

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En machine Electrique

Présenté par

MERABETBrahim- BOUKHECHBA Aimen

Thème

**Commande sans capteur mécanique d'une machine asynchrone
par observateur Floue-mode glissant**

Soutenu le 06/06/2019. Devant le jury composé de :

Mr.

Maitre de conférences Président

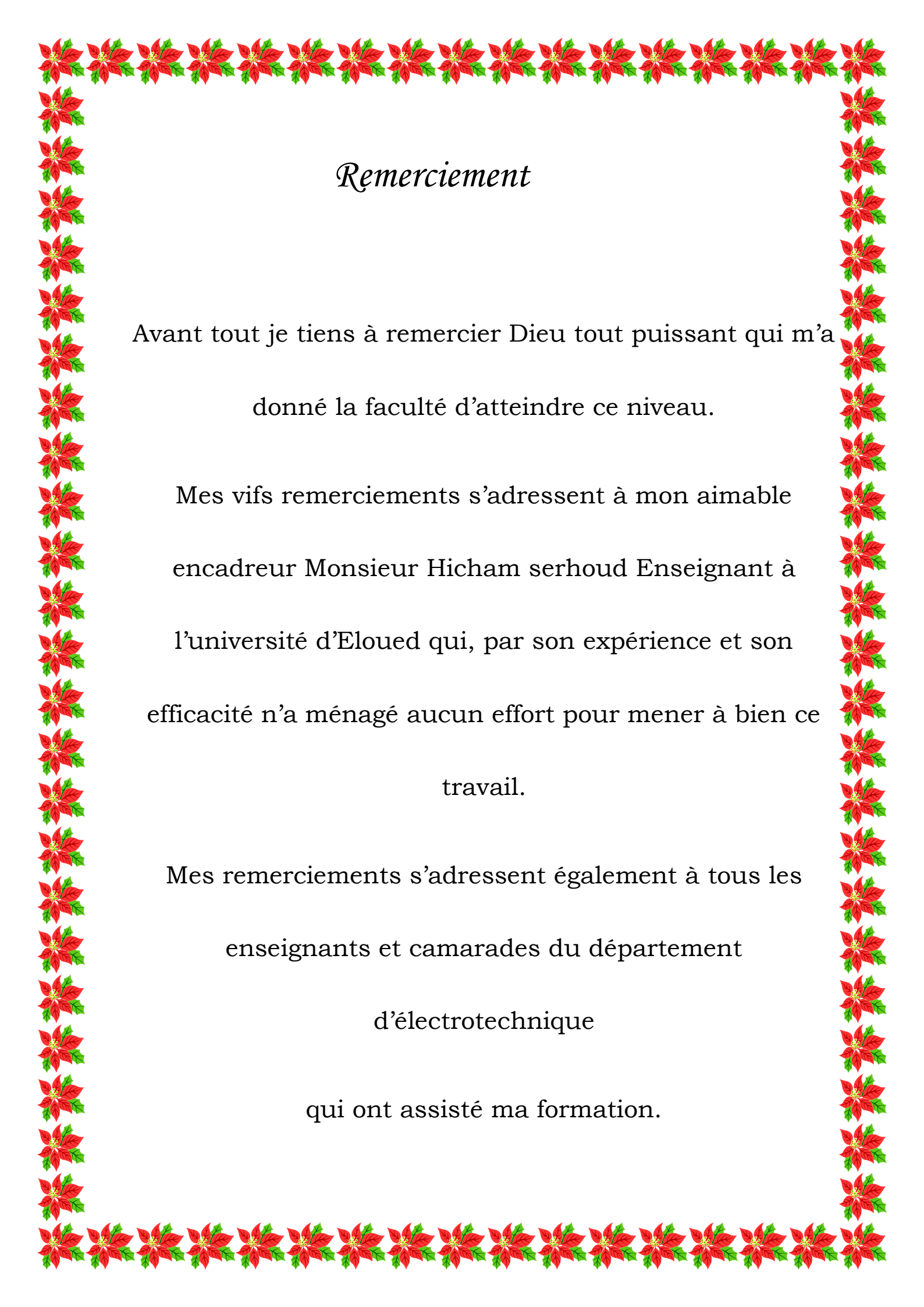
Mr.

Maitre de conférences Rapporteur

Mr.

Maitre de conférences Examineur

Année Universitaire 2018/2019



Remerciement

Avant tout je tiens à remercier Dieu tout puissant qui m'a
donné la faculté d'atteindre ce niveau.

Mes vifs remerciements s'adressent à mon aimable
encadreur Monsieur Hicham serhoud Enseignant à
l'université d'Eloued qui, par son expérience et son
efficacité n'a ménagé aucun effort pour mener à bien ce
travail.

Mes remerciements s'adressent également à tous les
enseignants et camarades du département
d'électrotechnique
qui ont assisté ma formation.

Dédicace

Je dédie ce travail à mon très cher
parent, À toute ma famille

Sommaire

Remerciements	I
Dédicace	II
Sommaire	III
Liste de figures	VIII
Glossaire	XII
Introduction Générale	1
<i>Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone</i>	
I.1 Introduction	4
I.2. Généralités sur les machines asynchrone	5
I.2.1. Description et principe de fonctionnement	5
I.2.2. Hypothèse simplificatrices	6
I.3. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé	6
I.3.1. Equations électriques	7
I.3.2. Equations magnétiques	7
I.4. Transformation de Park	9
I.4.1 Modèle de la MAS dans le système biphasé	10
I.4.1.1 Equations électriques	10
I.4.1.2 Equations magnétiques	10
I.4.2 Définitions des différents référentiels	11
I.4.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator	11
I.4.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor	12
I.4.2.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant	12
I.4.3 Expression du couple électromagnétique et de la puissance	12
I.4.4 Equation mécanique	13
I.5. Mise en équation d'état	14
I.5.1 Equations électromagnétiques	14

I.5.2 Equations mécaniques	15
I.6 Simulation de la machine asynchrone	15
I.6.1 Schéma de simulation.....	16
I.7 Résultats de simulation	17
I.8 Interprétation des résultats.....	18
I.9 Conclusion	19

Chapitre II :Commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

II.1. Introduction.....	21
II.2. la Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF).....	21
II.3.Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique(CV_OFR.....	22
II.3.1. Commande vectorielle directe.....	24
II.3.2. Commande vectorielle indirecte.....	24
II-4 Structure de la commande vectorielle par orientation de flux.....	25
II-4-1 Description.....	25
II-4-2 Système d'équations liées au flux rotorique.....	25
II-4-3 Découplage entrée-sortie.....	26
II-4-3-1 Découplage par compensation.....	26
II-4-4 Bloc de défluxage.....	27
II-4-5 Principe de fonctionnement.....	28
II-4-6 Régulation.....	28
II-4-6-1 Conception des régulateurs.....	28
II-4-6-1-1 Action proportionnelle.....	29
II -4-6-1-2 Action intégrale.....	29



II -4-6-2 Caractéristiques des régulateurs.....	29
II -5 Calcul des régulateurs.....	29
II -5-1 Régulation de courant statorique i_{sq}	29
II-5-2 Régulation de la vitesse.....	30
II-7 Présentation des résultats.....	31
II.8 Interpretation des résultats.....	32
II-9 Conclusion.....	33

Chapitre III : Commande sans capteur mécanique du machines asynchrone par observateur Flou-mode glissant

III.1. Introduction.....	35
III.2. Principe d'un observateur.....	35
II.2.1. Observateur en boucle ouverte.....	35
II.2.2. Observateur en boucle fermée.....	36
III.2.3. Types d'observateurs.....	36
III.3. Etude de la CVI basée sur un observateur adaptatif.....	37
III.3.1. Représentation de l'observateur adaptatif.....	37
III.3.2. Modèle de la MAS dans le repère (α, β)	37
II.3.3. Observateur de Luenberger.....	38
III.3.4. Détermination de la matrice de Gain L.....	38
III.3.5. Représentation d'état de l'observateur de adaptatif	39
III.4. Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de vitesse.....	40
III.4.1 observateur à Modes Glissants adaptatif.....	42
III.4.2 Le mécanisme d'adaptation de la vitesse.....	42
III.5. Observateur Flou - mode glissant.....	43
III.6. Résultats de simulation et interprétation.....	44
III.7. Conclusion.....	48

Conclusion Générale.....	49
Annexe	51
Bibliographie.....	52

Liste des Figures

Fig (I.01) Représentation schématique d'une machine asynchrone.....	6
Fig (I.02) Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé.....	9
Fig (I.03) Orientation des axes (u, v) par rapport aux différents référentiels.....	11
Fig (I.04) Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.....	16
Fig (I.05) Résultats de simulation du modèle en tension de la machine asynchrone dans le référentiel (α , β) lors de démarrage (à vide, et en charge).....	17
Fig.II.1. Orientation du flux (rotorique, statorique et l'entrefer).....	22
Fig.(II.2): Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS	23
Fig.(II.3) : Schéma-bloc de découplage par flux orienté.....	26
Fig.(II.04): Reconstitution des tensions.....	27
Fig.(II.05) : Bloc de défluxage.....	27
Fig.(II.6): Schéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension.....	28
Fig.(II.8): schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq} (même chose pour i_{ds}).....	29
Fig.(II.9): Boucle de régulation de vitesse.....	30
Fig.(II.10) : Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge à $t=1$ sec	32
Fig.III.1. Schéma de principe d'un observateur.....	36
Fig.III.2. Structure de l'observateur Adaptatif.....	37
Fig.III.3. Schéma bloc de l'observateur adaptatif.....	41
Fig.III.4. Configuration de l'observateur de vitesse.....	43
Fig. III.5. Structure de l'observateur –flou.....	43
Fig.III.6. FLC implémentation.....	44
Fig.III.8. Résultats de simulation par observateur mode glissant.....	45
Fig.III.9. Résultats de simulation par observateur flou.....	46

Glossaire

X^* : Grandeur de référence.

$\hat{X}$: Grandeur estimée.

S_a, S_b, S_c : Indices des phases statorique.

R_a, R_b, R_c : Indices des phases rotorique.

d: Indices de l'axe direct.

q: Indices de l'axe en quadrature.

o: Indices de l'axe homopolaire.

[P]: Matrice de Park.

$[P^{-1}]$: Matrice inverse de Park.

$V_s = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^t$: [V] Tensions statoriques triphasées.

$V_{sdq} = [V_{ds}, V_{qs}]^t$: [V] Tensions statoriques biphasés dans le repère tournant de park (d,q).

$V_{s\alpha\beta} = [V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^t$: [V] Tensions statoriques biphasés dans le repère fixe de Concordia (α, β).

$I_s = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^t$: [A] Courants statoriques triphasées.

$I_{sdq} = [I_{ds}, I_{qs}]^t$: [A] Courants statoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).

$I_{s\alpha\beta} = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}]^t$: [A] Courants statoriques biphasés dans le repère fixe de Concordia (α, β).

$I_r = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^t$: [A] Courants rotoriques triphasées.

$I_{rdq} = [I_{rs}, I_{rs}]^t$: [A] Courants rotoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).

$I_{r\alpha\beta} = [I_{r\alpha}, I_{r\beta}]^t$: [A] Courants rotoriques biphasés dans le repère fixe de Concordia (α, β).

$\varphi_s = [\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}]^t$: [Wb] Flux statoriques triphasées.

$\varphi_{sdq} = [\varphi_{ds}, \varphi_{qs}]^t$: [Wb] Flux statoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).

$\varphi_{s\alpha\beta} = [\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}]^t$: [Wb] Flux statoriques biphasés dans le repère fixe de Concordia (α, β).

$\varphi_r = [\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}]^t$: [Wb] Flux rotoriques triphasées.

$\varphi_{rdq} = [\varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^t$: [Wb] Flux rotoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).

$\varphi_{r\alpha\beta} = [\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}]^t$: [Wb] Flux rotoriques biphasés dans le repère fixe de Concordia (α, β).

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$: Matrice inductance mutuelle rotor-stator (influence du stator sur le rotor).

$[M_{sr}]$: Matrice inductance mutuelle stator-rotor (influence du rotor sur le stator).

M_s : [H] Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : [H] Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_0 : [H] Inductance mutuelle maximum entre rotor et stator.

$L_s = l_s - M_s$: [H] Inductance cycliques statoriques.

$L_r = l_r - M_r$: [H] Inductance cycliques rotoriques.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: [H] Inductance cycliques mutuelles entre le stator et le rotor.

R_s, R_r : [Ω] Résistance statorique et rotorique.

l_s, l_r : [H] Inductances propres d'une phase de la machine.

θ : [rad] position angulaire du rotor.

p : Nombre de paires de pôle.

Ω : [rad/s] vitesse mécanique.

$\omega = p\Omega$: [rad/s] pulsation mécanique correspondant à la vitesse de rotation Ω .

ω_r : [rad/s] pulsation des grandeurs électriques rotoriques.

$\omega_s = \omega_r + p\Omega$: [rad/s] pulsation des grandeurs électriques statoriques.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: coefficient de dispersion ou de Blondel.

C_e : [N.m] couple électromagnétique.

C_r : [N.m] couple résistant inclut le couple de charge.

f : coefficient des frottements.

Sigles utilisés :

PI : Régulateur proportionnel-intégral.

IP : Régulateur intégral-proportionnel.

MLI : Modulation de Largeur d'impulsions.

MAS : Machine Asynchrone.

CVD : Commande Vectorielle Directe.

FOC : Field Oriented Control.

OA : Observateur Adaptatif.

CVI : Commande Vectorielle indirecte.

Introduction Générale

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [21].

Les qualités de la MAS justifient le regain d'intérêt de l'industrie vis à vis de ce type de machine. De plus, les développements récents de l'électronique de puissance et de commande permettent aux moteurs asynchrones d'avoir les mêmes performances que celles des machines à courant continu [30].

Afin d'asservir la vitesse dans la commande vectorielle, il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. D'autre part, seules les variables statoriques sont mesurées et comme les états incluent les variables rotoriques, la mesure du flux rotorique n'est pas chose facile car au-delà du fait que le coût du capteur de flux est assez élevé, il est sensible à la variation de la température et nécessite un démontage du moteur [26]. Donc, afin de conserver les qualités de la MAS il serait plus commode d'éliminer ces capteurs.

Nous avons dans ce travail étudié deux approches :

- La première consiste en une commande vectorielle indirecte permettant d'assurer un découplage entre les courants d'une part tout en introduisant des capteurs mécaniques compliqués et coûteux d'une autre part.
- La seconde nécessite l'élimination de ces capteurs et leur remplacement par des observateurs.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Dans le premier Chapitre, nous présentons une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Park. Ensuite, nous abordons l'étude de l'association convertisseur machine dans laquelle nous modélisons la MAS associée à un onduleur de tension.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle indirecte à flux orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème de couplage qui rend la machine difficilement commandable. Un calcul de différents régulateurs est détaillé et des tests de robustesse sont présentés en fin de chapitre.

Le troisième chapitre traite la commande sans capteur de vitesse mécanique ayant pour but l'étude de la CVI associée à un observateur du flux avec un mécanisme d'adaptation de la vitesse de rotation. De ce fait, on développe un nouveau Observateur adaptatif flou- mode glissant, afin d'améliorer les performances de notre commande. Cette étude a été faite à temps continu.

CHAPITRE I

MODELISATION ET SIMULATION

DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Introduction :

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine et déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire, s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc...

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

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

Dans ce chapitre, sera présentée la modélisation de PARK d'une machine asynchrone, suivi d'une vérification par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe .

I.2. Généralité sur les machines asynchrones :

I.2.1. Description et principe de fonctionnement :

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire), portant un bobinage triphasé logé dans les encoches, relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer. [2]

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction : [2]

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{n_p} \quad (tr/min) \quad (I - 01)$$

On désigne par " n_p " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_m , différente de Ω_r (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées, engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [2, 3]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits, donc plus de force, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{n_p}$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone. [6]

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo-synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$).

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (I - 02)$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques. [2, 3]

I.2.2. Hypothèse simplificatrices :

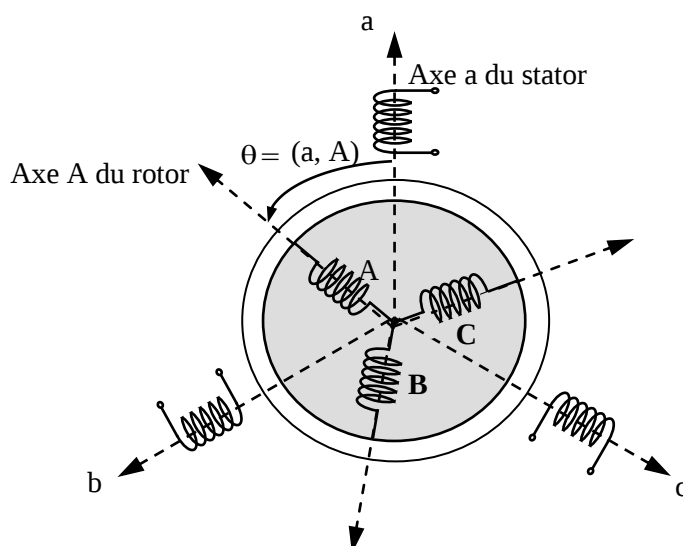
La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont[1]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet de plus que les forces magnétomotrices f.m.m créées par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.3 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé :

Pour avoir le modèle simplifié de la machine on utilise les hypothèses précédentes : [7]

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. Les axes rotoriques tournent avec Ω par rapport aux axes statoriques fixes comme le montre la Figure (I.01).



Fig(I.01) Représentation schématique d'une machine asynchrone

I.3.1. Equations électriques :

En partant de la Figure (I.01), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I - 03)$$

Ousous la forme compact comme suit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s]$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I - 04)$$

Ou sous la forme compact comme suit :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r]$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T \text{ Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{ra} V_{rb} V_{rc}]^T \text{ Vecteur de tension rotoriques.}$$

$$[I_s] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc}]^T \text{ Vecteur du courant statorique.}$$

$$[I_r] = [I_{ra} I_{rb} I_{rc}]^T \text{ Vecteur du courant rotoriques.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}]^T \text{ Vecteur de flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc}]^T \text{ Vecteur de flux rotorique.}$$

Avec :

A, B, C : trois phases du rotor.

a, b, c : trois phases du stator.

I.3.2. Equations magnétiques :

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}][I_s] + [M_{sr}][I_r]$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{cs}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} \quad (I - 05)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_{cr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rA} \\ \Phi_{rB} \\ \Phi_{rC} \end{bmatrix} = [L_{cr}] \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (I - 06)$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

On désigne par:

$[L_s]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{sr}]$: Matrice de d'inductance mutuelle statorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductancemutuellerotorique.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I - 07)$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I - 08)$$

Avec :

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phasedu rotor et une phase du stator.

Ainsi :

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I - 09)$$

Avec :

θ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases

« A » et « a » pris comme axes des références.

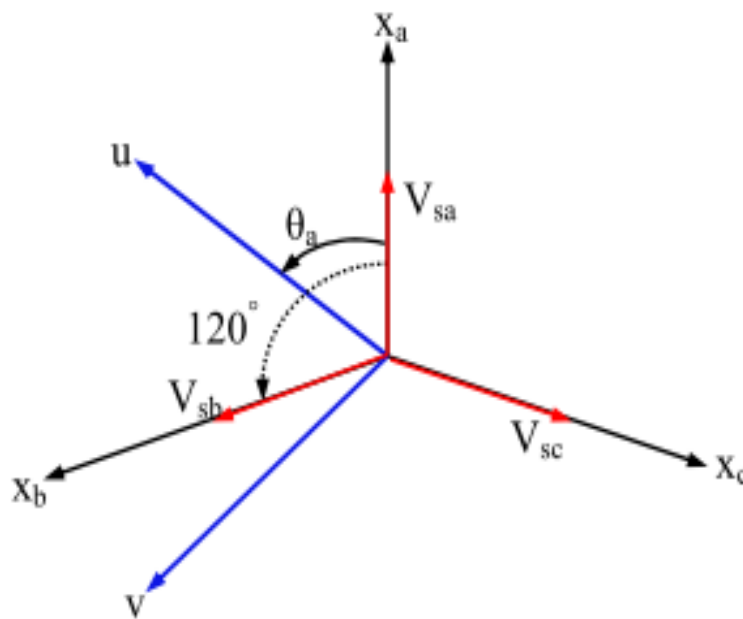
M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

Les équations (I-05) et (I-06) ainsi obtenues sont à coefficients variables, entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I-03) et (I-04). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I.4 Transformation de Park :

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles (a, b, c) leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature (o, u, v) [2, 5].

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u, v» en fonction des anciens axes «x_a, x_b, x_c» présentés dans la Figure (I-02). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique [2].



Fig(I.02) Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u .

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

Selon la Figure (I.02) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne [2]:

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} [V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \\ V_{sv} = \frac{2}{3} [V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (I-10)$$

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I-10) pour équilibrer la transformation [2]

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I-11)$$

Pour les systèmes triphasés équilibrés, cette composante est nulle. D'après les équations (I-10) et (I-11) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

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

$$[p(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression

$$p(\theta_a)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux. [2]
- Le système « u.v » tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$ par rapport au rotor.

I.4.1 Modèle de la MAS dans le système biphasé :

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

I.4.1.1 Equations électriques :

En multipliant les deux équations (I-03) et (I-04) par la matrice de transformation de PARK $[p(\theta_a)]^{-1}$ des deux côtés, et après tout calcul fait, on obtient [2] :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 15)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 16)$$

I.4.1.2 Equations magnétiques :

Par la même méthode les équations (I-05) et (I-06) deviennent :

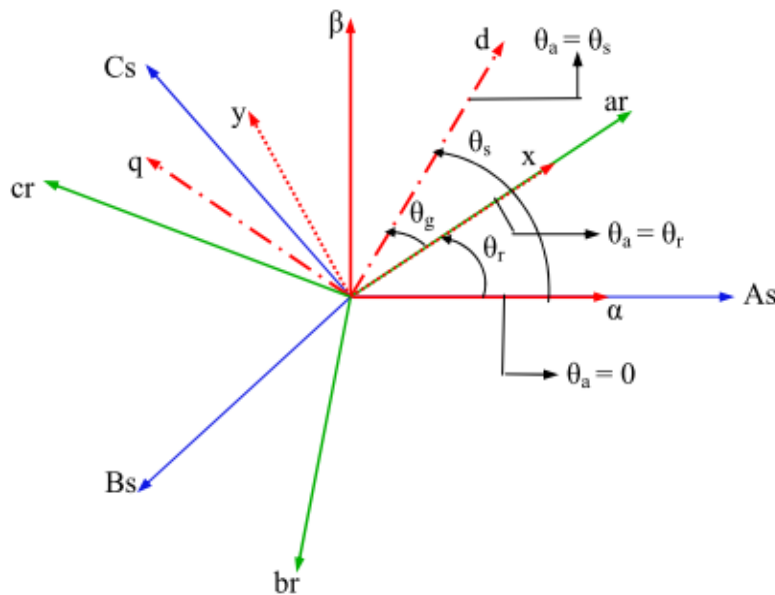
$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 17)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 18)$$

I.4.2 Définitions des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [3]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (I.03).

- Référence des axes (α , β) système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$)
- Référence des axes (x, y) système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$)
- Référence des axes (d, q) système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$)
- Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente.



Fig(I.03) Orientation des axes (u, v) par rapport aux différents référentiels.

I.4.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator :

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases} \text{ Et } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 19)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 20)$$

I.4.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor :

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \text{ Avec } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 22)$$

I.4.2.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \text{ Avec } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 24)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques.

I.4.3 Expression du couple électromagnétique et de la puissance :

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par [2]:

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{geo}} = n_p \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (I - 25)$$

$$\theta = \frac{\theta_{ele}}{n_p} \quad (I - 26)$$

Avec :

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator).

n_p : Nombre de paires de pôles.

L'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} \quad (I - 27)$$

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] + 3V_{so} \cdot i_{so} \quad (I - 28)$$

Le système étant équilibré, il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] \quad (I - 29)$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leur expression (I-15):

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] + \frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I - 30)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

- $\frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2]$: représente les chutes ohmiques.
- $\frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right]$: représente la variation de l'énergie magnétique.
- $\frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$: représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \cdot \omega_a$$

Alors :

$$C_e = \frac{3}{2} [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$$

Ou bien encore :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot \frac{M}{L_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (I - 31)$$

I.4.4 Equation mécanique :

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier le régime transitoire, met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit [8]:

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

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f: Coefficient des frottements visqueux.

J: Moment d'inertie.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

I.5 Mise en équation d'état :

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ et comme perturbation le couple résistant C_r . Dans notre étude le vecteur d'état est constitué par les courants statoriques et les flux rotoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}$).

En remplaçant les expressions (I-17) et (I-18) dans les équations (I-19) et (I-20), on obtient le système suivant [4] :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + L_r \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega \cdot L_r i_{r\beta} + \omega \cdot M i_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + L_r \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} - \omega \cdot L_r i_{r\alpha} - \omega \cdot M i_{s\alpha} \end{cases} \quad (I - 33)$$

I.5.1 Equations électromagnétiques :

On cherche à obtenir un système s'écrit sous forme d'équation d'état : [9]

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BV \\ C_e = \frac{3}{2} p \cdot M (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 \end{cases} \quad (I - 34)$$

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

$[V] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]$: Vecteur de commande.

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

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

Donc

$$\dot{X} = [L] \frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [V] \quad (I - 35)$$

Avec

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix}; \quad [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et } [I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$V = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta} \quad 0 \quad 0]^T$$

A partir de l'expression (I-35) on peut écrire

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[V] \quad (I - 36)$$

A la fin de calcul on trouve :

$$A = -[L]^{-1}[R]; B = [L]^{-1} \text{ et } [R] = [R_1] + \omega_r [R_2].$$

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[R_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

I.5.2 Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la vitesse et du couple électromagnétique sont définies par : [10]

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} n_p M (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ \dot{\Omega} = \frac{C_e}{J} - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \end{cases} \quad (I - 37)$$

I.6 Simulation de la machine asynchrone :

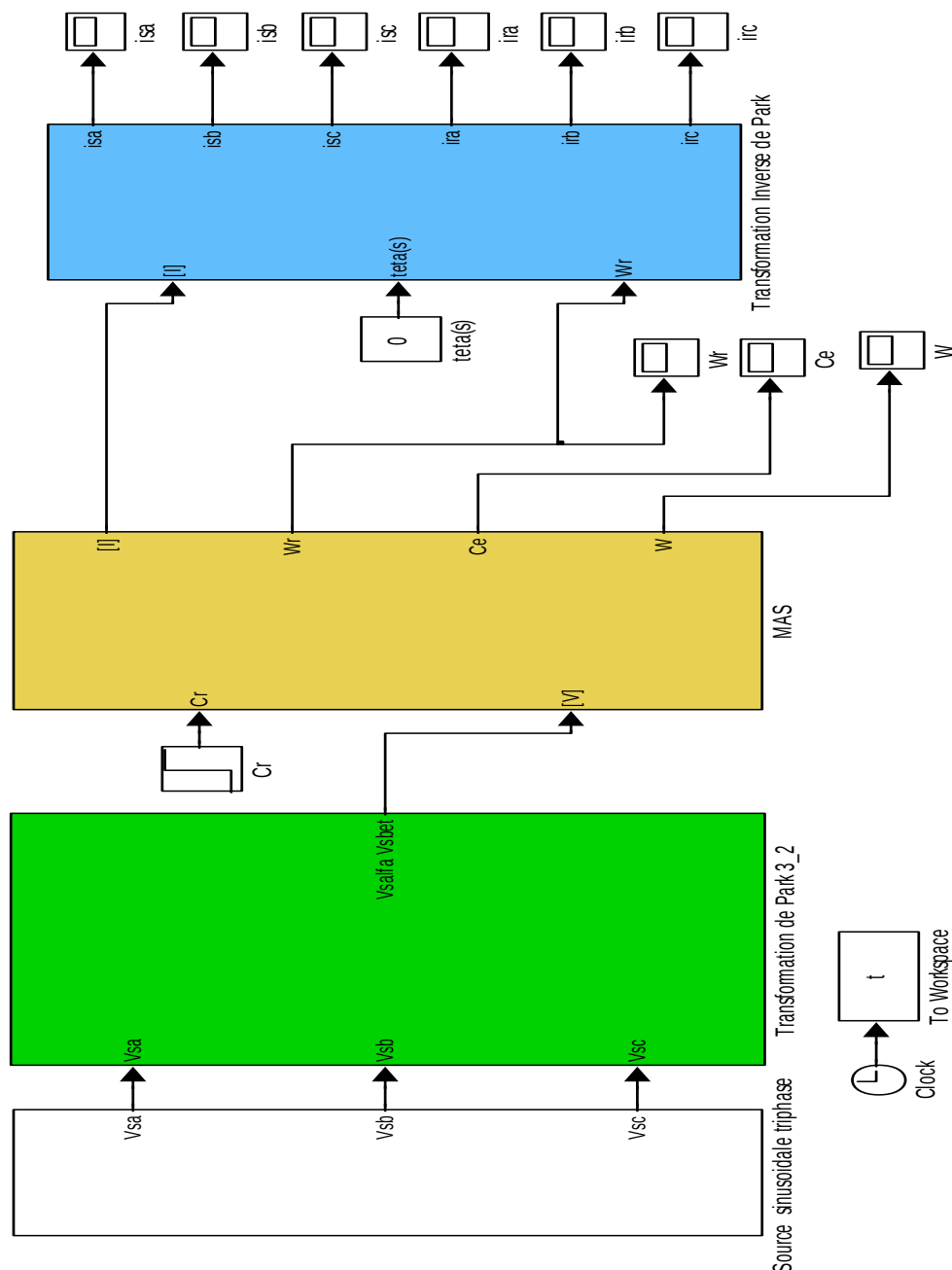
La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone dont les paramètres sont donnés en annexe [A] permet de faire la simulation.

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel dont les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement moteur. On a choisi le référentiel lié au stator.

Pour faire cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les expressions (I-34) et (I-37).

I.6.1 Schéma de simulation :

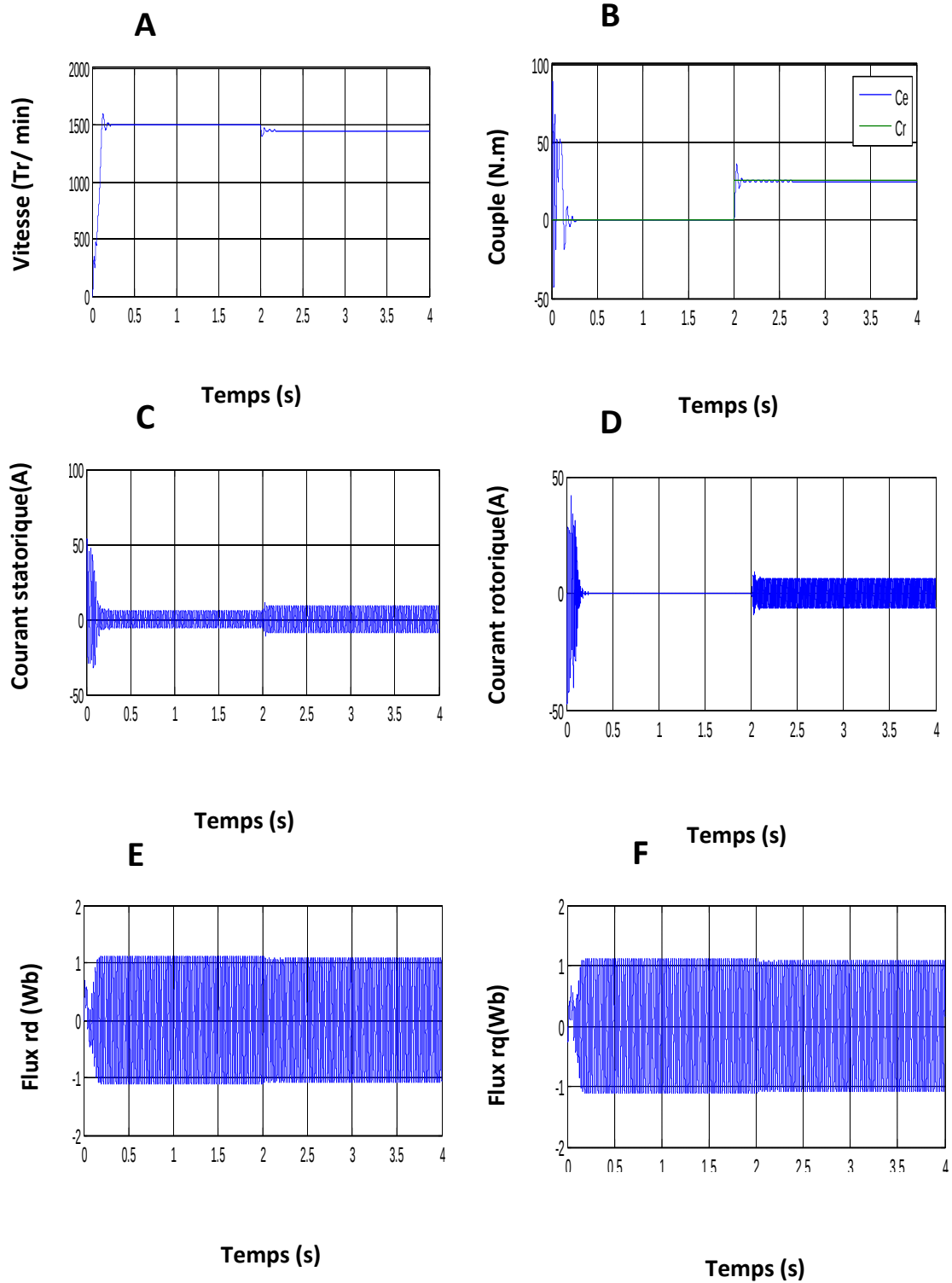
La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la Figure (I.04).



Fig(I.04) Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

I.7 Résultats de simulation :

Démarrage (à vide, et en charge) : ($C_r=25 \text{ N.m}$ à $t=2\text{s}$)



Fig(I.05) Résultats de simulation du modèle en tension de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) lors de démarrage (à vide, et en charge).

I.8 Interprétation des résultats :

Lors du démarrage, on constate des pics de courant importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

La Figure (I.05.A) représente l'évolution de la vitesse en fonction du temps. En régime transitoire, on remarque un accroissement linéaire de la vitesse, avec une tendance à osciller à cause de l'inertie des masses tournantes et du coefficient d'amortissement du aux faible valeurs des flux.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 2s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant $t=2s$ (ou bien d'un régime en charge vers un autres) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

Au premier instant le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Endeuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=25N.m$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant $t=2s$ et les résultats de simulation sont regroupés dans la Figure(I.05.B)

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.

I.9.Conclusion :

Dans ce premier chapitre, on s'est intéressé à l'établissement du modèle de la machine asynchrone alimentée par le réseau. Ce chapitre a permis essentiellement de valider ce modèle par une simulation effectuée par Simulink sous MATLAB.

Cette modélisation basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Toutefois, la machine en boucle ouverte ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduire dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II-1 Introduction

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse),

L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone.

Toute fois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande. C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre [9].

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [10].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, représentés sous forme de schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

II-2 La commande vectorielle par orientation de flux

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, les flux rotoriques et les courants statoriques qui présentent un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir un ensemble de transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [11].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d,q». un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d,q» entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet

l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II-01).

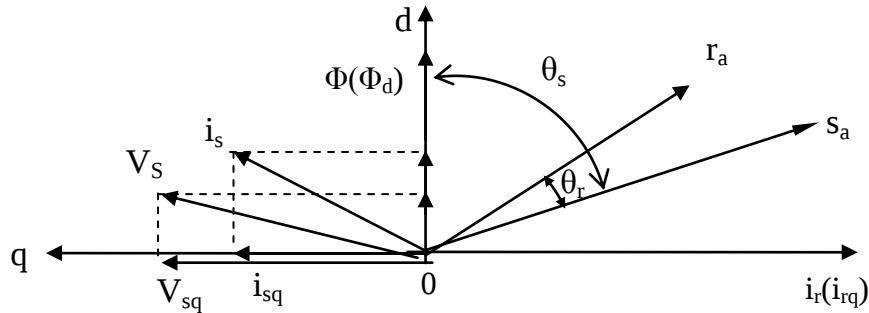


Fig.(II.1) : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'enterfer)

Le flux (Φ) peut représenter:

- 1 Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$; $\Phi_{rq} = 0$
- 2 Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$; $\Phi_{sq} = 0$
- 3 Flux d'entrefer : $\Phi_{rg} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$

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

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [11].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II-3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

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

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après ces propriétés on put écrire:

$$\begin{aligned}\Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rd} &= \Phi_r = cte \\ i_{rd} &= 0\end{aligned}\tag{II-01}$$

On remplace ce système dans le système (I-18) on obtient:

$$\begin{aligned}\Phi_r &= M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= l_r i_{rq} + M i_{sq} = 0\end{aligned}\quad (\text{II-02})$$

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

$$i_{rq} = \frac{M}{l_r} i_{sq} \quad (\text{II-03})$$

On remplace le système (II-01) dans l'équation (I-26) on aura :

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II-04})$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II-05})$$

Avec:

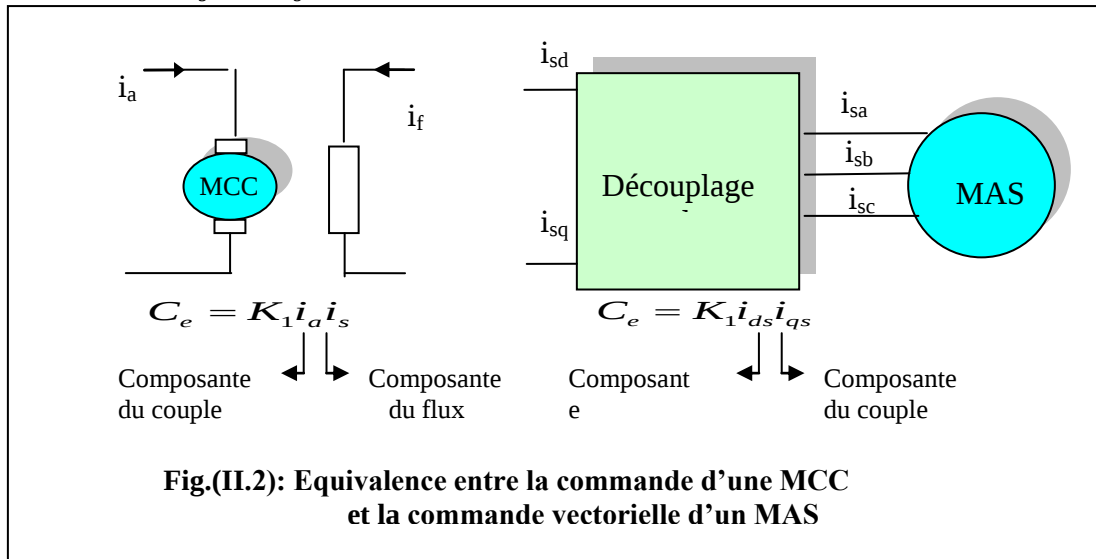
$$k_2 = \frac{pM^2}{l_r}$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (II-02) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor .Telle que la relation suivante[12] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g = p\Omega_r + \omega_g \quad (\text{II-06})$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$



Les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes .la première appelée méthode directe qui à été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

II-3-1 Commande vectorielle directe [11]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement .Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes [10] :

- La non fiabilité de la mesure du flux :
- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

II-3-2 Commande vectorielle indirecte [13]

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor .cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine dûe à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r .En plus, elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur).

II-4 Structure de la commande vectorielle par orientation de flux

II-4-1 Description

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

II-4-2 Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (I-15), (I-16), (I-17) et (I-18) munies de la contrainte ($\Phi_{rq} = 0$) se simplifient:

$$V_{sd} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sd} - \omega_s \sigma l_s i_{sq} - \frac{M}{l_r^2} r_r \Phi_r \quad (\text{II-07})$$

$$V_{sq} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sq} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r \quad (\text{II-08})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (\text{II-09})$$

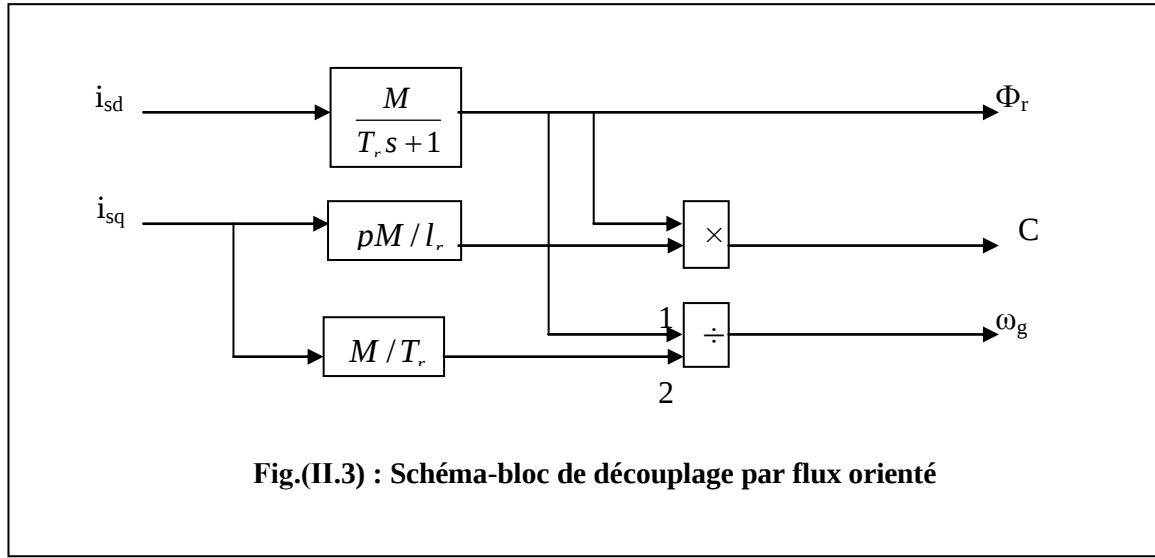
$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II-10})$$

$$\omega_g = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (\text{II-11})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{II-12})$$

Les équations (II-09) et (II-10) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II-09), (II-10) et (II-11). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la Fig(II-3)



II-4-3 Découplage entrée-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , donc il faut réaliser un découplage[14].

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

II-4-3-1 Découplage par compensation

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

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (\text{II-13})$$

Et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (\text{II-14})$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma l_s i_{sq} + \frac{M}{l_r^2} r_r \Phi_r \quad (\text{II-15})$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r) \quad (\text{II-16})$$

Les tension V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (figure (II-04))

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sd} \quad (\text{II-17})$$

$$V_{sq1} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} \quad (\text{II-18})$$

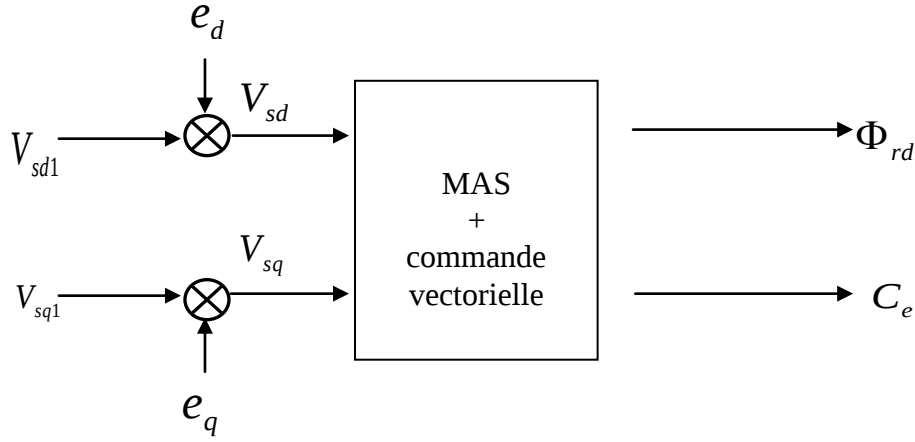


Fig.(II.04): Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

II-4-4 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [15]:

- sous-vitesse Pour $\Phi_r = \Phi_{nom}$ $|\Omega_r| \leq \Omega_{nom}$

- sur -vitesse : Pour $\Phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{nom}$ $|\Omega_r| \geq \Omega_{nom}$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{nom} : flux rotorique nominale.

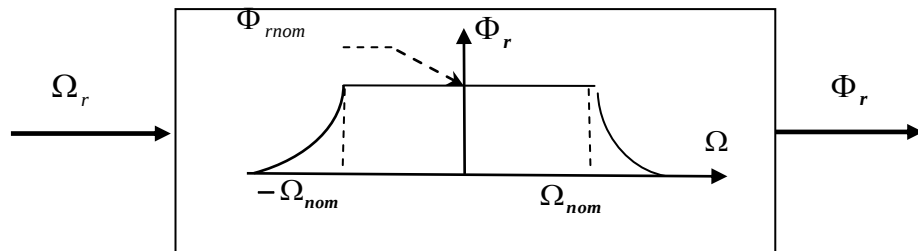


Fig.(II.05) : Bloc de défluxage

II-4-5 Principe de fonctionnement

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimenté en tension est représenté par la Fig (II-6).

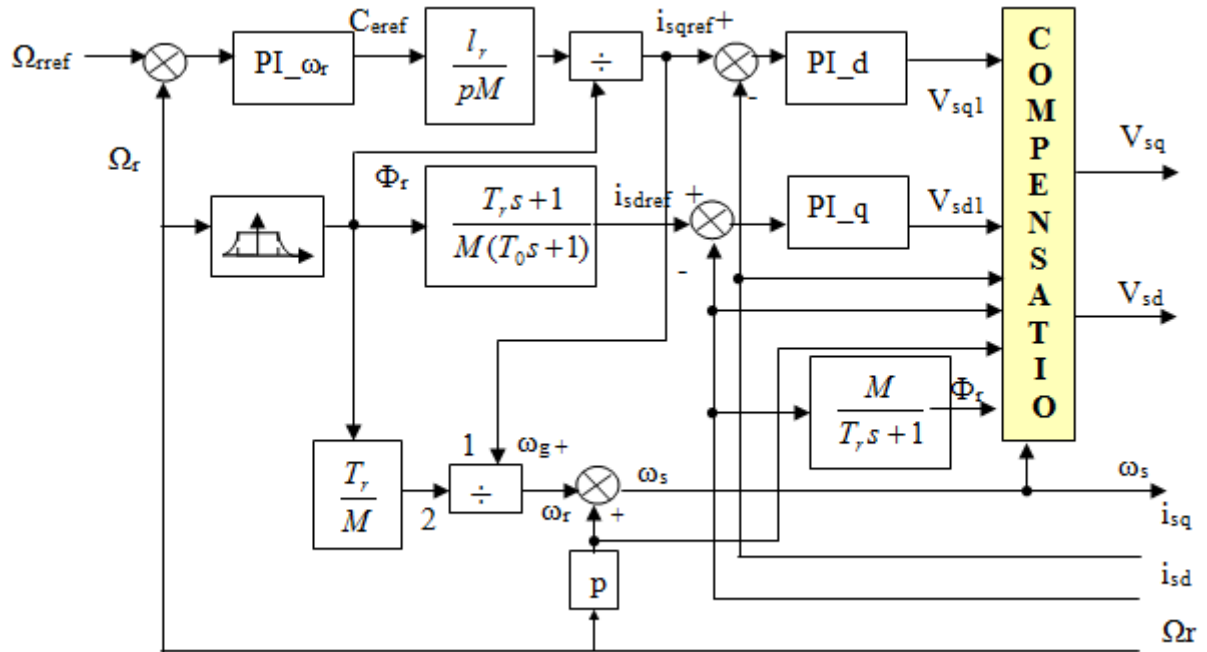


Fig.(II.6):Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension

La vitesse est aisément asservie (régulée) par un boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI. par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle, le plus simple, est du type réaction le signal d'erreur de vitesse, une fois traité par le régulateur PI, fournit la référence de courant de couple i_{sqref} , qui même réglé par une boucle avec un régulateur PI pour générer la composante directe de la commande de la machine.

Le pôle supplémentaire $(-1/T_0)$ est introduit dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux, ainsi le filtre soit réalisable physiquement. T_0 doit être très inférieur à T_r .

II-4-6 Régulation

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

II-4-6-1 Conception des régulateurs

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

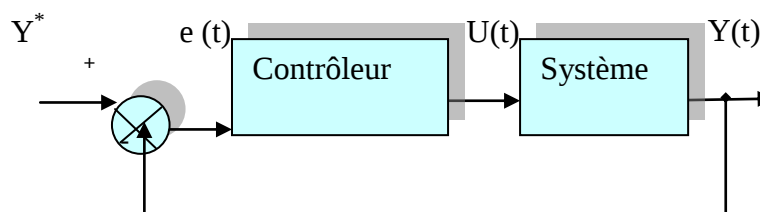


Fig.(II.7) : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$$

II-4-6-1-1 Action proportionnelle

- Si K_p est grand, la correction est rapide .Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II -4-6-1-2 Action intégrale

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

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

II -4-6-2 Caractéristiques des régulateurs

a-Stabilité: un système bouclé doit être stable .si et seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger, [10].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité, [16].

b-précision: en régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c- Rapidité: en générale, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation) [10] .Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [16].

II -5Calcul des régulateurs

II -5-1 Régulation de courant statorique i_{sq}

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

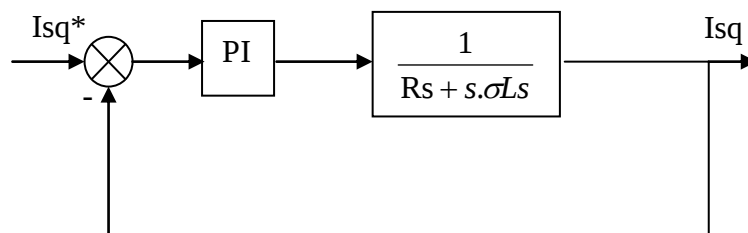


Fig.(II.8): schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq} (même chose pour i_{ds}).

En boucle ouverte :

$$\text{FTBO : } K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{s \frac{\sigma L_s}{R_s} + s} \quad (\text{II-23})$$

Par compensation :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II-24})$$

$$\text{FTBO : } \frac{K_p}{s} \frac{1}{\sigma L_s} \quad (\text{II-25})$$

Donc en boucle fermée :

$$\text{FTBF : } \frac{\frac{K_p}{s} \frac{1}{\sigma L_s}}{1 + \frac{K_p}{s \cdot \sigma L_s}} = \frac{1}{s \frac{\sigma L_s}{K_p} + 1} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (\text{II-26})$$

Avec :

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_p} \quad (\text{II-27})$$

on a choisi $\tau = 0.01$.

On a trouvé :

$$K_i = 120.17$$

$$K_p = 625.4$$

II-5-2 Régulation de la vitesse

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

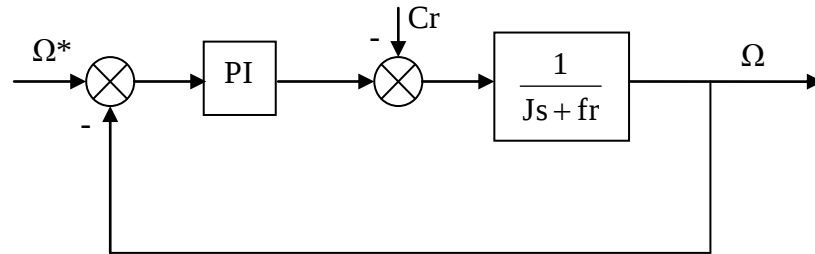


Fig.(II.9): Boucle de régulation de vitesse.

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

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{II-28})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} \quad (\text{II-29})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II-30})$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II-31})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (\text{II-32})$$

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

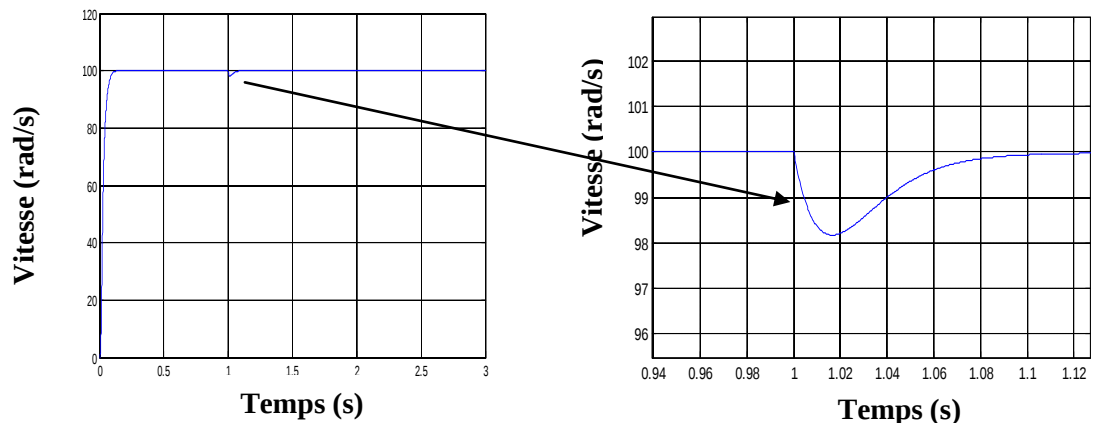
$$K_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II-33})$$

$$K_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II-34})$$

Afin d'éviter la dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de temps τ .

II-7Présentation des résultats

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100rad/sec), puis en appliqué à l'instant $t=1$ sec une couple résistance de 20 N. m .



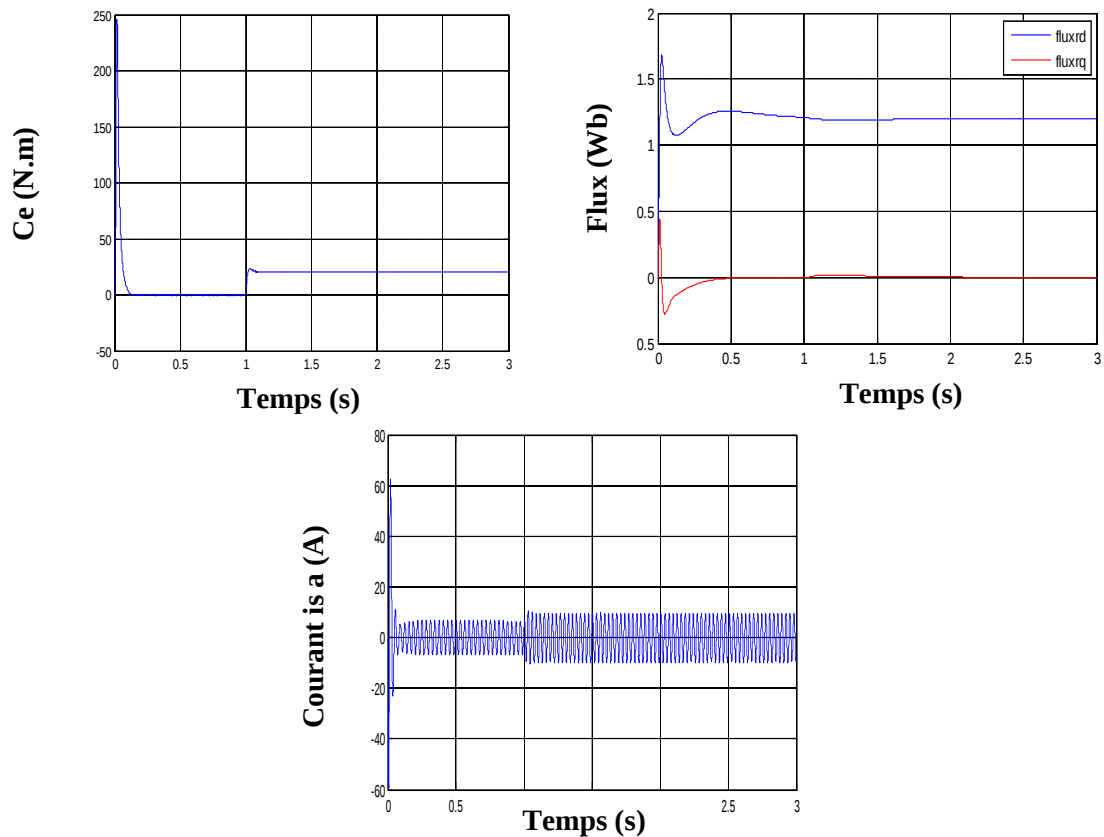


Fig.(II.10) : Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge à $t=1\text{sec}$

II.8 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation de l'essai en charge, ces courbes montrent avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilisée par la valeur de vitesse de référence.

Après l'application de charge ($C_r = 20\text{N.m}$ à $t = 1\text{ s}$), On remarque que la poursuite de la vitesse est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Après application de la charge le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse c.à.d. 100rd/s.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge.

Les composantes du flux rotorique subissent une chute au moment de l'application de la charge puis se stabilisent à la valeur désirée.

II-9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le modèle en tension de la machine asynchrone triphasée, et nous avons appliqué le découplage par orientation du flux rotorique sur ce modèle pour ses avantages par rapport aux autres (orientation du flux statorique, magnétisant).

Avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone, qui est limité en fonctionnement à des conditions bien précis, à cause de l'utilisation des régulateurs PI.

La vitesse doit donc être évaluée en utilisant des capteurs ce qui est coûteux et assez compliqué, ou reconstruit au travers d'estimateurs ou observateurs et cela à partir des mesures disponibles.

L'étude des estimateurs et des observateurs fera l'objet du chapitre 3.

Chapitre III

**Commande sans capteur mécanique
de la machines asynchrone par
observateur Floue- mode glissant**

III.1. Introduction

La connaissance précise de la vitesse et/ou la position du rotor est nécessaire pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une MAS. En pratique la connaissance de ces grandeurs s'obtient grâce à l'utilisation du capteur mécanique. Mais pour des raisons technologiques (de matériel, de réalisabilité, etc), de fiabilité (panne des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs), certaines applications imposent de s'en affranchir. L'information de la vitesse doit être alors reconstruite à partir des grandeurs électriques mesurées.

Depuis des décennies, de nombreuses recherches et des études ont été faites pour supprimer le capteur mécanique tout en préservant un bon fonctionnement de la machine. Plusieurs approches ont été proposées dans la littérature, on s'intéresse dans ce qui suit à celle basées sur le modèle de comportement de la machine et s'appuyons sur des techniques d'observation issues de l'automatique. des techniques modernes d'automatique tel que le contrôle vectoriel sans capteur de vitesse permet d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit[17],[16].

Ce chapitre fera l'objet d'une étude d'une commande vectorielle d'une MAS sans capteur mécanique. Cette technique de commande introduit des observateurs corrigeant en boucle fermée ,donc nous commencerons notre étude par l'introduction d'un observateur adaptatif a mode glissant destiné à l'estimation en boucle fermée des états de la MAS à temps continu basé sur un mécanisme d'adaptation de vitesse. Ensuite, nous passerons à l'estimation en utilisant un mécanisme d'adaptation de la vitesse a base de la logique Floue .

III.2. Principe d'un observateur

L'objectif d'un observateur consiste à estimer les variables d'état non accessibles ou à défaut l'utilisation d'un capteur n'est pas souhaitable. Cette estimation est réalisée par un système dynamique dont la sortie sera précisément la variable d'état estimée, notée : $\hat{X}$ et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, le vecteur d'entrée U et le vecteur de sortie Y [18], [19].

II.2.1. Observateur en boucle ouverte

Il s'agit d'un observateur basé sur le modèle de la machine, la construction de ce type d'observateurs est réalisée à l'aide des équations d'état du système à commander. On suppose que l'observateur doit représenter le modèle du système à commander et que les valeurs initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur sont identiques [16], [19].

Cette approche de construction de l'observateur présente des inconvénients de précision à cause des contraintes suivantes [19] :

- Difficulté de garantir les mêmes conditions initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur.
- Imprécision du modèle vu la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement.
- Les actions de perturbation sur le système ne sont pas prises en compte sur le modèle, donc, on ne considère que le cas idéal.

II.2.2. Observateur en boucle fermée

Un observateur en boucle fermée consiste à reconstruire les grandeurs non mesurables du système à partir des entrées et des sorties mesurables. Ce type d'observateurs est constitué d'un estimateur en boucle ouverte qui porte également le nom du prédicteur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système [18]. La sortie de l'estimateur est comparée à celle du modèle réel, ensuite, l'erreur résultante est traitée par un comparateur, qui force cette erreur à converger vers zéro [19].

Le schéma de principe d'un observateur est donné par la figure suivante (Fig.III.1) :

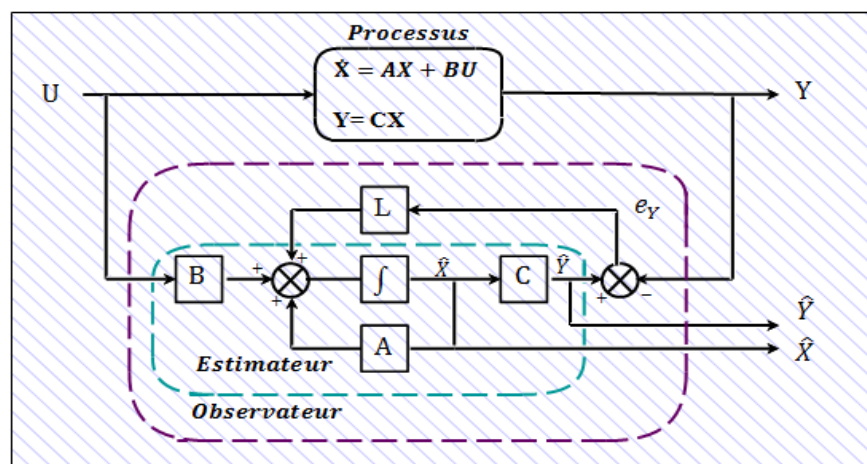


Fig.III.1 :Schéma dePrinciped'unobservateur.

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la (Fig.III.1), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain L . Celui-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont

on veut effectuer l'observation des états [16]. C'est-à-dire que la matrice L , qu'on peut choisir nous-même, doit annuler l'erreur dans la plus courte durée que possible.

III.2.3. Types d'observateurs

Les techniques d'observation sont classées en fonction de trois critères différents [16] :

- La nature du système considéré : Selon ce critère on distingue deux types d'observateur, observateur pour des systèmes linéaires et observateurs pour des systèmes non linéaires.
- Le deuxième critère est en fonction de l'environnement, pour cela, on distingue les observateurs déterministes et les observateurs stochastiques.
- Le troisième critère est basé sur la dimension du vecteur d'état ; pour ce dernier on distingue des observateurs d'ordre complet et des observateurs d'ordre réduit.

III.3. Etude de la CVI basée sur un observateur adaptatif

III.3.1. Représentation de l'observateur adaptatif

La structure de l'observateur adaptatif est illustrée par la (Fig.III.2).

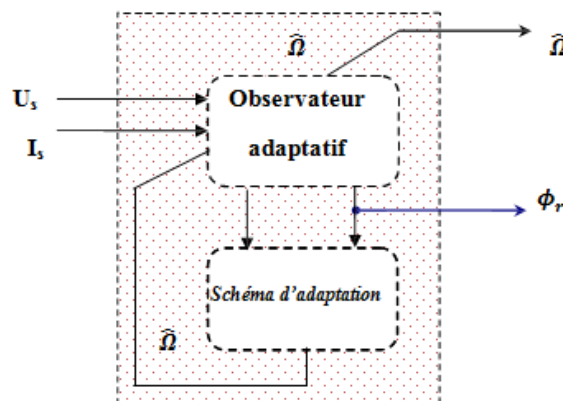


Fig.III.2 : Structure De L'observateur Adaptatif.

L'objectif de cet observateur est de donner une structure minimale à la commande vectorielle. Lorsque la vitesse de rotation de la MAS n'est pas mesurée elle est considérée comme un paramètre inconnu dans le système d'équation de l'observateur basé sur le modèle de la machine. On utilise l'observateur adaptatif basé sur un schéma d'adaptation, afin d'estimer la vitesse rotorique.

Donc, pour réaliser notre observateur nous devons choisir les grandeurs à observer. Dans notre application de la commande vectorielle de la MAS, nous pouvons poser les considérations suivantes [18], [20] :

- Paramètres du modèle : connus et invariants,
- Courants statoriques : mesurés,
- Pulsation et tensions statoriques : fournies par la commande,
- Flux rotoriques : à observer,
- Vitesse rotorique : à observer.

III.3.2. Modèle de la MAS dans le repère (α, β)

A présent, nous allons procéder à la mise en équation d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir notre observateur [21], [22]. Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de prendre un repère d'axes lié au stator [23]. Donc, le modèle de la MAS est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\omega(t))X + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Tel que

$$X = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \phi_{r\alpha} \phi_{r\beta}]^T, \quad Y = I_s = [I_{s\alpha} I_{s\beta}]^T, \quad U = V_s = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]^T$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega(t) \\ -a_3\omega(t) & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & -\omega(t) \\ \omega(t) & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En plus :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right), \quad a_2 = \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}, \quad a_3 = \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}, \quad a_4 = \frac{L_m}{T_r}, \quad a_5 = -\frac{1}{T_r}, \quad \omega(t) = p\Omega(t)$$

II.3.3. Observateur de Luenberger

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [24]. L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \hat{\dot{X}} = A\hat{X} + BU + L\varepsilon_y \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Tel que

$$\varepsilon_y = Y - \hat{Y} \quad (III.3)$$

III.3.4. Détermination de la matrice de Gain L

L'équation (III.3) intervient dans (III.2), on a alors :

$$\begin{cases} \hat{X} = A_0 \hat{X} + BU + LY \\ \hat{Y} = CX \end{cases} \quad (III.4)$$

Avec :

$$A_0 = A - LC \quad (III.5)$$

Dans la mesure où les variables de sortie ($I_{s\alpha}, I_{s\beta}$) sont en même temps les variables d'état, la matrice de sortie C'est simple et aux éléments constants.

La matrice Ane dépend que de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice A_0 qui détermine la dynamique de l'observateur, ce qui impose une certaine structure à la matrice gain L. Elle peut s'écrire [25], [26], [22] :

$$L = \begin{bmatrix} L_1 & L_2 & L_3 & L_4 \\ -L_2 & L_1 & -L_4 & L_3 \end{bmatrix}^T \quad (III.6)$$

L_1, L_2, L_3, L_4 sont données par :

$$\begin{cases} L_1 = (1 - K) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ L_2 = (K - 1) \hat{\Omega}(t) \\ L_3 = \frac{(1-K^2)}{a_3} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} + \frac{a_3}{T_r} \right) + \frac{(K-1)}{a_3} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ L_4 = -\frac{(K-1)}{a_3} \hat{\Omega}(t) \end{cases} \quad (III.7)$$

A partir d'un choix judicieux des valeurs (k) il est possible d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du système.

III.3.5.Représentation d'état de l'observateur adaptatif

Comme l'état n'est en général pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons $\hat{X}$ [27].

Tel que :

$$\hat{\mathbf{X}} = [\hat{I}_{s\alpha} \hat{I}_{s\beta} \hat{\phi}_{s\alpha} \hat{\phi}_{s\beta}]^T \quad (\text{III.8})$$

D'après l'équation III.2, on peut représenter l'observateur par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{I}}_{s\alpha} = a_1 \hat{I}_{s\alpha} + a_2 \hat{\phi}_{r\alpha} + a_3 p \boldsymbol{\Omega}(t) \hat{\phi}_{r\beta} + (1/\sigma L_s) V_{s\alpha} + L_1 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - L_2 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{I}}_{s\beta} = a_1 \hat{I}_{s\beta} - a_3 p \boldsymbol{\Omega}(t) \hat{\phi}_{r\alpha} + a_2 \hat{\phi}_{r\beta} + (1/\sigma L_s) V_{s\beta} + L_2 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - L_1 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\phi}}_{s\alpha} = a_4 \hat{I}_{s\alpha} + a_5 \hat{\phi}_{r\alpha} - p \boldsymbol{\Omega}(t) \hat{\phi}_{r\beta} + L_3 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - L_4 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\phi}}_{s\beta} = a_4 \hat{I}_{s\beta} + p \boldsymbol{\Omega}(t) \hat{\phi}_{r\alpha} + a_5 \hat{\phi}_{r\beta} + L_4 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) + L_3 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Donc, la représentation d'état de l'observateur devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{I}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{I}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\phi}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{\phi}}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \boldsymbol{\Omega}(t) \\ 0 & a_1 & -a_3 p \boldsymbol{\Omega}(t) & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \boldsymbol{\Omega}(t) \\ 0 & a_4 & p \boldsymbol{\Omega}(t) & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 \\ L_2 & L_1 \\ L_3 & -L_4 \\ L_4 & L_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Cette représentation peut prendre la forme suivante

$$\dot{\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{A}_0(\boldsymbol{\Omega}(t)) \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B} \mathbf{U} + \mathbf{L}(\mathbf{I}_s - \hat{\mathbf{I}}_s) \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$(\mathbf{I}_s - \hat{\mathbf{I}}_s) = [I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \quad I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}]^T \quad (\text{III.12})$$

III.4.Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de vitesse

Supposons maintenant que la vitesse Ω est un paramètre constant inconnu. Il s'agit de trouver une loi d'adaptation qui nous permet de l'estimer [28], [29] [22], [25]. L'observateur peut s'écrire

$$\dot{\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{A}_0(\hat{\Omega}(t)) \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B} \mathbf{U} + \mathbf{L}(\mathbf{I}_s - \hat{\mathbf{I}}_s) \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$\mathbf{A}_0(\hat{\Omega}(t)) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \hat{\Omega}(t) \\ 0 & a_1 & -a_3 p \hat{\Omega}(t) & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \hat{\Omega}(t) \\ 0 & a_4 & p \hat{\Omega}(t) & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse sera déduit par la théorie de *Lyapunov*. L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur, est donnée par :

$$\dot{e} = (A - LC)e + (\Delta A)\hat{X} \quad (\text{III.15})$$

Avec

$$(\Delta A) = A_0(\Omega(t)) - A_0(\hat{\Omega}(t)) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 p \Delta \Omega(t) \\ 0 & 0 & -a_3 p \Delta \Omega(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \Delta \Omega(t) \\ 0 & 0 & p \Delta \Omega(t) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Où

$$\Delta \Omega(t) = \Omega(t) - \hat{\Omega}(t) \quad (\text{III.17})$$

$$[e_{I_{s\alpha}} \quad e_{I_{s\beta}} \quad e_{\phi_{s\alpha}} \quad e_{\phi_{s\beta}}]^T \quad (\text{III.18})$$

Maintenant, considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = e^T e + \frac{(\Delta \Omega(t))^2}{\lambda} \quad (\text{III.19})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left\{ \frac{d(e^T)}{dt} \right\} e + e^T \left\{ \frac{de}{dt} \right\} + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dx} (\Delta \Omega(t))^2 \quad (\text{III.20})$$

$$\frac{dV}{dt} = e^T \{ (A - LC)^T + (A - LC) \} e - 2a_3 \Delta \Omega(t) (e_{I_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) + \frac{2}{\lambda} \Delta \Omega(t) \frac{d}{dx} \hat{\Omega}(t) \quad (\text{III.21})$$

De cette équation, on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation (III.21). On obtient [26] :

$$\hat{\Omega}(t) = \lambda \cdot a_3 \int_0^t (e_{I_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{III.22})$$

Où λ est une constante positive.

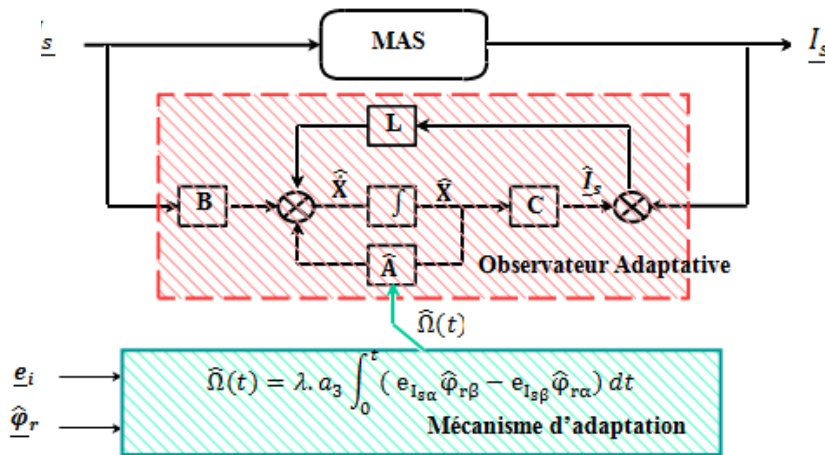


Fig.III.3 : Schéma bloc de l'observateur adaptatif.

Cependant, cette loi d'adaptation est établie pour une vitesse constante et afin d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation. On estime la vitesse par un régulateur PI décrit par cette relation:

$$\hat{\Omega}(t) = K_p \left(e_{I_{sa}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\phi}_{ra} \right) + K_i \int c \left(e_{I_{sa}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\phi}_{ra} \right) dt \quad (\text{III.23})$$

Avec K_p et K_i qui sont des constantes positives.

III.4.1 Observateur à Modes Glissants adaptatif

L'observateur peut s'écrire

$$\dot{\hat{X}} = A \hat{X} + BU + G \cdot \text{sign}(S)(Y - C \hat{X}) \quad (\text{III.24})$$

G : est la matrice de gain

$$\dot{\hat{X}} = \left(A - G \cdot \text{sign}(S)C \right) \hat{X} + BU + G \cdot \text{sign}(S)Y \quad (\text{III.25})$$

Pour assurer la stabilité de l'observateur, il faut que les valeurs propres de la matrice $AL = A - GC$ doit être stable. Donc, toutes les valeurs propres de AL devraient avoir des parties réelles négatives.

III.4.2 Le mécanisme d'adaptation de la vitesse

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse sera déduit par la théorie de Lyapunov. L'erreur d'estimation sur les courants, qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du MAS, est donnée par :

$$\dot{E} = (A - GC)E + \Delta A \hat{X} \quad (\text{III.26})$$

Avec $\Delta A = (A - \hat{A})$

Où $\Delta \omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$

$$A = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3 \omega(t) \\ -a_3 \omega(t) & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & -\omega(t) \\ \omega(t) & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

Maintenant, considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = E^T E + \frac{1}{kL} \Delta \omega_r^2$$

Où:

$$E = \begin{bmatrix} i_{pd} - \hat{i}_{pd} \\ i_{dpd} - \hat{i}_{dpd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

kL est une constante positive, en supposant que : $\Delta \omega r = \omega r - \hat{\omega} r$

L'application de la loi de général du mécanisme d'adaptation

$$\hat{\omega}r = k \int E^T \Delta A \hat{X} dt$$

Où

$$\widehat{\omega r} = k \int (e_{l_{s\alpha}} \widehat{\varphi}_{r\beta} - e_{l_{s\beta}} \widehat{\varphi}_{r\alpha}) dt$$

Ce qui signifie: $\hat{\Omega}(t) = K_p \left(e_{I_{sa}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{sb}} \hat{\phi}_{r\alpha} \right) + K_i \int c \left(e_{I_{sa}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{sb}} \hat{\phi}_{r\alpha} \right) dt$

Nous pouvons négliger les valeurs de α parce que ses faibles valeurs comparées, le mécanisme d'adaptation devient:

Où δ est une constante positive.

Afin d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation. On estime la vitesse par un régulateur PI décrit par cette relation :

$$\hat{\omega} \mathbf{r} = K_p(\mathbf{e}_{pd} \hat{\mathbf{i}}_{cq} - \mathbf{e}_{cq} \hat{\mathbf{i}}_{cd}) + K_i \int (\mathbf{e}_{pd} \hat{\mathbf{i}}_{cq} - \mathbf{e}_{cq} \hat{\mathbf{i}}_{cd}) \quad (\text{III.27})$$

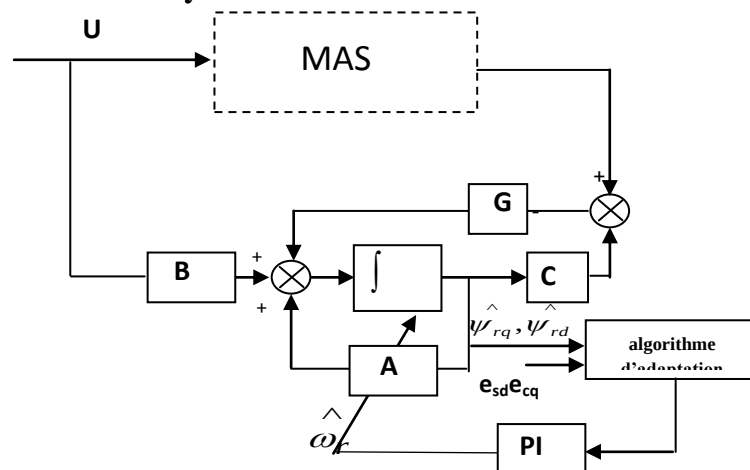


Fig.III.4 : Configuration de l'observateur de vitesse.

III.5.Observateur Flou - mode glissant

Généralement, les approches d'estimation de la vitesse de la MAS basées sur le modèle d'observateur mod glissant adaptatif sont relativement simples et pratiques par rapport à d'autres stratégies d'estimation. Néanmoins, leur inconvénient majeur est leur forte dépendance des paramètres de la machine à cela s'ajoutent les difficultés d'ajuster les gains de mécanisme d'adaptation de la vitesse estimée surtout si celle-ci est issue d'un régulateur PI classique. Dans cette optique, un mécanisme d'adaptation flou sera proposé pour l'estimation de la vitesse.

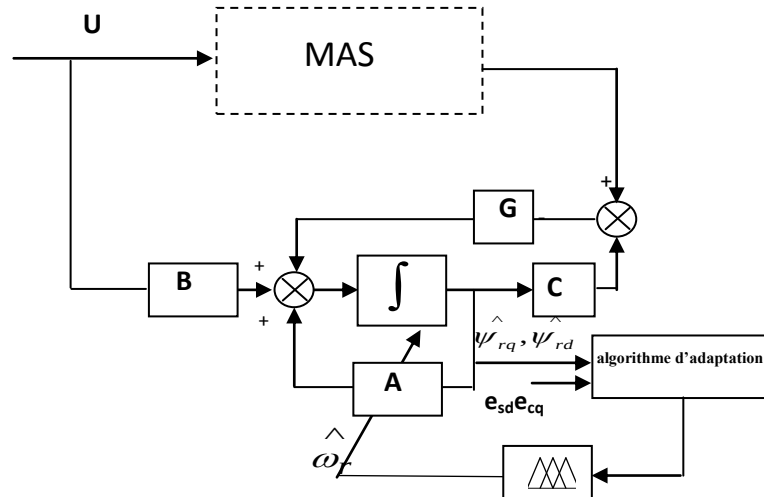


Fig.III.5 Structure d'observateur-floue

Le mécanisme d'adaptation flou sera proposé pour l'estimation de la vitesse. Ainsi, l'écart entre les flux déduits des deux modèles sera ajusté moyennant un contrôleur flou (FLC) substituant le PI

Les variables floues d'entrée est : L'erreur $(e_{I_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha})$ et la variation de l'erreur Δe .

Le schéma bloc de l'observateur flou basé sur la technique de MRAS est montré par la Fig.III.5.

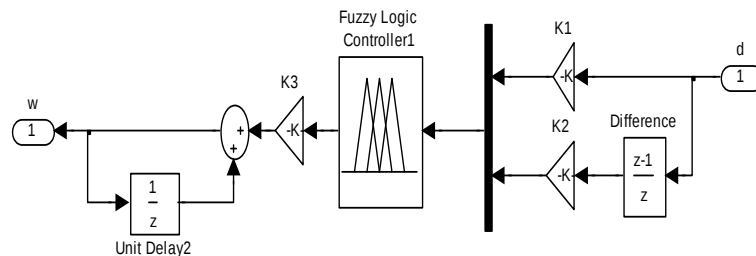


Fig.III.6. FLC implémentation

Où, k_1, k_2, k_3 sont les gains de normalisation

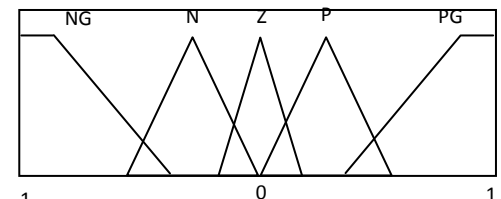
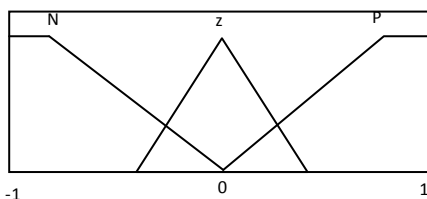

 Fonctions d'appartenance des entrées ($\Delta e, e$) Fonctions d'appartenance de la variable de sortie ($\Delta \omega$)

Fig.III.7 Fonctions d'appartenance des entrées et de sortie d'un estimateur floue.

Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction

des variables d'entrées sont déduites à partir de la table

$\Delta e \backslash e$	N	Z	P
N	NB	N	P
Z	N	Z	PB
P	N	P	PB

Tab. 1. Règles d'inférence proposée pour l'estimation de la vitesse

Les sous-ensembles d'appartenance floue ont été notés comme suit :

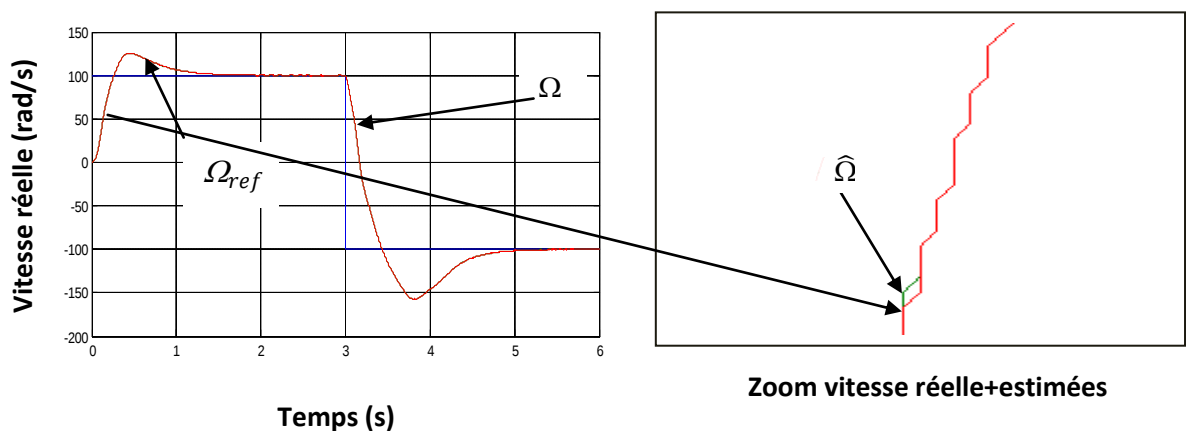
Z = zéro, NB = Négatif très petit, N = Négatif , PS = Positif, PB = Positif très grand

La méthode du centre de gravité est utilisée pour la défuzzification.

III.6. Résultats de simulation et interprétation

L'observateur en mode glissant est un observateur d'état dont le rôle est d'estimer les courants et les flux. Les simulations représentées dans cette section sont réalisées afin de tester la robustesse de la commande sans capteur de vitesse mécanique basée sur l'observateur en mode glissant. Ces résultats sont obtenus grâce à l'utilisation des régulateurs de vitesse et des courant de type PI.

Les performances statiques et dynamiques de notre commande sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement inversion du sens de rotation et variation du couple de charge en même temps,



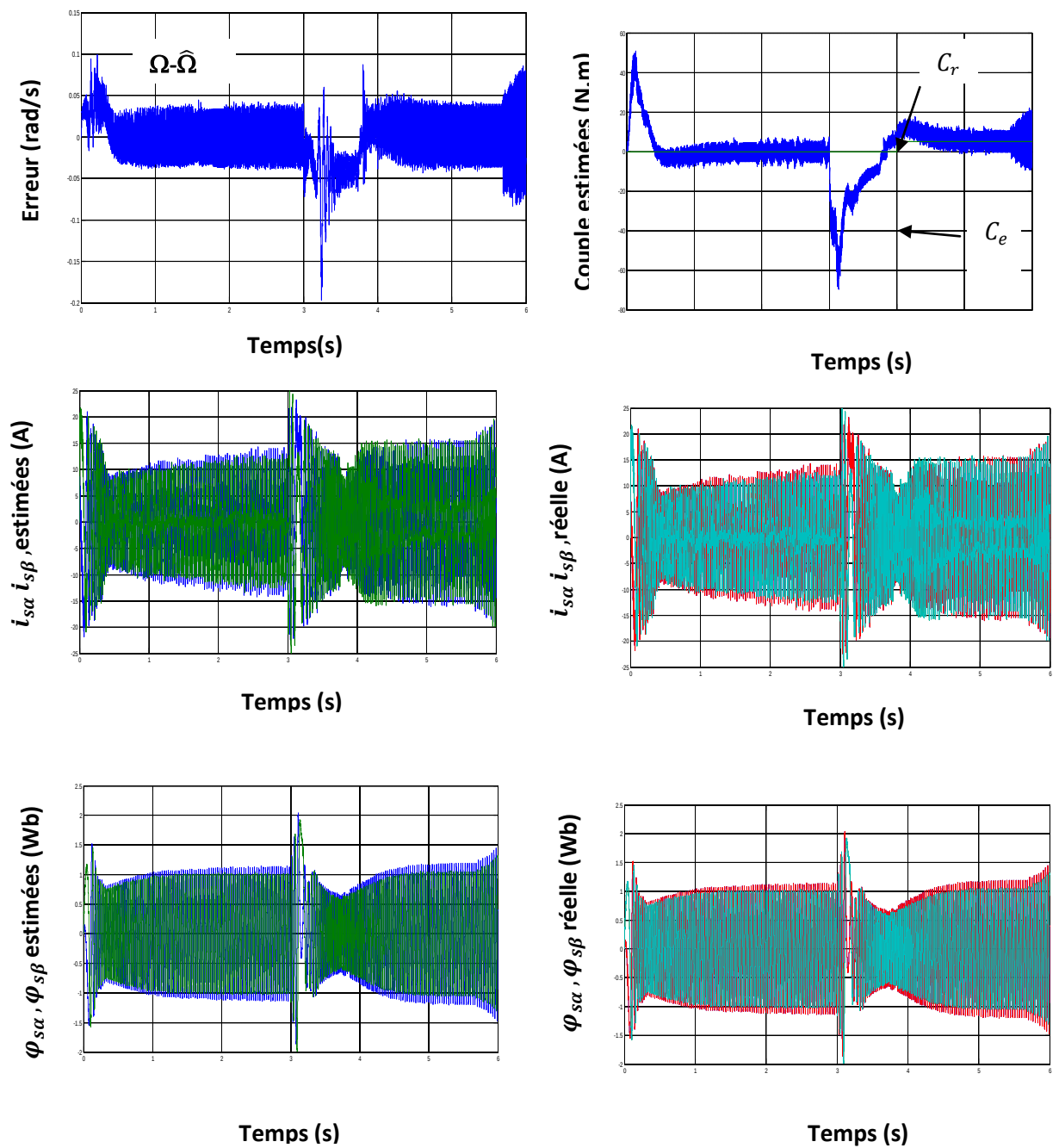
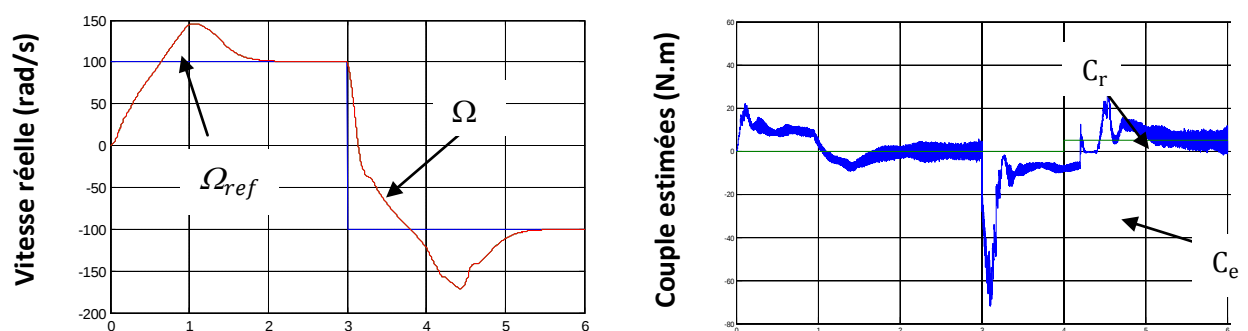


Fig.III.8. Résultats de simulation sans capteur par Observateur mode

➤ Résultats de simulation par Observateur mode glissant –flou.



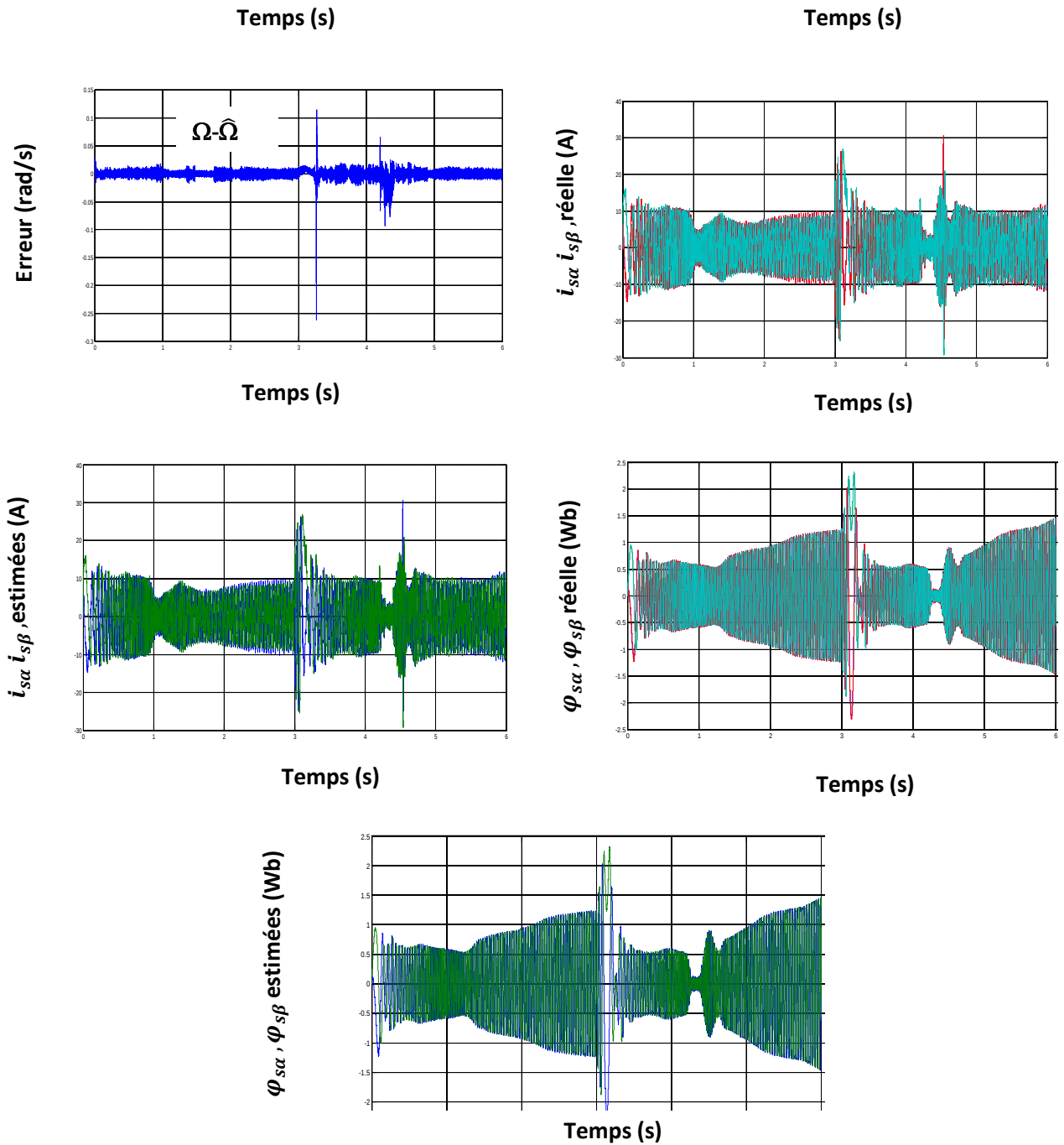


Fig. III.9 : Résultats de simulation par Observateur –floue.

Les courbes illustrées par les figures III.8 montrent respectivement les performances des vitesses estimées, des flux rotoriques estimés ainsi que du courant statorique en commande vectorielle par orientation du flux .

De ces courbes, on peut constater que l'estimation de la vitesse se fait d'une façon satisfaisante, de même pour les composantes du flux rotorique estimées.

Les courbes illustrées par les figures III.9 présente quelques résultats de commande avec Observateur –mode glissant floue pour les mêmes conditions de fonctionnement que la mode glissant avec PI pour l’adapions de la vitesse .

l'analyse précédente démontre que l’observateur de mode de glissement-floue rapide et précis que L’observateur de mode de glissement .donc il ya une amélioration de la performance de l’observateur et L’avantage de cet estimateur est la facilité du réglage des gains du mécanisme d’adaptation, donc la simplicité de son implantation

III.7.Conclusion

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que fragilité, coût et bruit .Dans ce contexte, ce chapitre fait l'objet d'une implantation d'un observateur des flux rotoriques et des courant statoriques avec un mécanisme d'adaptation de la vitesse.

En considérant dans un premier lieu seulement les quatre équations du modèle de la MAS, un observateur linéaire pour l'estimation du flux est synthétisé. Ensuite, en utilisant une fonction de Lyapunove, une loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique. Notre système a été soumis à des séries de tests afin d'évaluer sa robustesse.

Le résultat de notre travail consiste en une amélioration de la commande vectorielle indirecte par l'introduction d'un algorithme d'estimation mode glissant-flouet permettant d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit .Ceci a donné une structure minimale à notre CVI.

Conclusion Générale

La machine asynchrone a des paramètres qui varient. Elle subit des perturbations extérieures comme la variation de la charge. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles. Donc, l'idée de base de cette thèse a été élaborée suivant les raisons précitées.

L'étude des comportements dynamiques de la MAS exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre. On ne peut pas parler de commande de la machine sans qu'on cite le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé dans le même chapitre la modélisation de l'alimentation et de l'association convertisseur machine.

Dans le deuxième chapitre, on a assuré le découplage entre le flux et le couple par une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Ce découplage est prouvé par une série de simulations de la MAS associée à la CVI. Les tests de robustesse ont prouvé que la CVI permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances dynamiques et statiques. Les résultats sont acceptables mais un inconvénient réside dans la présence du capteur de vitesse.

Pour résoudre ce problème, on a abouti dans le troisième chapitre à l'étude d'une CVI sans capteur de vitesse mécanique basée sur l'introduction d'un observateur du flux rotorique avec un mécanisme d'adaptation de vitesse de rotation. On a détaillé le principe de fonctionnement de ce dernier et synthétisé son algorithme à temps continu. On a conclu que notre commande est plus robuste et efficace et que notre observateur flou-mode glissant permet d'estimer la vitesse de rotation.

Les performances statique et dynamique de notre commande sont illustrées par des résultats de simulation. A travers les erreurs d'observation, on remarque une convergence rapide des erreurs vers zéro ainsi qu'une bonne poursuite des consignes de cet observateur.

Enfin, on propose quelques perspectives à notre travail qui se traduisent par :

- L'application des régulateurs par mode glissant afin d'obtenir des améliorations notables.
- L'application des régulateurs de l'intelligence artificielle au lieu des régulateurs classiques pour augmenter les performances de la CVI.
- L'étude de la CVI sans capteur de vitesse mécanique basée sur un observateur du flux avec un mécanisme d'adaptation de la vitesse de rotation de la résistance statorique et rotorique.
- Utilisation des observateurs mode glissant d'ordres supérieurs pour avoir des résultats meilleurs.

Annexe

Paramètres de la MAS utilisés :

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
R_s	<i>Résistance statorique</i>	1.2	Ω
R_r	<i>Résistance Rotorique</i>	1.8	Ω
L_s	<i>Inductance statorique</i>	0.1554	H
L_r	<i>Inductance rotorique</i>	0.1564	H
L_m	<i>Inductance Mutuelle</i>	0.0700	H
J	<i>Inertie du moteur</i>	0.0700	KG.M ²
F	<i>Coefficient de frottement</i>	0.00	N.m/rad/sec
p	<i>Nombre de paires de pôles</i>	2	
P_n	<i>Puissance nominale</i>	4	kW
Ω_n	<i>Vitesse nominale</i>	1440	Rad/sec
C_r	<i>Couple de charge nominale</i>	25	N.m
I_n	<i>Courant nominale</i>	15/8.6	A
V	<i>Tension</i>	220/380	V
f	<i>Fréquence</i>	50	Hz

Bibliographie

- [1]:J.P. Caron, J. P. Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Techenip, Paris1995.
- [2]:A. Chebbi, « Commande backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Thèse de Magister. Université de Batna2011.
- [3]:S.Damkhi, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (SIGNAL FLOW GRAPHS) de Holtz », Thèse de Magistère, université de Batna.2007.
- [4]:G.Buche, « commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réelle MATLAVE/SIMULINK », Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.
- [5]:B. Robyns,B.François, P.Degobert, J. P. Hautier, «commande vectorielle de la machine asynchrone », Edition Techenip, 2007.
- [6]: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.
- [7]:M.A Khalafa 1, R.Randoulsi, A.Sellamil 1, R.Mhiri 1 « commande vectorielle indirectes d'une pompe centrifuge photovoltaïque au fil de soleil » Revue des Energies renouvelables CICME'08 sousse, 2008, TUNISIE
- [8]:A. Aibeche, « Commande vectorielle robuste de la machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel ». Thèse de Magister. Université M'hamedBougara-Boumerdes. Faculté Des Hydrocarbures et de La Chimie.2009.
- [9]:C. Munong, «Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink » Parentice Hall PTR. UpperSaddle River, New Jersey 07458, 1997.
- [10]:L.Baghli, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Notes de cours, IUFM de Lorraine – UHP 2003 /2004.
- [11]:P. Balazovic, « 56F8300 Hybrid controller used in control of electro-mechanical brake », Freescale Semiconductor, 2004.
- [12]:K. M. Subrata, K. B. Bimal, J. O. O. Pinto, « Space vector pulse width modulation ofthree-level inverter extending operation into over modulation region », IEEE Transactions on Industry Applications, 2002.
- [13]: S. L. Capitaneanu, M. Fadel, J. Faucher, A. Aleida., « Graphical and algebraicsynthesis for PWM methods », Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, ENSEEIHT/INP Toulouse, EPE Journal Vol.11 N°. 03, Août 2001.

- [14]. X. Kestelyn, S. Eric, A. Bouscayrol, J. P Hautier., « Multi-phase system supplied by PWM VSI. A new technic to compute the duty cycles », University Lille, Laboratoire L2EP. [www. Univ-lille1.fr/l2ep](http://www.Univ-lille1.fr/l2ep).
- [15]:G. Segulier, F. Notlet., « Electrotechnique industrielle », Technique et documentation Lavoisier, 1977.
- [16]:Ana M. LLOR, « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteur synchrones a aimants Permanents », Thèse doctorat, Université Carlos III de Madrid
- [17]:H.TAMRABET, «Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale Machine Asynchrone. » Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [18]:F.BOUAZZA, « Commande Sans Capteur De Vitesse D'une MRV. » Thèse de magister, université de Batna 2012.
- [19]:C. CANADUS DE WIT « Commande des Moteurs Asynchrones, V2 Optimisation Discrétisation et Observateurs. » HERMES Science Publications, 2000, Paris.
- [20]:I.AL-ROUH, « Contribution à la Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone. »Thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy, 12 juillet 2004.
- [21]:B.Mokhtari, « Implantation de la DTFC par des techniques de l'intelligence artificielle Neuron-Flou : Application à la machine asynchrone alimentée par des onduleur de tension à deux et à trois niveaux. », Thèse de magistère, Batna, 24.11.2004.
- [22]:F.Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. » Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, 07 janvier2005
- [23] F.Khoucha, K.Marouani,K.Aliouane,A.Kheloui,«Experimental Performance Analysis of Adaptive Flux and Speed Observers for Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives. » IEEE Power ElectronicsSpecialistsConference Germany, pp. 2678-2683, 2004.
- [24]:R.PenaEguiluz , « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire. » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [25]:G.Grellet, G.Clerc, «Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande.» Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 1997.

[26].M.Jeh and Jan, A.Melkebeek,« Speed -sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. »IEEE transactions of industry appl ,Vol .36 ,No3, pp. 778-785, Mai- Juin 2000.

[27]:A.Benchaib, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998.

[28]:XU .Aiping, « Observateurs adaptatifs non -linéaires et diagnostic de pannes. » école Doctorale , Matisse, Septembre 2002.

[29] :S.Belkacem, L.Laggoune, H.Tamrabet, S .zaidi, B.Kiyyour. « Performance analysis of a speed sensorless induction motor drive based on DTC scheme. »First international confon electrical systems PCSE pp267-272, 2005.

[30]:H.Razik,« Commande des SystèmesMaîtrise IUP GEII Opt SYSET Module UV 12.»Version V1.22, October 2003.

Résumé

Résumé

Résumé : L'objectif du travail présenté dans cette thèse est l'étude de la commande vectorielle sans capteurs mécaniques de la machines asynchrones , nous avons utilisé une observateur intelligente à travers la logique floue et le mode glissant , Les performances et la robustesse sont analysées par simulation à base du logiciel Matlab/Simulink

Mots clés : Moteur asynchrone, commande à flux orienté, commande sans capteur mécanique, observateur Floue-mode glissant.