.

Il existe dans la littérature deux méthodes : orientation du flux rotorique et orientation du flux statorique.

Dans notre travail, nous nous limitons à l'orientation du flux rotorique, car, elle est la plus utilisée, elle élimine l'influence de réactances de fuite rotorique et statorique et donne des meilleurs résultats [10].

Le flux rotorique est alors :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

L'expression du couple se transforme :

$$\Gamma_e = P \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs} \quad (\text{II.3})$$

En tenant compte du choix de référentiel, c'est-à-dire, référentiel lié au champ tournant, puis en choisissant d'orienter le flux rotorique, le modèle d'état du système nous donne :

$$\varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = M I_{ds} \omega_r = \frac{M I_{qs}}{T_r} \varphi_r \quad (\text{II.4})$$

On remarque d'après les équations que le couple électromagnétique est contrôlé par la composante I_{qs} du courant statorique en choisissant de maintenir le flux rotorique constant, alors que le flux rotorique est contrôlé par la composante I_{ds} du courant. Donc, on a bien découplé le courant statorique en deux composantes, la première correspond au flux et la deuxième au couple, ainsi le modèle semblera au modèle du moteur à courant continu.

II.3. La commande vectorielle directe

II.3.1 Principe de la commande vectorielle directe

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 [11]. La mesure du flux rotorique peut se faire par l'insertion d'un capteur du flux dans l'entrefer du moteur, ce qui n'est pas souhaitable, car le moteur perd sa robustesse en plus de l'augmentation de son coût.

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.

II.3.2 Modèle du MAS avec orientation du flux rotorique

Le modèle du moteur dans le repère lié au champ tournant est donné par le système

D'équations :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} + \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} + \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right)I_{qs} - \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \phi_{dr} + \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + \omega_g \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - \omega_g \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Si on oriente le flux rotorique pour éliminer sa composante en quadrature, le système devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + (R_s + \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r) I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{M R_r}{L_r^2} \phi_r \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + (R_s + \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r) I_{qs} + \sigma L_s \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_r^2} \omega \phi_r \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M I_{ds} \\ \frac{M}{T_r} I_{qs} = \omega_g \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En plus de l'équation qui donne le couple électromagnétique ; Ces équations suffiront pour faire des estimateurs du flux et de la pulsation statorique en plus des régulateurs que nous allons développer par la suite.

II.3.3 Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté :

Comme nous l'avons déjà expliquée, on utilise trois estimateurs pour L'équation (II.7) permet d'estimer le flux ϕ_r :

$$\hat{\phi}_r = \frac{M}{1 + ST_s} I_{ds} \quad (\text{II.7})$$

La quatrième équation du système (II.8) permet d'estimer la pulsation statorique ω_s puis Θ_s . Le flux est nul au démarrage, alors on ajoute 0.001 au dénominateur, pour ne pas avoir une valeur indéterminée [12] :

$$\widehat{\omega}_s = S\Omega + \frac{M}{T_r \widehat{\varphi}_r + 0.001} I_{ds} \tag{II.8}$$

$$\widehat{\theta}_s = \frac{1}{S} \widehat{\omega}_s$$

Le symbole S est l'opérateur de Laplace.

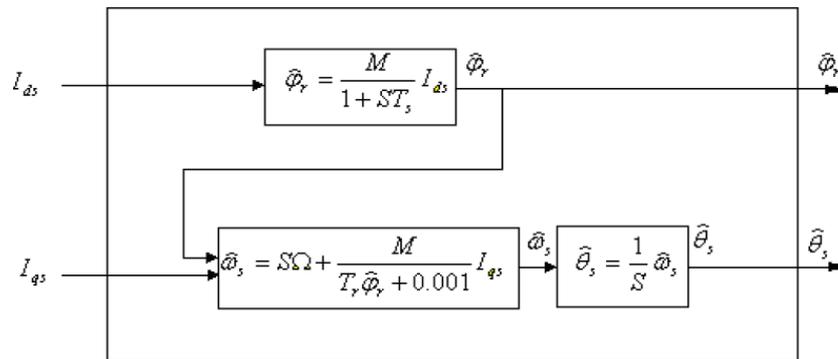


Figure II.3: Représentation du bloc d'estimateurs.

II.3.4 Schéma général de la commande

Les expressions peuvent être exploitées directement pour réaliser la commande vectorielle directe du moteur, cette commande est représentée par le schéma général de fig. II.4 :

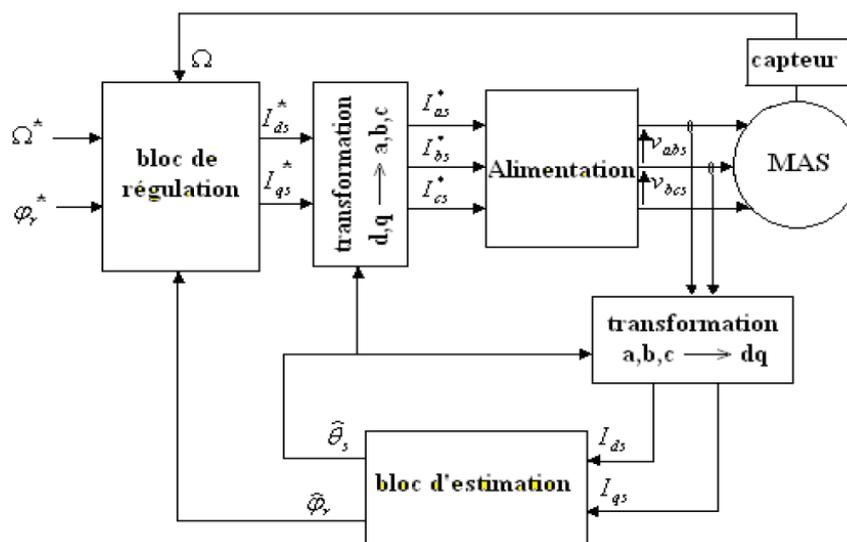


Figure II.4 : Schéma général de la commande vectorielle directe à flux rotorique du moteur asynchrone.

Pour réaliser cette commande, on a besoin d'un bloc d'estimation dont les composantes sont définies précédemment (fig. II.4), d'un bloc de régulation, des capteurs de courant et un capteur de vitesse.

La troisième valeur de courant est donnée par une somme des courants nulle. La vitesse de rotation est mesurée directement par un capteur (tachymètre ou décodeur incrémental) monté sur l'arbre du moteur. Nous régulons la vitesse de rotation et le flux rotorique du moteur.

Le schéma définissant le bloc de régulation qui est utilisé est donné en fig. II.5.

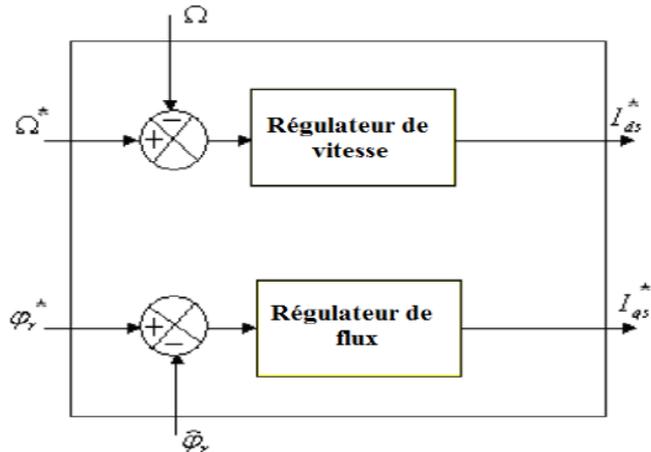


Figure II.5 : Bloc de régulateurs

II.4 Calcul des régulateurs

II.4.1 Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse se calcule à partir de l'équation mécanique du moteur fig. II.6 il présente en entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le courant de référence I_{ds} , qui est l'image du couple électromagnétique. La fonction de transfert de la vitesse est donnée par :

$$FT_{\Omega} = \frac{1}{K_f + J_t S} \quad (\text{II.9})$$

Le régulateur utilisé est donc de type PI dont le schéma est donné en fig. II.6:

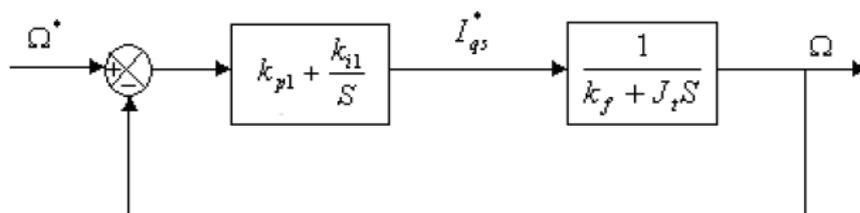


Figure II.6: Schéma de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée est alors :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s})(\frac{1}{K_f + Jts})}{1 + (K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s})(\frac{1}{K_f + Jts})} = \frac{1 + \frac{K_{p1}s}{K_{i1}}}{1 + (\frac{K_{p1}}{K_{i1}} + \frac{K_f}{K_{i1}})s + (\frac{Jt}{K_{i1}})s^2} \quad (\text{II.10})$$

II.4.2 Régulateur de flux

A partir de l'équation 3 du système (II.10) on trouve la fonction de transfert du flux rotorique:

$$FT_{\varphi_r} = \frac{M}{1 + T_r s} \quad (\text{II.10})$$

Donc on utilise un régulateur de type PI, qui a en entrée la différence entre le flux de référence et le flux estimé et en sortie la référence du courant I_{ds}^* . Le régulateur est schématisé en *fig. II.7*:

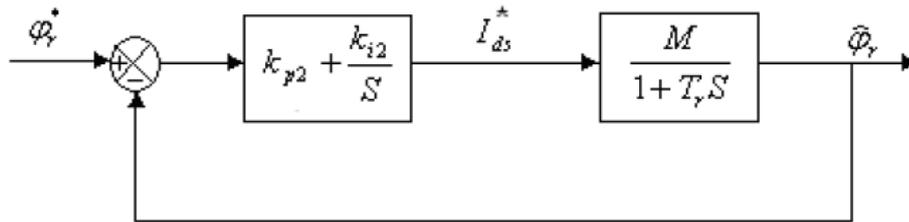


Figure II.7: Régulation du flux rotorique.

Qui donne une fonction de transfert du flux rotorique en boucle fermée :

$$FTBF_{\varphi_r} = \frac{\hat{\varphi}_r}{\varphi_r^*} = \frac{(K_{p2}/s)(M/T_r)}{1 + (K_{p2}/s)(M/T_r)} = \frac{1}{1 + \frac{T_r}{K_{p2}M}s} \quad (\text{II.11})$$

II.5 Simulation

Résultats de simulation de la commande vectorielle directe (CVD)

Dans cette partie on va faire la simulation de la commande vectorielle directe d'un MAS alimenté par un onduleur à MLI, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

Les simulations reportées sur la figure (II.8) concernent un échelon de vitesse de 0 à 100rd/s puis l'application d'un couple de charge de 5Nm à $t=1s$ et enfin l'inversion du sens de rotation à -100 rd/s à $t=2 s$.

Ces résultats montrent les performances de la régulation. On note une nette amélioration en régime dynamique. En effet, la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de 0.23s. Lors de l'application du couple de charge, on note une diminution de vitesse de l'ordre de 4 rd/s. L'inversion du sens de rotation du moteur de 100 rd/s à -100 rd/s a pour but de tester la robustesse de la CVD vis-à-vis d'une variation importante de la référence. La caractéristique de vitesse montre que la vitesse suit sa référence avec un dépassement et une erreur statique négligeables. Ces résultats satisfaisants de réglage de la vitesse sont garantis à l'aide de l'utilisation d'un régulateur de vitesse de type IP au lieu d'un régulateur de type PI. Dans le cas de l'utilisation d'un PI, il faut ajouter un filtre (correcteur) pour la consigne de vitesse afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

Le flux rotorique est obtenu dès l'instant initial. La constante de temps du flux est très petite. On peut constater que le vecteur flux est vraiment sur l'axe d.

Comme les compensations en tension représentent des approximations, le flux est légèrement perturbé lors des grandes variations de couple. La composante I_{sd} est une image du flux et la composante I_{sq} est en parfait accord avec l'évolution du couple. En régime permanent, ce couple présente des pulsations liées aux harmoniques de courant dus à l'utilisation du convertisseur statique.

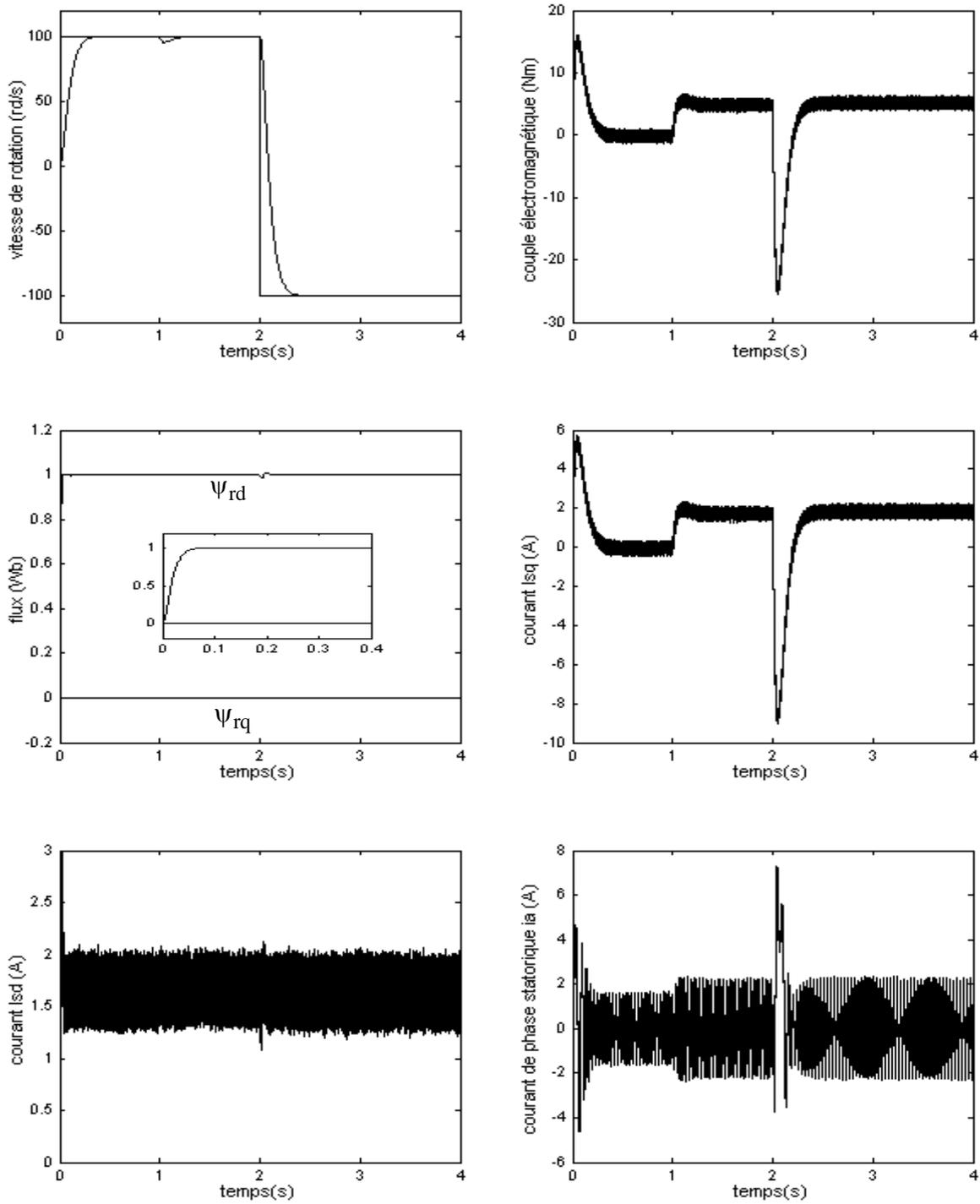


Figure II.8. Simulation d'une régulation par *CVD* d'un moteur asynchrone alimentée en tension

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la commande du moteur asynchrone par le control vectoriel direct à flux rotorique orienté en utilisant un régulateur de vitesse et un régulateur de flux rotorique, le moteur est toujours alimenté par la cascade MLI - onduleur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis.

Les simulations montrent les performances de la commande ; le découplage entre le flux et le couple est complètement réalisé, le choix des régulateurs est justifié, à savoir, la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable.

La vitesse est mesurée à partir d'un capteur de vitesse, qui n'est pas désiré à cause de ces inconvénients qui sont nombreux. Le prochain chapitre sera consacré pour l'introduction de l'observateur de vitesse dans la structure de commande pour remplacer le capteur de vitesse en plus d'un observateur du flux rotorique qui améliore la qualité de sa valeur estimée.

Chapitre III

Commande vectorielle

directe sans capteur

mécanique du moteur

asynchrone

Chapitre III

Commande vectorielle directe sans capteur mécanique du moteur asynchrone

III.1. Introduction

La commande du moteur asynchrone sans capteur mécanique de vitesse devient un axe de développement et de recherche industrielle fondamentale. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères importants dans de nombreuses applications. En effet, ces critères mobilisent les chercheurs à se débarrasser de ces capteurs qui sont les maillons faibles de la chaîne d'entraînement électrique. Outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînements, ils sont fragiles et onéreux [13]. On essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs électriques de tension et courant et des algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse et le flux de la machine. Avec les avancées considérables dans le domaine des outils de calcul numérique, ces méthodes de reconstitution de vitesse et du flux peuvent être réalisées sur des *DSP* de faible coût [13], [14].

La reconstitution de la vitesse et du flux est réalisée par des estimateurs ou des observateurs qui sont construits à partir du modèle du moteur. Pour le cas des estimateurs, la dynamique d'estimation (en boucle ouverte) dépend des constantes de temps du moteur et ne peut être maîtrisée. Par contre, pour les observateurs, la dynamique d'observation est contrôlée.

Il existe de très nombreuses publications et études traitant ce sujet. Citons parmi elles : [15], [13], [14], [16], [17].

Dans [15], on trouve une multitude d'observateurs pour la reconstitution de vitesse et du flux. L'observateur de Luenberger dans le cas déterministe et le filtre de Kalman dans le cas stochastique et, en fin, l'observateur par mode de glissement. L'auteur a implanté ces observateurs dans des bancs d'essais et donné des résultats de simulation ainsi qu'expérimentation de ces observateurs en ordre complet et réduit avec des adaptations paramétriques pour éliminer l'effet des variations des paramètres.

Les techniques d'estimation à base du filtre de Kalman étendu et à base du *MRAS* ont été traitées par [13] et [16]. [13] donne aussi une introduction aux méthodes intelligentes (algorithmes génétiques, logique floue et réseau de neurones). [14] présente l'utilisation d'un observateur par mode de glissement robuste vis-à-vis des non linéarités et variations paramétriques. [16] utilise la logique floue.

III.2. Application du filtre de Kalman étendu au *MAS* alimenté par un onduleur à *MLI*

Dans ce cas, le moteur est alimenté par un onduleur de tension à *MLI* commandé en boucle ouverte. Le filtre de Kalman est utilisé pour l'estimation des courants et des flux dans le repère (α, β) ainsi que la vitesse de rotation mécanique. Celle-ci peut être considérée comme un état (introduction de l'équation mécanique dans le système d'état) ou comme un paramètre (lorsque l'on suppose que sa dynamique est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques). Dans ce qui suit on traite ces deux cas.

III.2.1. Premier cas: Considération de la vitesse comme un état

Le moteur électrique peut être décrit par le système d'équations différentielles non linéaires du 5^{ème} ordre (III.1), avec 4 variables électriques (courants et flux), une variable mécanique (vitesse de rotation) et deux variables de contrôle (tensions statoriques). Ce modèle est non linéaire puisque le vecteur d'état est étendu à la vitesse mécanique de rotation. On a donc dans le repère (α, β) :

$$\begin{cases} \bullet \\ x_1 = -\gamma x_1 + \frac{K_1}{T_r} x_3 + K_1 p x_5 x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ \bullet \\ x_2 = -\gamma x_2 + \frac{K_1}{T_r} x_4 - K_1 p x_5 x_3 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \bullet \\ x_3 = \frac{L_m}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_5 x_4 \\ \bullet \\ x_4 = \frac{L_m}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_5 x_3 \\ \bullet \\ x_5 = \mu (x_3 \cdot x_2 - x_4 \cdot x_1) - \frac{f}{J} - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (III.1)$$

avec:

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2}, \quad K_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad \mu = \frac{3pL_m}{2JL_r}$$

Les tensions du stator et les états sont:

$$\begin{cases} \mathbf{u} = [\mathbf{u}_{s\alpha} \quad \mathbf{u}_{s\beta}]^t \\ \mathbf{x} = [\mathbf{x}_1 \quad \mathbf{x}_2 \quad \mathbf{x}_3 \quad \mathbf{x}_4 \quad \mathbf{x}_5]^t = [\mathbf{i}_{s\alpha} \quad \mathbf{i}_{s\beta} \quad \Psi_{r\alpha} \quad \Psi_{r\beta} \quad \Omega]^t \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

En considérant que le vecteur de sortie $y(t)$ est constitué des deux courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, le système non linéaire (III.1) peut être représenté sous la forme (III.3) :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}^e(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}^e(t), \mathbf{u}(t), t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{x}^e(t), t) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

où: $\mathbf{x}^e(t)$ un vecteur d'état de dimension n ,

$\mathbf{u}(t)$ un vecteur de contrôle de dimension m ,

$\mathbf{y}(t)$ un vecteur de sortie de dimension p .

La représentation d'état continue non linéaire (III.3) du moteur suppose que le fonctionnement de ce dernier est dans un environnement déterministe. Or, notre but est l'estimation du courant statorique, du flux rotorique et de la vitesse de rotation dans un environnement stochastique par le filtre de Kalman étendu. Nous ajoutons donc des vecteurs de bruit d'état $w(t)$ et de mesure $v(t)$ dans l'équation d'état et de mesure respectivement. De plus, ce filtre exige la discrétisation du modèle en vue de son fonctionnement en temps réel sur les calculateurs numériques. Le modèle discret stochastique est donné comme suit:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1}^e = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k^e, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k^e \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k^e) + \mathbf{v}_k \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

avec: \mathbf{w}_k^e un vecteur de bruit d'état de dimension (5×1) ,

\mathbf{v}_k un vecteur de bruit de mesure de dimension (2×1) .

L'algorithme du filtre de Kalman étendu est donné comme suit :

a). Phase de prédiction

- Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}_{k+1/k}^e = f(x_{k/k}^e, u_k) \quad (\text{III.5})$$

- Prédiction de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^t + Q \quad (\text{III.6})$$

avec:

$$F_k = \left. \frac{\partial f(x_k^e, u_k)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_{k/k}^e} \quad (\text{III.7})$$

b). Phase de correction

- Calcul du gain de Kalman

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^t (H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^t + R)^{-1} \quad (\text{III.8})$$

avec:

$$H_k = \left. \frac{\partial h(x_k^e)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_{k/k}^e} \quad (\text{III.9})$$

- Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}_{k+1/k+1}^e = \hat{x}_{k+1/k}^e + K_{k+1} (y_{k+1} - H_k \hat{x}_{k+1/k}^e) \quad (\text{III.10})$$

- Estimation de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k} \quad (\text{III.11})$$

Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (III.10) et (III.11) respectivement, sont:

$$F_k = \left. \frac{\partial f(x_k^e, u_k)}{\partial x_k^{eT}} \right|_{x_k^e = \hat{x}_{k/k}^e} = \begin{bmatrix} 1 - T_e \gamma & 0 & T_e \frac{K_1}{T_r} & T_e p K_1 x_5 & T_e p K_1 x_4 \\ 0 & 1 - T_e \gamma & -T_e p K_1 x_5 & T_e \frac{K_1}{T_r} & -T_e p K_1 x_5 \\ T_e \frac{L_m}{T_r} & 0 & 1 - T_e \frac{1}{T_r} & -T_e p x_5 & -T_e p x_4 \\ 0 & T_e \frac{L_m}{T_r} & T_e p x_5 & 1 - T_e \frac{1}{T_r} & -T_e p x_3 \\ -T_e \mu x_4 & T_e \mu x_3 & T_e \mu x_2 & T_e \mu x_1 & 1 - T_e \frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$H_k = \left. \frac{\partial h(x_k^e)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_{k/k}^e} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

La simulation du MAS et de sa commande vectorielle est implantée sous *Simulink*. Le filtre de Kalman étendu présente un algorithme très complexe avec des opérations matricielles. Il est très difficile d'implanter toutes ces opérations matricielles en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implanté donc comme une "S-function" (fonction système), puis, inséré dans le schéma de simulation global en *Simulink* sous forme d'un bloc "S-function" (figure III.1). L'utilisation des "S-function" est incontournable pour la description des processus complexes, difficilement représentables graphiquement ou encore pour les systèmes sous forme de jeu d'équations [18], [17].

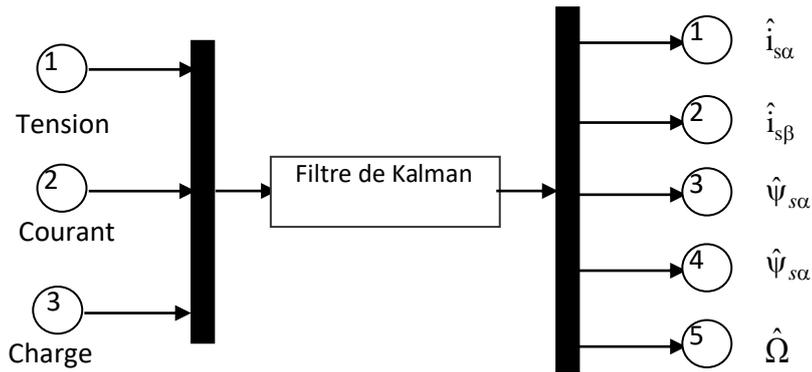


Figure.III.1. Représentation du filtre de Kalman étendu sous forme de S-function

III.3. Commande vectorielle directe (CVD) sans capteur de vitesse d'un MAS utilisant le filtre de Kalman étendu

Le schéma bloc du système d'entraînement du moteur asynchrone commandé par la CVD sans capteur de vitesse est illustré par la figure (III.2).

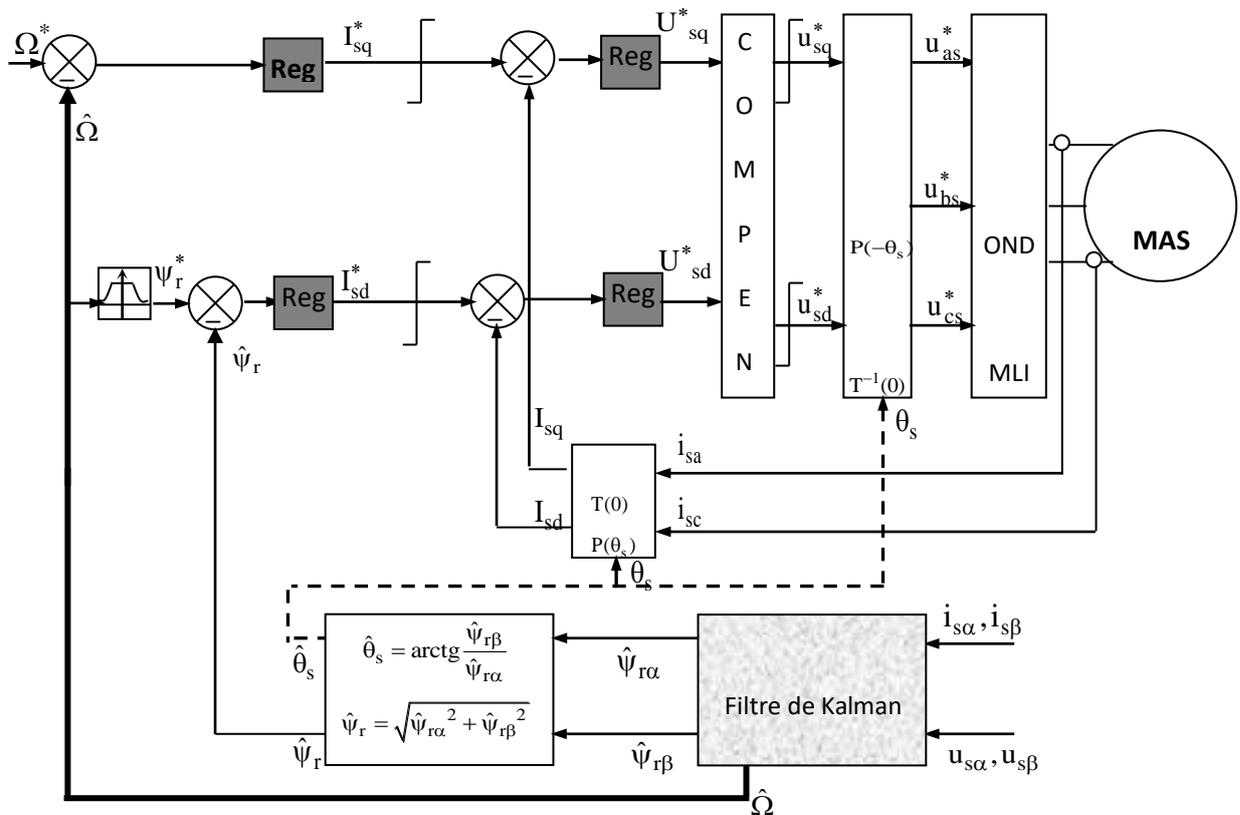


Figure III.2 Régulation de vitesse par la commande vectorielle directe (CVD)

avec introduction du filtre de Kalman étendu

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse du filtre de Kalman étendu à la vitesse de rotation et donc le système d'entraînement global, on a simulé une multitude de cas (démarrage à vide avec introduction de la charge, inversion du sens de rotation, fonctionnement en mode dé fluxé, ...etc.). Notons que ce système d'entraînement présente un caractère stochastique à cause de l'utilisation de l'onduleur de tension à *MLI* et après tâtonnement et ajustement, les matrices de covariance Q et R sont fixées comme suit:

$$Q = \text{diag} \left[10^{-6} \quad 10^{-6} \quad 10^{-6} \quad 10^{-6} \quad 10^{-2} \right] \text{ et } R = \text{diag} \left[10^{-2} \quad 10^{-2} \right]$$

III.3.1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

La figure (III.3) illustre les performances de la régulation sans capteur de vitesse. Le moteur démarre à vide, puis à $t=0.7s$ on le charge avec un couple résistant $C_r = 5Nm$. Pour ces régimes transitoires, on observe que l'estimation du flux et de la vitesse de rotation est très satisfaisante. En effet, les erreurs d'estimation de ceux derniers sont négligeables tant au permanent qu'aux transitoires. L'insensibilité de l'algorithme d'estimation vis-à-vis de la variation de la charge est acceptable. Ces résultats montrent que ce filtre est implanté avec succès dans un control vectoriel direct sans capteur robuste vis-à-vis de la variation de la charge.

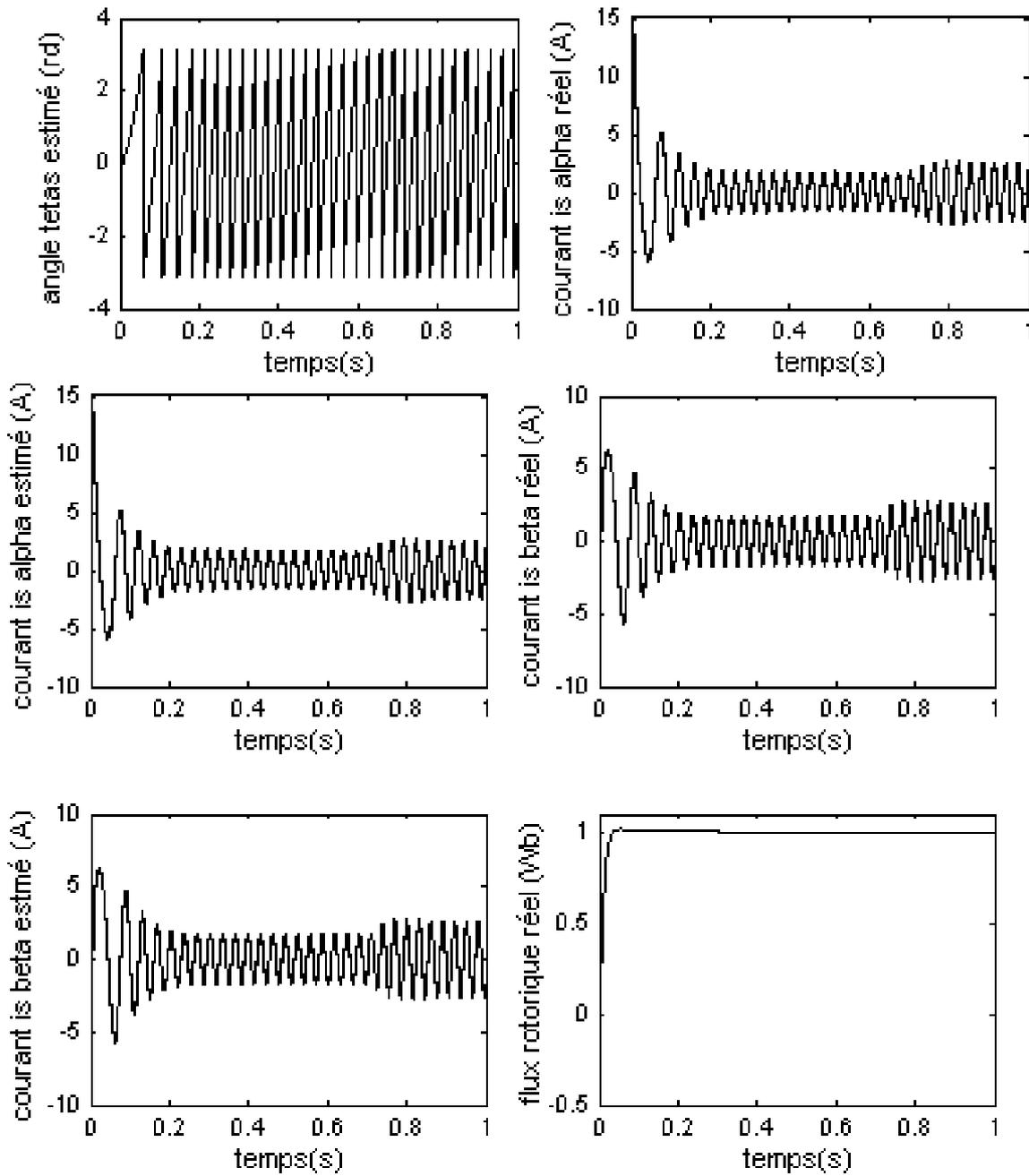
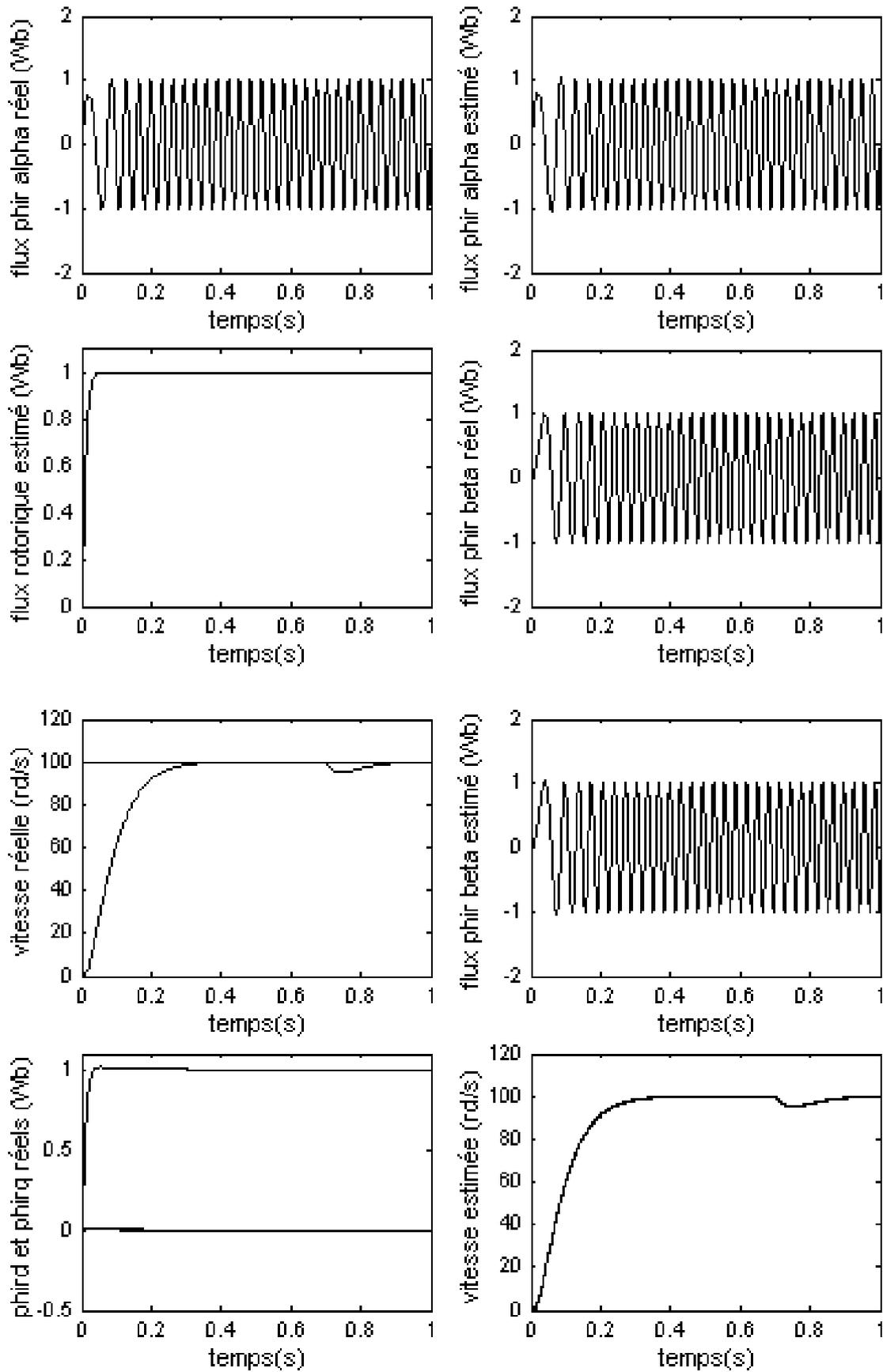


Figure III.3. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une CVD sans capteur (démarrage à vide avec application de la charge)



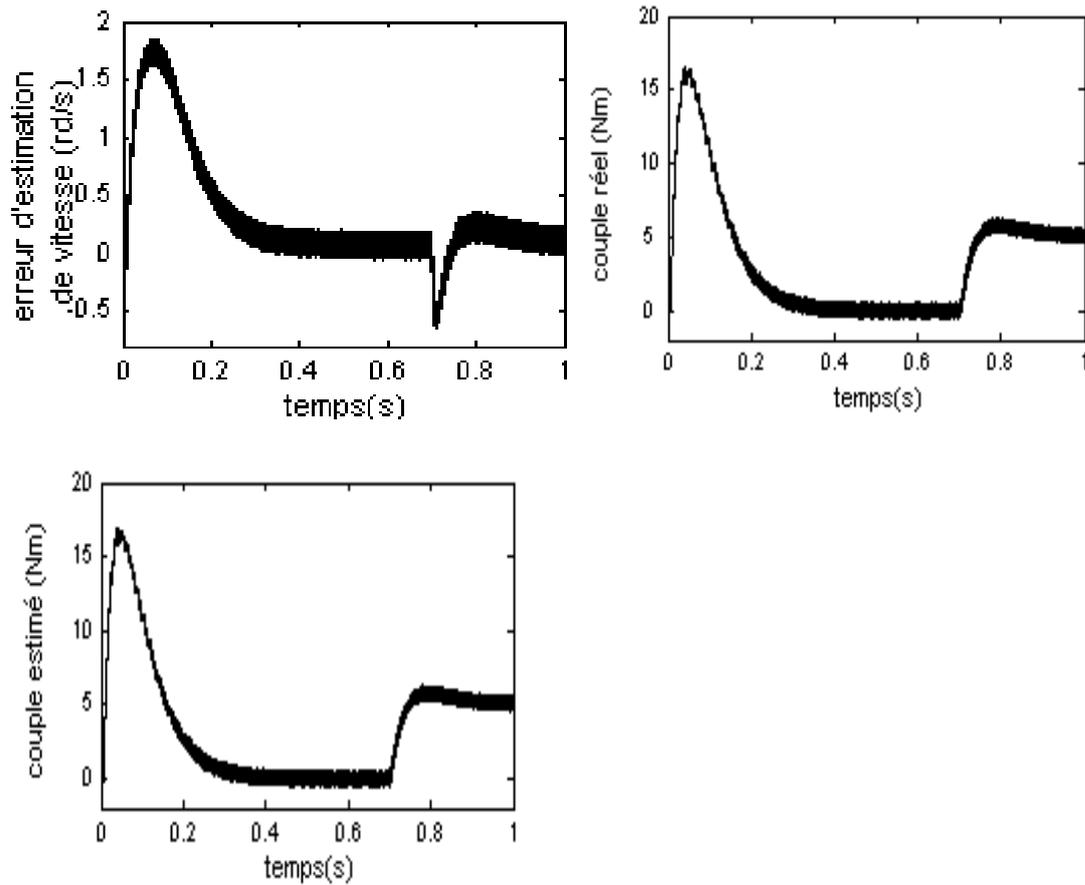
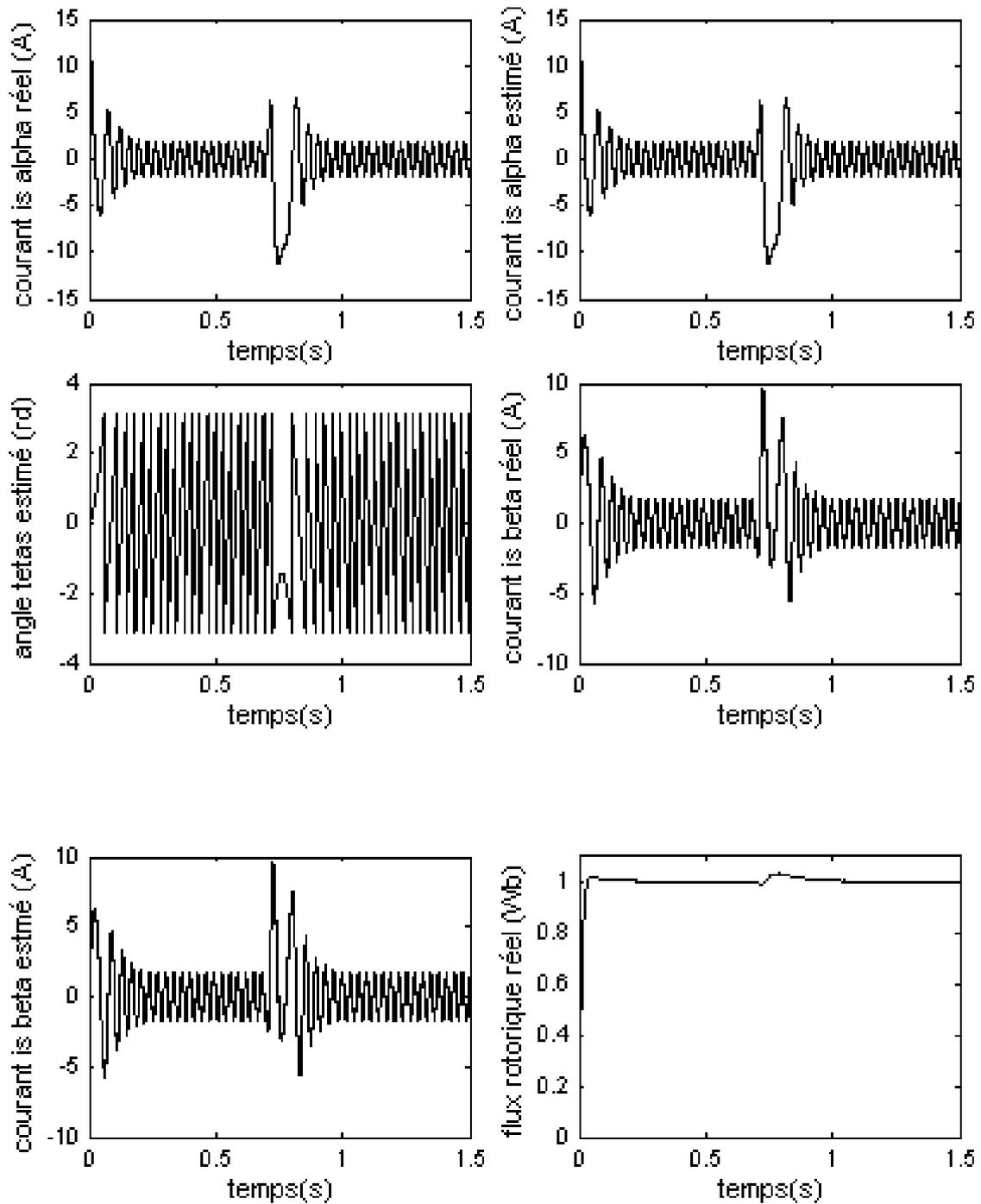
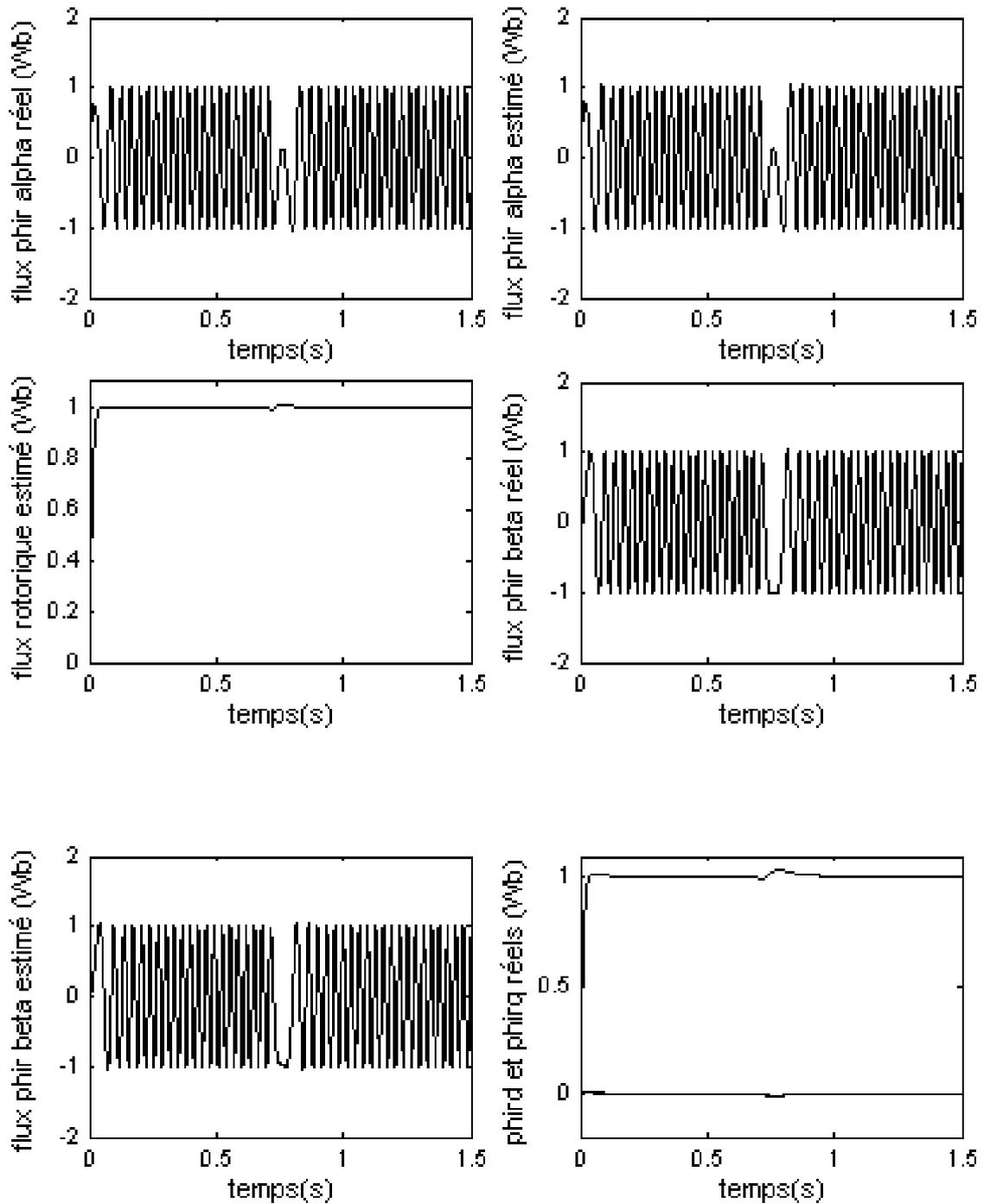


Figure III.4.Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une *CVD* sans capteur (démarrage à vide avec application de la charge) (suite)

III.3.2. Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la *CVD* utilisant le filtre de Kalman étendu vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. Pour ce faire, on applique une consigne de vitesse égale à 100rd/s pendant une durée de temps $t=0.7s$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à $-100rd/s$. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (III.5).





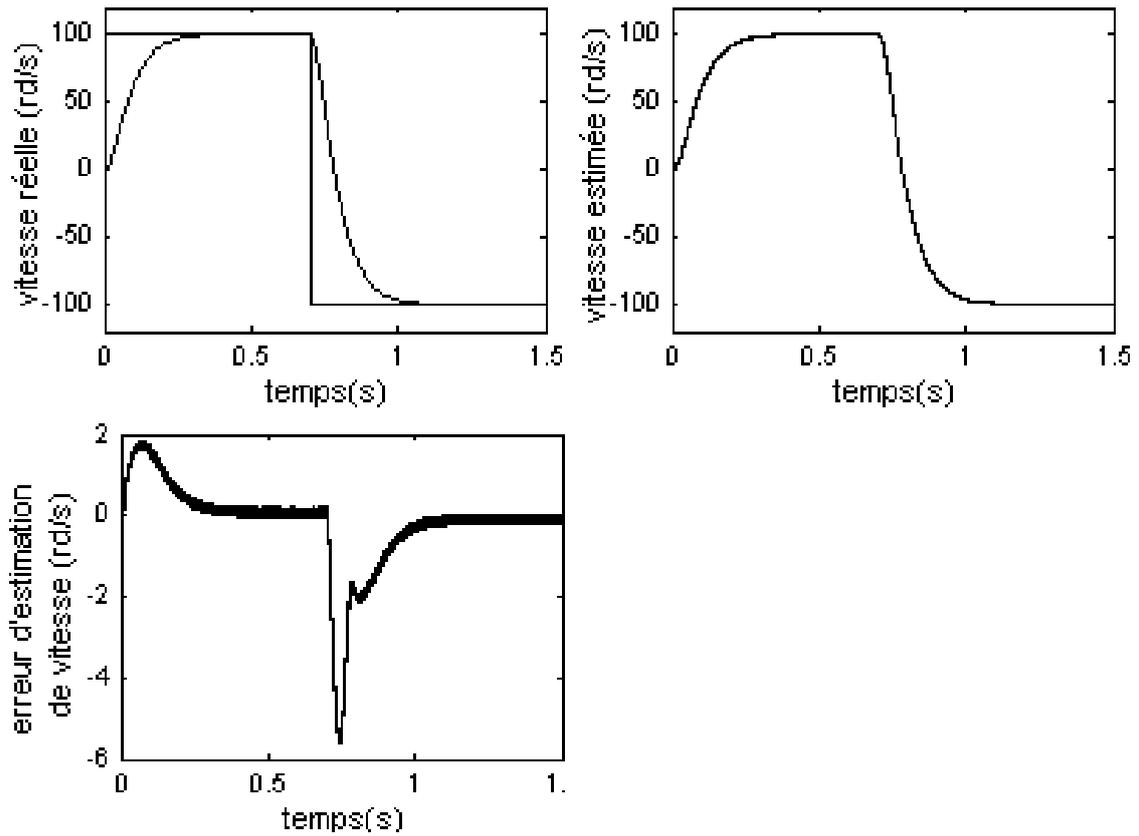


Figure III.5. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une CVD sans capteur (inversion du sens de rotation)

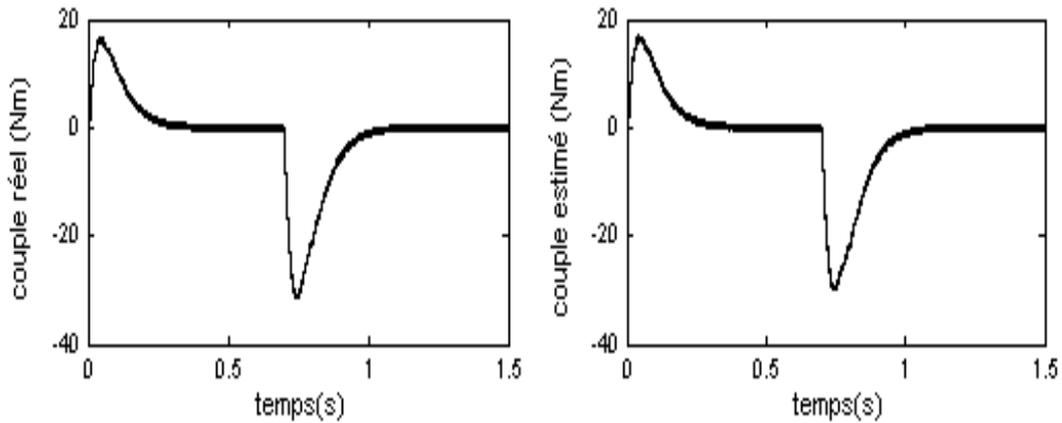


Figure III.6. Régulation de vitesse d'une moteur asynchrone alimenté en tension avec une CVD sans capteur (inversion du sens de rotation) (suite)

On observe d'après ces résultats que ce filtre est robuste vis à vis de la variation importante de la vitesse. L'erreur d'estimation de la vitesse montre que la vitesse estimée suit la vitesse réelle avec précision au régime permanent. Aux transitoires (démarrage et inversion du sens de rotation), cette erreur est acceptable et n'affecte pas les comportements statiques et dynamiques de la *CVD* et également le système d'entraînement global. On note aussi que l'estimation du flux et du courant est faite d'une façon adéquate.

III.4.Conclusion

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Cette évolution a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que: encombrement, fragilité, coût, ... etc. Si le contrôle pour des vitesses élevées ne pose plus beaucoup de problèmes, il n'en est pas de même pour les basses vitesses et le positionnement.

Dans ce contexte, ce chapitre fait l'objet d'une implémentation d'un filtre de Kalman étendu à la vitesse mécanique de rotation afin d'élaborer une commande vectorielle directe sans capteur.

L'introduction du filtre de Kalman étendu à la vitesse au sein d'une commande vectorielle directe apporte des performances remarquables au système d'entraînement global. En effet, les résultats de simulation montrent que ce filtre stochastique possède une grande robustesse lors de l'application du couple de charge, l'inversion du sens de rotation, le fonctionnement en mode dé fluxé et lors de l'injection du bruit de mesure sur les courants.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, et les observateurs d'état sont des applications relatives à la commande des moteurs asynchrones; La commande vectorielle à flux orienté utilisant des régulateurs classiques est la plus utilisée, les performances qu'elle présente sont considérables malgré quelques problèmes qu'elle pose.

Le but du travail présenté dans ce mémoire est d'introduire la commande vectorielle et son application dans la commande de moteur asynchrones. En plus, d'utiliser des algorithmes d'observation de la vitesse de rotation et du flux rotorique afin de pouvoir éliminer les capteurs qui posent des problèmes techniques en plus du coût élevé.

La commande de la MAS sans capteur mécanique par l'utilisation de deux observateurs de kalman , ainsi que les tests de robustesse effectués en simulation montrent les performances de la commande. La présence des observateurs force l'erreur d'observation à converger vers des valeurs statiques négligeables. La poursuite des références est toujours rapide et satisfaisante même en basses vitesses.

Références

Références

- [1] **G.OUAHID**, "Commande vectorielle sans capteur d'un machine asynchrone "Oran, 2011
- [2] **L.Baghli** , " Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone "- IUFM de Lorraine - UHP 2004.
- [3] **A.Ameur** , " commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machines asynchrone à aimants permanents doté d'un observateur d'ordre complet à modes glissant " thèse de magister, univ batna, octobre2005.
- [4] **S.Damkhi** , " commande sans capteur de Vitesse d'un Moteur Asynchrone par la SFG de Holtz " ,thèse de magister, univ batna,2004.
- [5] **C. Djamel**, "Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master académique, Université d'EL-Oued, Juin 2014.
- [6] **B. Nour el islam et B. Mimouna**, «Commande par backstepping d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux.», Thèse de master académique, Université de Ouargla, 2017.
- [7] DIAF Youssouf Djamel, « modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par MLI a structure multi niveaux », Mémoire de Master -Université de Ouargla-.
- [8] **H.TAMRABET**, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone. » Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [9] **B.K.BOSE**, « Power Electronics and AC Drives. » Prentice-Hall, New Jersey, 1986.
- [10] **I.AL-ROUH**, « Contribution à la Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone» Thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy, 12 juillet 2004.
- [11] **L.BAGHLI**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. » Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999
- [12] **G.BUSHE**, « Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Réel Matlab/Simulink » Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.

- [13] **Baghli. L.**, " *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*". Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I.1999.
- [14] **Kouzi. K.**, " *Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur Vitesse par un Réglage PI Flou à Gains Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement*". Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2002.
- [15] **Garcia. S. G.**, " *Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robuste de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement*". Thèse de Doctorat, Paris sud, France, 1998.
- [16] **Naît –Saïd. N.**, " *Contribution à l'Identification et la Commande de la Machine à Induction* ". Thèse de doctorat d'état, Université de Batna 2003.
- [17] **Akin. B.**, " *State estimation techniques for speed sensor less field oriented control of induction motors*". Thesis of Master, the Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2003.
- [18] **Bûche. G.**, " *Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink*". Mémoire d'Ingéniorat De C.N.A.M 2001.

Annexe

Les paramètres du moteur utilisé [LEV 95] [KOU 02] [NAI 99] :

Plaque signalétique

0.75KW 220 / 380 V 50 Hz 3.6 / 2.1 A 2p = 4
Cr = 5.15 Nm $\Omega = 146\text{rd/s}$

Paramètres électriques

$R_s = 10 \Omega$ $R_r = 6.3 \Omega$ $L_s = 0.652 \text{ H}$ $L_m = 0.612 \text{ H}$

Paramètres mécaniques

$J = 0.02 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ $f = 0 \text{ SI}$