

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



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**ESTIMATION DE LA VITESSE D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE A L'AIDE DU FILTRE DE KALMAN
ETENDU (EKF) EN VUE DE SA COMMANDE**

Proposé et dirigé par :
Monsieur: Yahia LAAMARI

Présenté par :
BEN SAHA Salah Eddine
CHEKHAR Lakhdar
BELLOUL Salah

Année Universitaire : 2010 / 2011

Remerciement

Le travail a été effectué au département de Génie-Electrique de l'université

Mohamed Boudiaf - M'sila.

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à tous ceux qui nous ont aidés de près
ou de loin à accomplir ce travail.*

*Nous citerons en particulier notre promoteur **Mr Yahia. laamari** qui n'a pas cessé de
nous donner ses conseils et remarques.*

*Nos sincères remerciements vont aux membres de jury qui ont bien voulu accepter de
juger notre travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidés à élaborer et
réaliser ce mémoire et surtout le chef département **B. Bendjaima** .*

*En fin nous tenons à exprimer nos remerciements à nos amis et collègues pour le
soutien tant morale que matériel...*

Liste de Notations et Symboles

s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement
d	Indice de l'axe direct
q	Indice de l'axe en quadrature
[Vs]	Vecteur tension statorique
[Is]	Vecteur courant statorique
[Ir]	Vecteur courant rotorique
[φ_s]	Vecteur flux statorique
[φ_r]	Vecteur flux rotorique
[Rs]	Matrice résistance statorique
[Rr]	Matrice résistance rotorique
[Lss]	Matrice inductance statorique
[Lrr]	Matrice inductance rotorique
[Msr]	Matrice inductance mutuelle stator-rotor
[P(θ)]	Matrice de Park
p	Nombre de paires de pôles
θ_s	L'angle électrique entre l'axe a_s et l'axe d
θ_r	L'angle électrique entre l'axe a_r et l'axe d
θ	La position angulaire du rotor par rapport au stator
ω_s	Pulsation électrique statorique
ω_r	Pulsation de glissement ($\omega_s - \omega$)

ω	Vitesse angulaire de rotation
Ω	Vitesse de rotation mécanique
Ce	Couple électromagnétique
Cr	Couple résistant
Rr	Résistance rotorique
Rs	Résistance statorique
ls	Inductance propre d'une phase statorique
lr	Inductance propre d'une phase rotorique
Ms	Inductance mutuelle entre deux phase statorique
Mr	Inductance mutuelle entre deux phase rotorique
Msr	Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe as coïncide avec l'axe ar
Ls	Inductance cyclique statorique
Lr	Inductance cyclique rotorique
Lm	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor
J	Moment d'inertie des masses tournantes
f :	Coefficient de frottement visqueux
CVD	Commande vectorielle directe.
CVI	Commande vectorielle indirecte
FOC	Commande vectorielle par orientation du flux, de l'anglais.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MRAS	Système Adaptatif avec Modèle de Référence
MAS	Machine Asynchrone
Kp, Ki	Coefficients de proportionnalité et d'intégration
[U]	Matrice de commande.
[X]	Matrice de vecteur d'état

[A]	Matrice d'évolution d'état du système.
[B]	Matrice de système de commande.
Xref	Grandeur de référence
\hat{x}	Grandeur estimée
Ts, Tr	Constantes de temps statorique et rotorique
σ	Coefficient de dispersion
Vdc	Tension continue
Te	Période d'échantillonnage
x(t)	Vecteur d'état d'un système non-linéaire.
max, min	Valeur maximale (minimale).
C	Commutateur.
K	Gain de Kalman
Q	Matrice de densité spectrale de puissance moyenne du bruit de système
R	Matrice de densité spectrale de puissance moyenne du bruit de mesure
P	Matrice de covariance

Liste de Figures

Chapitre I

Fig. (I. 1)	Représentation spatial des enroulements de la machine asynchrone	6
Fig. (I. 2)	Modèle biphasé équivalent.....	9
Fig.(I. 3)	Schéma de simulation de la MAS avec alimentation triphasée.....	15
Fig. (I. 4)	Simulation de la MAS à vide alimentée en tension et $C_r=0$	16
Fig. (I. 5)	Simulation de la MAS en charge alimentée en tension et $C_r=10Nm$ Entre $t=(2-3s)$	17
Fig. (I. 6)	Schéma global d'une MAS –convertisseur statique à vitesse variable.....	18
Fig. (I. 7)	Redresseur à diodes.....	19
Fig. (I. 8)	Tension redressée U_d	20
Fig.(I. 9)	Filtre (LC).....	20
Fig. (I.10)	Onduleur de tension triphasé alimentation une MAS.....	22
Fig. (I.11)	Représentation schématique d'un onduleur.....	22
Fig. (I.12)	Schéma de simulation de la MAS avec convertisseur de tension triphase	25
Fig. (I.13)	Résultat de simulation de l'onduleur.....	26
Fig. (I.14)	La commande MLI par modulation « sinus-triangle »	26
Fig.(I.15)	Résultat de simulation de l'association convertisseur –machine à vide.....	27
Fig. (I.16)	Résultat de simulation de l'association convertisseur – machine avec application d'une charge de ($C_r=10Nm$ entre $t= (2-3s)$).....	28

Chapitre II

Fig.(II.1)	Schéma de principe du découplage pour la MAS pour analogie avec la machine à courant continu.....	31
Fig.(II.2)	Principe d'orientation du flux rotorique.....	32

Fig. (II.3)	Structure de commande par orientation du flux rotorique pour une alimentation en tension.....	35
Fig. (II.4)	représentation du découplage.....	36
Fig. (II.5)	Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{ds}	37
Fig. (II.6)	Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sq}	38
Fig. (II.7)	Schéma de régulation de flux.....	39
Fig. (II.8)	Commande vectorielle directe de flux d'une machine asynchrone alimentée en tension.....	39
Fig.(II.9)	Simulation d'une régulation par CVD d'une machine asynchrone alimentée en tension et ($C_r=10Nm$ a $t=1-2$ s).....	41
Fig. (II.10)	Simulation d'une régulation par CVD d'une machine asynchrone alimentée en tension et ($C_r=10Nm$ a $t=1-2$ s).....	42
Fig. (II.11)	Simulation d'une régulation par CVI d'une machine asynchrone alimentée en tension et ($C_r=10Nm$ a $t=1-2$ s).....	43
Fig. (II.12)	Simulation d'une régulation par CVI d'une machine asynchrone alimentée en tension et ($C_r=10Nm$ a $t=1-2$ s).....	44

Chapitre III

Fig. (III.1)	Un observateur utilisé pour la surveillance de processus	48
Fig. (III.2)	Un observateur utilisé dans un système pour la détection des défaillances.....	49
Fig. (III.3)	Un observateur dans une boucle de commande.....	50
Fig.(III.4)	Schéma de principe d'un observateur.....	51
Fig.(III.5)	Structure de l'observateur adaptatif.....	55
Fig.(III.6)	Structure de MRAS.....	56
Fig.(III.7)	Boucle de filtre de kalman.....	62
Fig.(III.8)	Entrée du système.....	63
Fig.(III.9)	Résultats de simulation de l'estimation avec de Luenberger sans (filtre Kalman).....	64
Fig. (III.10)	Résultats de simulation de l'estimation avec Kalman.....	65

Fig.(III.11)	Boucle de filtre de kalman étendu.....	67
Fig.(III.12)	Résultats de simulation du filtre de Kalman étendu.....	69

Chapitre IV

Fig.(IV.1)	Schéma d'un filtre de Kalman étendu associe à un processus physique.....	72
Fig.(IV.2)	Résultats de simulation du modèle discret de la MAS(Cr=10N.m applique entre 0.6s et 1.2s).....	77
Fig.(IV.3)	: Schéma de simulation de la MAS et du filtre de Kalman étendu.....	81
Fig.(IV.4):	Evolution temporelle du bruit de mesure.....	82
Fig.(IV.5) :	Histogramme du bruit de mesure.....	82
Fig.(IV.6)	Résultats de simulation d'une MAS associé à un filtre de Kalman étendu Fonctionnement à vide (Cr=0).....	83
Fig.(IV.7)	Résultats de simulation d'une MAS associé à un filtre de Kalman étendu Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge (Cr=10).....	84
Fig.(IV.8)	Résultats de simulation d'une MAS associé à un filtre de Kalman étendu Evolution des valeurs bruitées, estimées et réelles.....	85
Fig.(IV.9)	Evolution des valeurs réelles et estimées ainsi que les erreurs d'estimations correspondantes (Résultats de simulation d'une MAS associé à EKF).....	86

SOMMAIRE

List de Notations et Symboles

Introduction Générale1

CHAPITRE I : Modélisation de la MAS et de son Alimentation.

I.1 Introduction3

I.2. Constitution de la Machine Asynchrone3

I.2.1 Le stator4

I.2.2 Le rotor4

I.2.3 Les organes mécaniques.....4

I.3. Modèle dynamique de la Machine Asynchrone 5

I.3.1 Hypothèses simplificatrices5

I.3.2 Equations électriques7

I.3.3 Equations magnétiques7

I.3.4 Equations mécaniques.....8

I.3.5 Modèle de Park de la machine asynchrone.....9

I.3.5.1 La transformation de Park.....9

I.3.5.2 Application aux équations de tensions dans le repère de
Park (q d).....10

I.3.5.3. Application aux équations de flux.....11

I.3.6 Choix du référentiel (q d)..... 12

I.3.7 Mise sous forme d'équation d'état.....13

I.3.8 Expressions du couple électromagnétique14

I.4	Résultats de simulation.....	15
I.5	Interprétation des courbes.....	17
I.6	Système d'alimentation	18
I.6.1	Modalisation de l'alimentation de la machine	18
I.6.2	Description du système d'association	
I.6.3	Modélisation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes.....	19
I.6.4	Modélisation du filtre.....	21
I.6.5	Modélisation de l'onduleur de tension	22
I.6.5.1	Principe de fonctionnement.....	22
I.6.5.2	Modulation de la largeur d'impulsion MLI.....	24
I.6.5.3	Objectif de la Technique MLI.....	24
I.6.6	Le Schéma Bloc de la MAS associée à l'onduleur de tension.....	25
I.7	Résultat de simulation.....	28
I.8	Interprétation.....	30
I.9	Conclusion.....	30

CHAPITRE II : Commande Vectorielle de la MAS.

II.1	Introduction.....	31
II.2	Commande de la machine asynchrone	32
II.2.1	Principe de découplage.....	32

II.2.2	Commande vectorielle par orientation du flux.....	33
II.3	La commande vectorielle directe et indirecte	35
II.3.1	Commande vectorielle directe.....	36
II.3.2	Commande vectorielle indirecte.....	36
II.4	Découplage par compensation.....	37
II.5	Estimation du flux rotorique.....	38
II.6	Calcul des régulateurs.....	38
II.6.1	Régulateur de courant I_{ds}	38
II.6.2	Régulateur de courant I_{qs}	39
II.6.3	Régulateur du flux	40
II.7	Résultats de simulations et interprétations.....	41
II.7.1	Résultats de simulation de la commande vectorielle directe (CVD)	41
II.7.2	Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte (CVI)	44
II.8	Conclusion.....	46

CAPITRE III Observateurs déterministes et stochastiques, filtre de Kalman.

III.1	Introduction.....	47
III.2	Capteur, estimateur ou observateur : que choisir.....	48
3.3	Objectifs des observateur.....	48
3.3.1	Surveillance.....	48
3.3.2	Détection de défaillances.....	49
3.3.3	Commande.....	50

III.4	Principe d'un observateur.....	51
III.5	Classification des observateurs.....	54
III.5.1	Observateur de Luenberger.....	55
III.5.2	Observateur adaptatif	56
III.5.3	Observateur MRAS.....	56
III.6	Observateurs de type stochastiques.....	57
III.9	Filtre de Kalman.....	59
III.9.1	Principe de base.....	59
III.9.2	Bruit.....	60
III.9.2.1	Bruit d'état.....	60
III.9.2.2	Bruit de mesure.....	61
III.9.3	Le filtre de Kalman standard.....	61
III.9.4	Le filtre de Kalman étendu.....	67

CAPITRE IV Application du filtre de Kalman étendu (EKF) à la MAS.

IV.1	introduction.....	71
IV.2	Principe du filtre de kalman étendu (EKF).....	72
IV.2.1	bruit blanc.....	73
IV. 3	modèles d'état du mas exprimé dans le repère (d q).....	74
IV.4	Modèle continu de La MAS.....	75
IV.5	Discrétisation du modèle continu de la MAS	75
IV.6	Considération de la vitesse comme un état.....	77
IV.7	Choix des matrices de covariances et calcul du gain.....	79
IV.8	Reconstruction de la vitesse de la MAS.....	80

IV.9 Résultats de simulation.....	81
IV. 8 Conclusion.....	86
Conclusion générale.....	87
Annexe	89
Bibliographie.....	91

INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques sont au cœur de toute dynamique quelle soit électrique ou mécanique. Elles représentent le nerf de toute l'industrie. Les chercheurs et les industriels n'ont cessé d'améliorer leur rendement, d'augmenter leur robustesse et de diminuer leur coût et leur poids.

L'objectif principal de la commande des machines est de pouvoir en obtenir un comportement à vitesse variable et un contrôle rapide du couple. Le couple est créé suite à l'interaction entre un flux magnétique et un courant électrique.

Les machines à courant continu présentent l'avantage d'une commande facile en raison du découplage naturel qui existe entre le couple et le flux. Pour obtenir de haute performance dynamique, il suffit de maintenir le flux à son niveau nominal et de régler le courant pour l'obtention du couple désiré. Cependant la présence du dispositif balais – collecteur est un inconvénient majeur, ce commutateur mécanique fragilise la machine et rend son entretien coûteux.

Face à ces inconvénients la machine asynchrone présente des avantages dynamiques attirants. De part sa construction (absence du système balais – collecteur), la machine asynchrone est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Malheureusement, vu sa construction dynamique linéaire et les complications intrinsèques à son couple et son flux fortement couplés, sa commande se présente difficile et complexe.

Plusieurs chercheurs se sont penchés sur cette question. Il en résulte la mise au point d'une multitude de techniques de commande, les une plus compétitives avec les autres. Parmi ces commandes nous citerons la commande adaptative, la commande vectorielle basée sur l'estimation de la vitesse à l'aide du filtre de Kalman étendu. La commande vectorielle s'avère être un outil très efficace. Elle permet de rajouter de la simplicité à la commande de la machine asynchrone en découplant le réglage du flux et du couple.

Bien que la régulation classique à base de régulateur de type PI réalise le découplage entre le flux et le couple, ses performances en terme de temps de réponse et de dépassement restent limitées. Ces limitations sont principalement dues au choix des paramètres de ces régulateurs.

La commande du moteur asynchrone sans capteur mécanique de vitesse devient un axe de développement et de recherche industrielle fondamentale. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères importants dans de nombreuses applications. En effet, ces critères mobilisent les chercheurs à se débarrasser de ces capteurs qui sont les maillons faibles de la chaîne

d'entraînement électrique. Outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînements, ils sont fragiles et onéreux [BAG 99]. On essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs électriques de tension et courant et des algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse et le flux de la machine. Avec les avancées considérables dans le domaine des outils de calcul numérique, ces méthodes de reconstitution de vitesse et du flux peuvent être réalisées sur des DSP de faible coût [8], [12]

Dans ce contexte, notre travail présenté dans ce mémoire traite de la modélisation, la commande vectorielle et notamment l'estimation de la vitesse et des flux rotoriques de la machine asynchrone par utilisation du filtre de Kalman étendu (EKF). Cette dernière a fait l'objectif principal de cette étude.

Afin de mettre en évidence l'efficacité du filtre de Kalman étendu dans l'estimation des grandeurs d'état de la machine en question, on a simulé le modèle discret de cette machine noyé dans un bruit (bruits d'état et de mesure) et ce, pour un fonctionnement à vide et en charge. Les résultats obtenus montrent que l'algorithme d'estimation de Kalman possède une insensibilité acceptable vis-à-vis de la variation de la charge.

Pour la réalisation de ce travail nous avons adopté le plan de travail suivant :

- ✓ **Le premier chapitre** sera consacré à la modélisation de la MAS alimenté par un convertisseur commandée par la technique MLI, en utilisant la transformation de Park linéarisée. La simulation de ce modèle sera effectuée.
- ✓ **Le second chapitre** présentera l'application du principe de la commande vectorielle directe et indirecte par orientation du flux rotorique à la MAS. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront notamment présentés.
- ✓ **Le troisième chapitre** est consacré à un état de l'art sur les observateurs déterministes et stochastiques. Nous commencerons par une description générale de principe de base de l'observateur, observateur Leunberger, MRAS, Observateur adaptatif, Observateurs de type stochastiques : Kalman standard et Kalman étendu (EKF) avec des exemples démonstratifs.
- ✓ **Dans Le quatrième chapitre** l'application du filtre de Kalman étendu à la machine asynchrone pour l'estimation des flux rotoriques et de la vitesse fera l'objectif principal de ce chapitre.

Enfin, une conclusion générale mettra l'accent sur l'intérêt d'une telle étude suivi de quelques suggestions et perspectives futures.

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

Le Moteur Asynchrone, ou Moteur à Induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la Machine Asynchrone et sa transformation dans le système diphasé. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation de la Machine Asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé.

I.2 Constitution de la Machine Asynchrone

La Machine Asynchrone est constituée des principaux éléments suivants:

- Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I.2.1 Le stator

Le stator de la Machine Asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.[1]

Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la Machine Asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les Enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre l'enroulement électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la Machine Asynchrone. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électriques.[2]

I.2.2 Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des Machines Asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators ; les phases rotorique sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".

I.2.3 les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple

électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers Soutiennent le rotor et assurent la libre rotation [1][2].

I.3 Modèle dynamique de la Machine Asynchrone

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel ; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.[2][3]

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine.

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la Machine Asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- ✓ Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- ✓ Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ✓ Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- ✓ L'additive des flux.
- ✓ La constance des inductances propres.

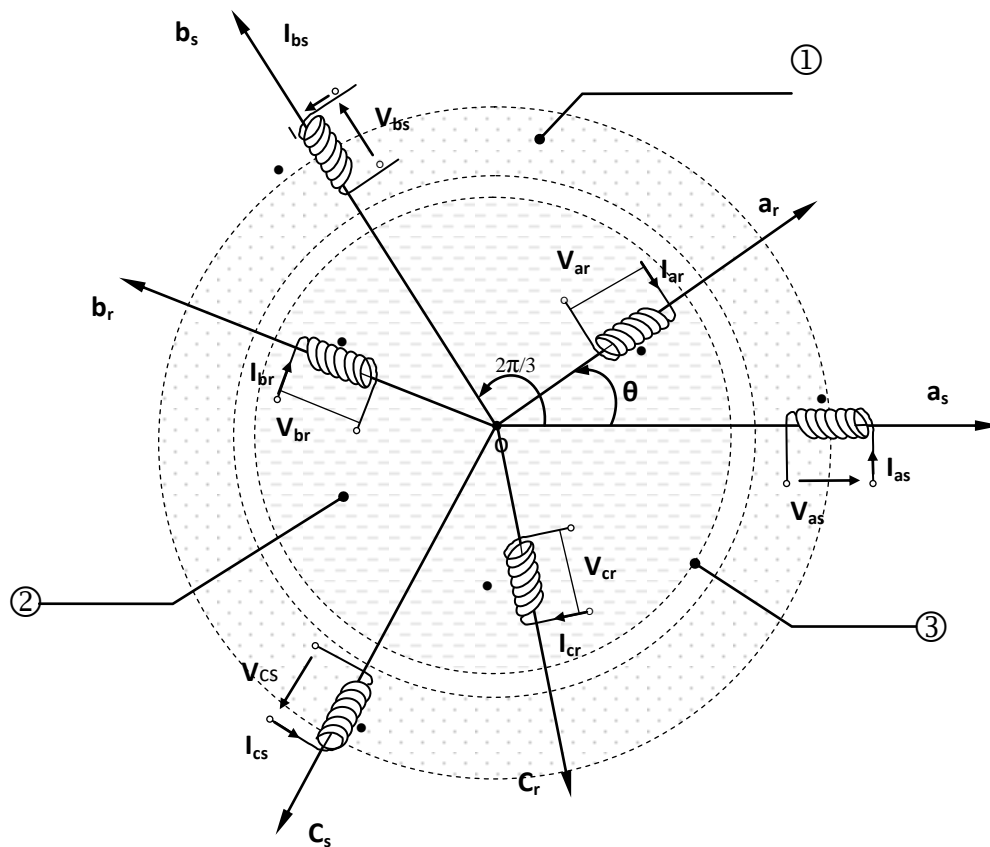
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [1][2][3][4]

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme la montre la figure (1.1). Elle est munie de six enroulements :

Le stator est formé de trois enroulements fixes décalés dans l'espace de 120° et traversés par trois courants variables.

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° .

Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle. Nous posons θ l'angle électrique entre la phase A statorique et la phase a rotorique.[5]



① Partie fixe : Stator. ② Partie mobile : Rotor. ③ Entre fer constant.

Fig.(I.1) : Représentation spatial des enroulements de la machine asynchrone

I.3.2. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm et la loi de Faraday aux enroulements du stator et du rotor, on trouve une écriture sous forme matricielle :

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

I.3.3. Equations magnétiques

L'écriture matricielle ci-dessous résume les 3 équations du flux statoriques :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}}_{[L_{ss}]} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + L_m \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}}_{[M_{sr}]} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

De façon similaire, on aura au rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}}_{[L_{rr}]} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + L_m \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}}_{[M_{rs}]} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

D'où:

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [I_r]) \quad (I.5)$$

$$[0] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] [I_s])$$

Cette mise en équations aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (1.5). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand

nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de R.H.Park.

R_s, L_s : Résistance et inductance cyclique d'une phase statorique.

R_r, L_r : Résistance et inductance cyclique d'une phase rotorique.

L_m : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Tensions d'alimentation respectivement des phases a_s, b_s, c_s .

I_{as}, I_{bs}, I_{cs} : Courants statoriques respectivement des phases a_s, b_s, c_s .

I_{ar}, I_{br}, I_{cr} : Courants rotoriques respectivement des phases a_r, b_r, c_r .

$\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$: Flux statoriques

$\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$: Flux rotoriques

I.3.4. Equations mécaniques

Le couple électromagnétique développé s'écrit:

$$\begin{cases} C_e = [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \\ \frac{d}{dt} \Omega = \frac{(C_e - C_r - f\Omega_m)}{j} \end{cases} \quad (I.6)$$

Ω_m : vitesse mécanique en rad/s.

La résolution analytique dans le repère triphasé est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine).[1][2]

I.3.5. Modèle de PARK de la machine asynchrone

La transformation de PARK est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

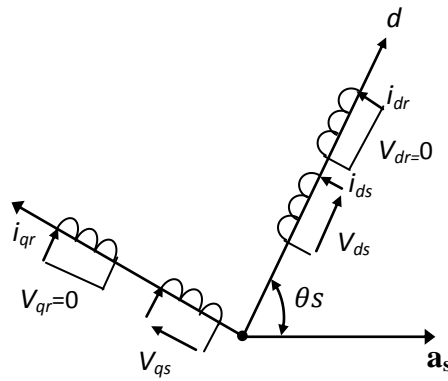


Fig.(I.2) Modèle biphasé équivalent.

I.3.5.1 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère mobile d q. Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent concéder. En effet, si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques) (figure 1.2), ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I.7)$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P^{-1}(\theta)] = \text{transposée } [P^{-1}(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I.8)$$

I.3.5.2 Application aux équations des tensions

$$[P(\theta)^{-1}] [V_{dqo}] = [R] [P(\theta)^{-1}] [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [[P(\theta)^{-1}] [\varphi_{dqo}]] \quad (I-9)$$

$$[V_{dqo}] = [R] [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqo}] + [P(\theta)] \left[\frac{d[P(\theta)^{-1}]}{dt} \right] [\varphi_{dqo}] \quad (I-10)$$

$$[P(\theta)] \left[\frac{d[P(\theta)^{-1}]}{dt} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \quad (III)$$

Tel que : $\theta = \theta_s$: pour les grandeurs statoriques.

On remplace la relation (I-10) dans (I-11) on obtient Le modèle électrique dynamique pour l'enroulement triphasé équivalent :

$$\begin{cases} V_d = R i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \varphi_q \\ V_q = R i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \varphi_d \\ V_o = R i_o + \frac{d\varphi_o}{dt} \end{cases} \quad (I.12)$$

La composante homopolaire du système (I-12) est de valeur nulle pour un système équilibré. À partir de ce qui précède on tire les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.13)$$

I.3.5.3 Application aux équations des flux

On applique la transformation de Park pour établir les relations entre les flux (dqo) et ceux des axes (abc):

- Au stator:

$$[\varphi_{dqs}] = [P(\theta)] \{ [l_s] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \} \quad (I-14)$$

$$[\varphi_{dqs}] = [P(\theta)] [l_s] [P(\theta)]^{-1} [i_{dqr}] + [P(\theta)] [M_{sr}] [P(\theta)]^{-1} [i_{dqs}] \quad (I-15)$$

- Au rotor:

$$[\varphi_{dqr}] = [P(\theta)] \{ [l_r] [i_r] + [M_{sr}] [i_s] \} \quad (I-16)$$

$$[\varphi_{dqr}] = [P(\theta)] [l_r] [K(\theta)]^{-1} [i_{dqr}] + [P(\theta)] [M_{sr}] [P(\theta)]^{-1} [i_{dqs}] \quad (I-17)$$

Après un calcul long et fastidieux les équations (I-15) et (I-17) nous donnent :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{os} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

On pose :

$L_s = l_s - M_s$ Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$ Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$ Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$L_{os} = l_s + 2M_s$ Inductance homopolaire statorique.

$L_{or} = l_r + 2M_r$ Inductance homopolaire rotorique.

Si on élimine la composante homopolaire du système (I-18) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

en remplaçant les équations des flux (I-19) dans les équations des tensions (I-13) :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & L_m \frac{d}{dt} & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_s & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r) L_m & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r) L_r \\ (\omega_s - \omega_r) L_m & L_m \frac{d}{dt} & (\omega_s - \omega_r) L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Avec : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ $\omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt}$

à partir du système d'équations (I-19) on peut exprimer les courants en fonction des flux comme suit.

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{ds} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \varphi_{dr} \\ i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \varphi_{qr} \\ i_{dr} = \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{dr} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \varphi_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{qr} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \varphi_{qs} \end{cases} \quad (I.21)$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: coefficients de fuite totale, ou coefficient de dispersion

I.3.6. Choix du référentiel

Il existe plusieurs choix de l'orientation du repère de Park qui dépendent des objectifs de l'application voulue. En pratique il existe trois types intéressants qui sont :

- Axes solidaires du champ tournant : Ce choix permet d'avoir une pulsation de glissement et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

Dans ce cas :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = \omega_s - \omega_r$$

- Axes liés au stator : c'est le repère naturel ou stationnaire de la machine asynchrone.

Ce choix permet de simplifier la transformation de Park en celle de Clark dans le cas de non conservation de puissance ou celle de Concordia dans le cas contraire. C'est ce dernier choix qui est utilisé pour la conception de la commande directe du couple. Ces deux référentiels sont les plus utilisés dans la commande de la machine asynchrone. Dans ce cas :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = -\omega_r$$

- Axes liés au rotor : ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, telle que l'étude des contraintes résultantes d'un court-circuit [*]

Dans ce cas nous avons: $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r$ et $\frac{d\theta}{dt} = 0$

I.3.7. Mise sous forme d'équations d'état

Le modèle de la machine asynchrone a pour but d'établir les performances que nous pouvons espérer d'un actionneur réel, dans notre travail nous avons choisi un référentiel immobile au champ tournant, afin de pouvoir orienter le flux rotorique.

- ✓ Les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) sont considérées comme variables de commande
- ✓ Les courants et les flux $[i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^t$ et la vitesse mécanique ω_{mec} comme variables d'état après un calcul long et fastidieux et arrangement des équations nous obtenons l'équation d'état suivante : [5][6]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} \varphi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \omega_r \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} + \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r} \right) I_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \omega_r \varphi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} \end{array} \right. \quad (I.22)$$

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k_1}{T_r} & k_1 p \Omega_r \\ -\omega_s & -\gamma & -k_1 p \Omega_r & \frac{k_1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - p \Omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - p \Omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix}$$

Avec:

$$k_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad \text{et} \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{Constante de temps statorique}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{Constante de temps Rotorique}$$

I.3.7. Expression du couple électromagnétique

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières:

- Par un bilan de puissance instantanée.
- Par la méthode dite "des travaux virtuels."

Nous allons utiliser la première méthode basée sur le bilan de puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes d, q [1][5].

Equation mécanique:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_l - f \Omega_r \tag{I-23}$$

tel que le couple peut prendre toute une nuance de formules :

$$C_e = \frac{P L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \tag{I-24}$$

$$C_e = P (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \tag{I.25}$$

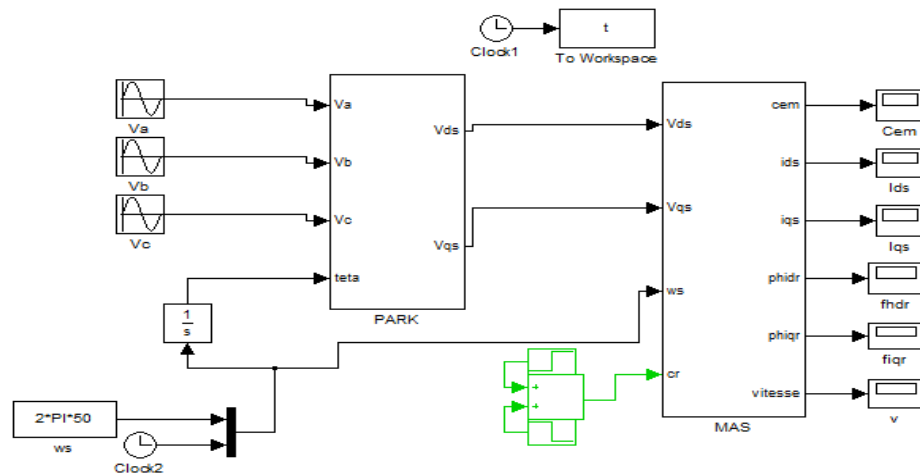


Fig. (I.3) : Schéma de simulation de la MAS avec alimentation triphasée

I.4. Résultats de simulation

Nous avons simulé le démarrage de la machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré $V\ 380 / 220$ de fréquence $f = 50$ Hz, chaque phase est alimentée par 220V. Ensuite, par un onduleur à hystérésis. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A ; les simulations sont effectués sur MATLAB.

Les résultats de simulation sont donnés en Fig. (I.4) et Fig. (I.5), la première figure montre le cas de la machine alimentée directement par le réseau triphasé (fonctionnement à vide) et la dans deuxième où la machine est alimentée via un onduleur de tension , un couple résistant de valeur nominale égale à 10 N.m. est appliqué après le démarrage entre $t=3s$ et $4s$.

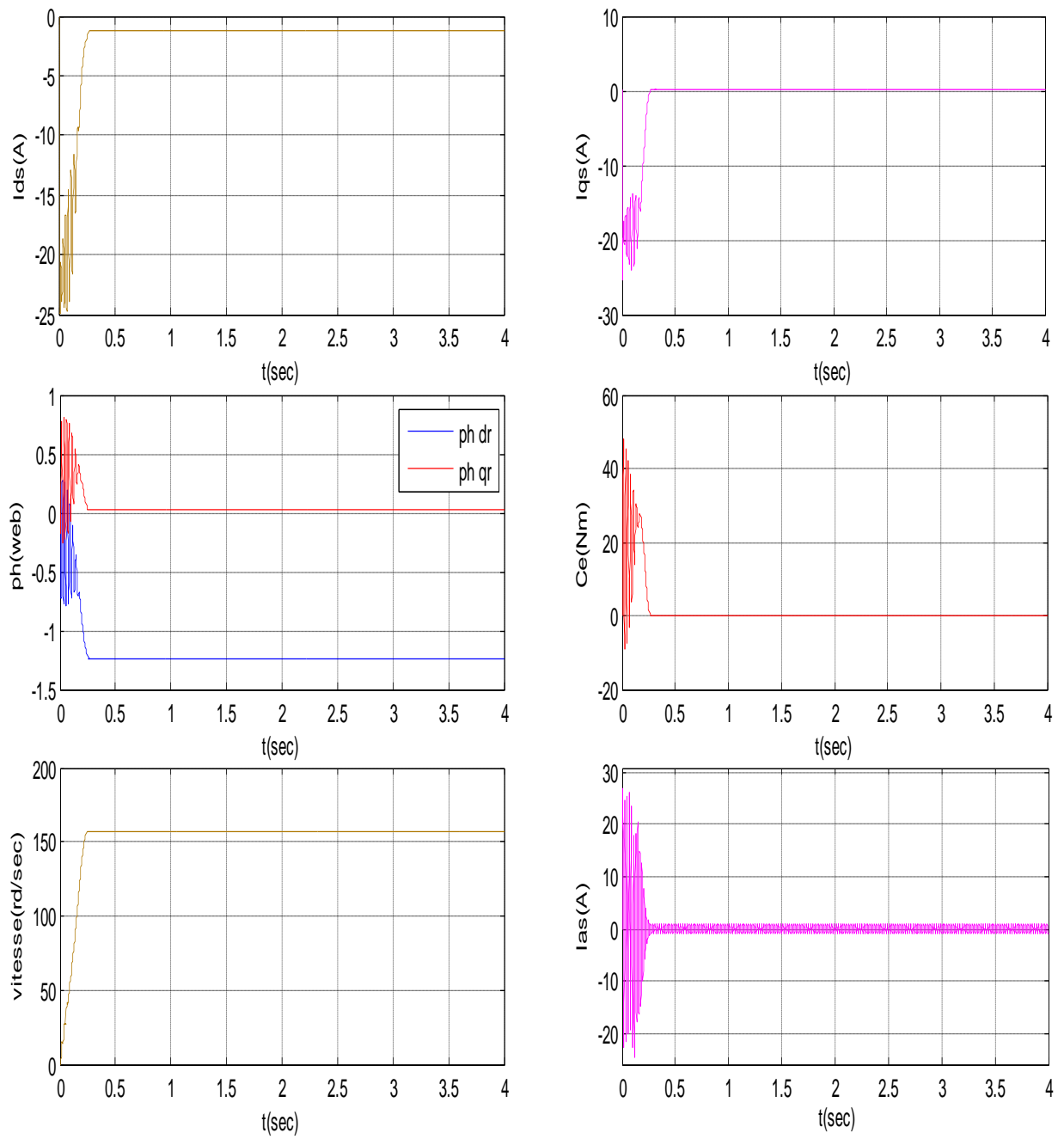


Fig.(1.4) Simulation de la MAS à vide alimentée en tension avec $C_r=0$

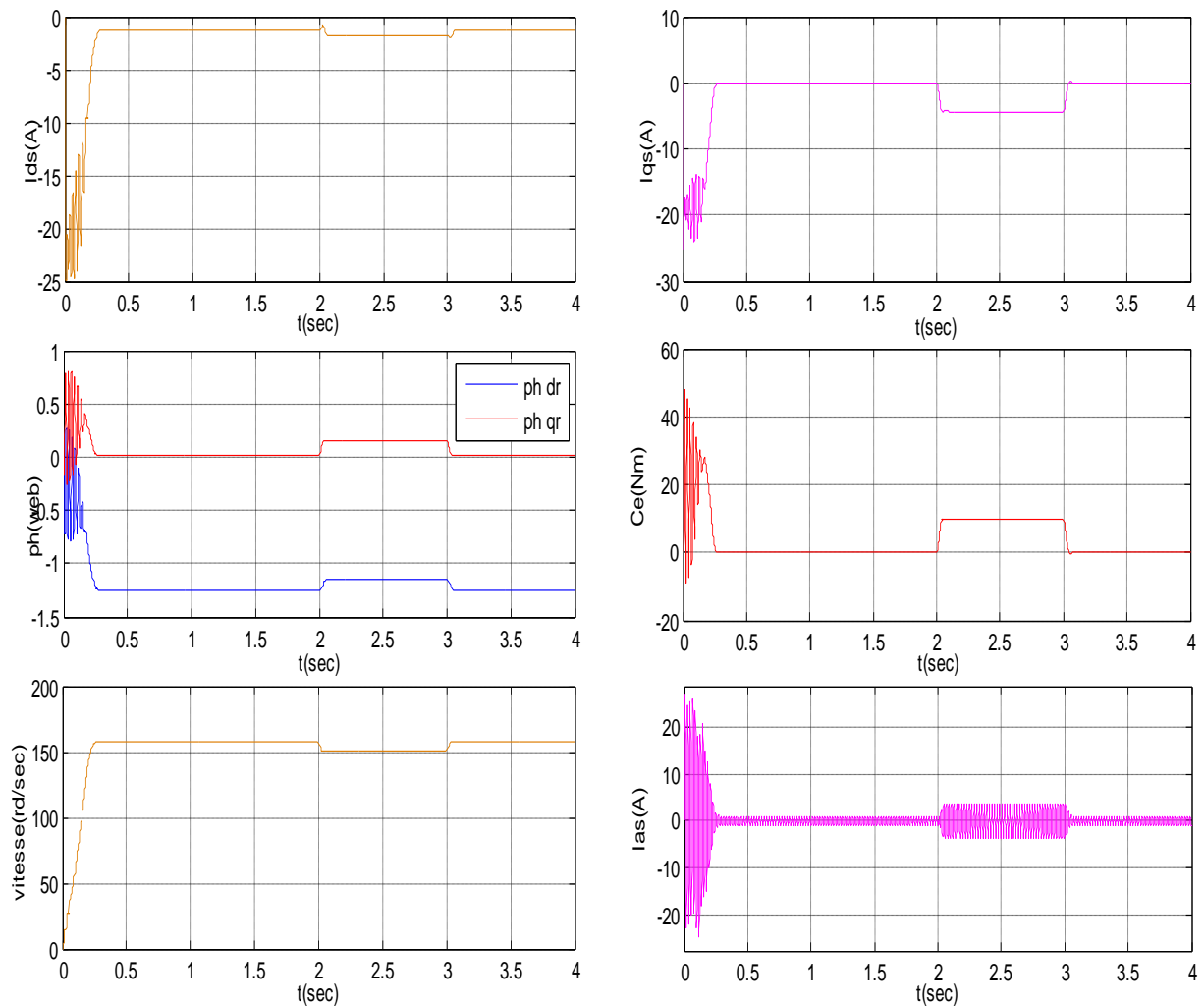


Fig.(1.5) Simulation de la MAS à charge alimentée en tension et $C_r=10 \text{ Nm}$ a $T= (2-3)\text{s}$

I.5. Interprétation des courbes

Les courbes de la figure (1.4) représentent les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage à vide et les courbes de la figure (1.5) représentent les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage en charge couple résistant égale 10N.m entre $t=2-3\text{s}$.

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme car la machine tourne à vide ou en charge. Au démarrage, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de 3.5 fois le couple nominale. Ceci est dû aux bruits engendrés par la partie mécanique, et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge nulle. L'appel au courant est fort au démarrage, il est égal à environ sept fois le courant nominal. Au régime permanent, il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide. Quant au courant rotorique, il est fort au démarrage puis il s'annule au régime permanent.[1][7]

I.6 Système d'alimentation

I.6.1 Modélisation de l'alimentation de la machine

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation de la largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur.

Les signaux de commande peuvent être des tensions (technique triangulo-sinusoidale) ou des courants (technique de contrôle des courants par hystérésis).

Dans notre cas nous étudions l'ensemble convertisseur MAS, ou l'onduleur étant commandé par la technique de contrôle triangulo-sinusoidale (MLI) (Fig.I.6) [8].

Pour dimensionner ce filtre, on doit placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique d' $U_d(t)$. Cette condition nous permet de déterminer L et C.

I.6.2 Description du système

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure I.6, est constitué [BOS. 01] :

- D'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- Un filtre de type passe-bas.
- Un onduleur de tension permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.

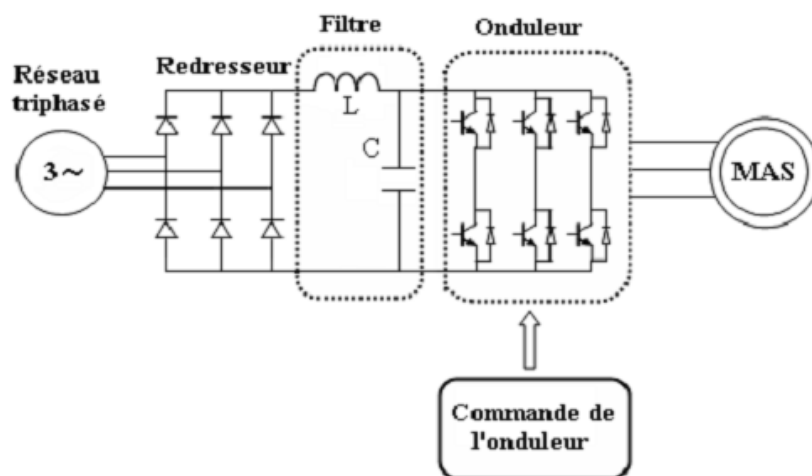


Fig.(I .6) Schéma global d'une MAS – convertisseur statique à vitesse variable[1]

Les caractéristiques exigées du convertisseur statique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble.

Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante. [8]

I.6.3 Modélisation de redresseur triphasé à diodes

Le redresseur est un pont à six diodes qui convertit une tension alternative à l'entrée en une tension continue à la sortie, il est représenté par la figure (I.7).

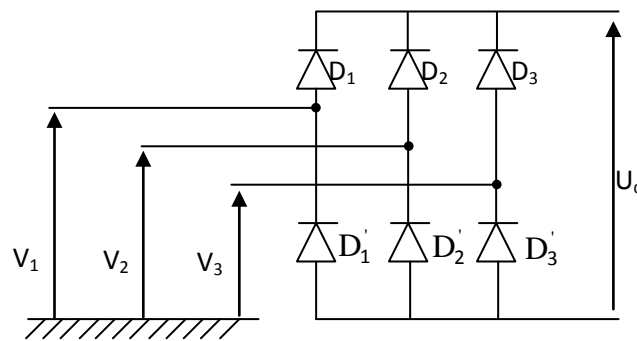


Fig.(I.7) Redresseur à diodes.

Ce redresseur comporte trois diodes D_1 , D_2 , D_3 à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D'_1 , D'_2 , D'_3 à anode commune assurant le retour du courant I_d . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

Si l'effet de l'empiètement anodique est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par :

$$U_d = \max [V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min [V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (I.26)$$

En alimentant le redresseur par trois tensions triphasées équilibrées $V_1(t)$, $V_2(t)$, $V_3(t)$ telles que :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_2(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.27)$$

$$U_{dmoy} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} V_m \left[\sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] d\omega t \quad (I-28)$$

D'où : $U_{dmoy} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_m$

La tension redressée aura la forme schématisée par la figure (I.8).

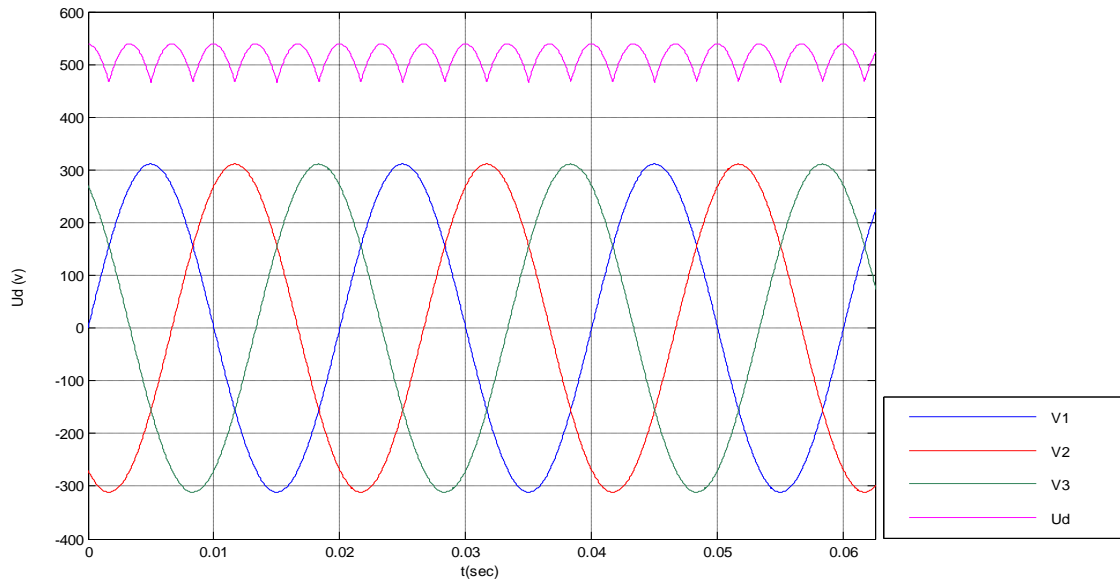


Fig.(I-8) Les trois tensions d'alimentation et la tension redressée U_d

I.6.4 Modélisation du filtre

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), schématisé par la figure (I.9).

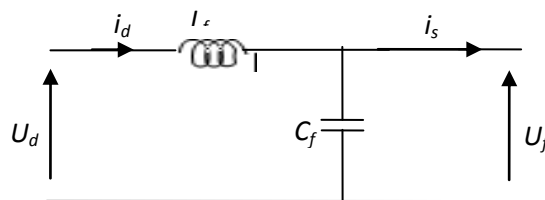


Fig. (I.9): Filtre (LC)

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_f \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (I.29)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (I.30)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (I.31)$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique d' $U_d(t)$. Cette condition nous permet de déterminer L et C.

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante :[5][9][10]

$$f_c < 2f \quad \text{donc} \quad L_f C_f > 2,77 \cdot 10^{-6}$$

Nous choisissons $L_f C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes :

$$L_f = 100 \text{ mH} ; \quad C_f = 250 \text{ } \mu\text{F}$$

I.6.5 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique continu-alternatif. Il permet d'obtenir par un jeu d'interrupteur une tension alternative à partir d'une source de tension continue, et en même temps d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitudes et fréquences variable à partir d'un réseau standard 220/380V, 50Hz. Après redressement, la tension filtrée U_{dc} est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS, et peut être considéré comme un amplificateur de puissance.

I.6.5.1. Principe de fonctionnement

Le schéma de base d'un onduleur à transistors de puissance est illustré par la figure (I.10). Il est composé de six transistors ($T_1, T_2, T_3, T_1', T_2', T_3'$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupérations ($D_1, D_2, D_3, D_1', D_2', D_3'$) pour renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur, les transistors de puissance sont surtout utilisés pour avoir une bonne commutation.[10][11]

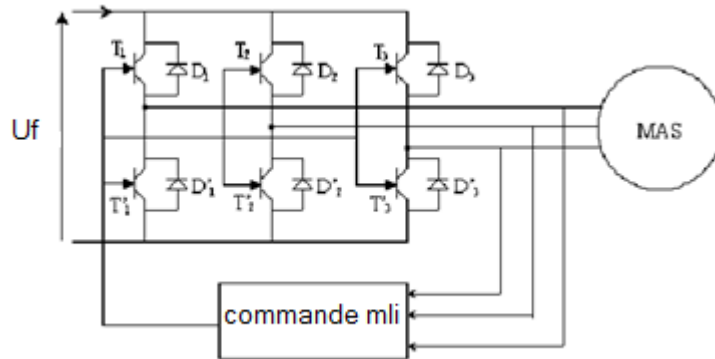


Fig.(I.10) Onduleur de tension triphasé alimentation une MAS.

Pour simplifier l'étude supposons que :

La commutation des interrupteurs est instantanée.

La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable c'est-à-dire l'interrupteur supposé idéalisé.

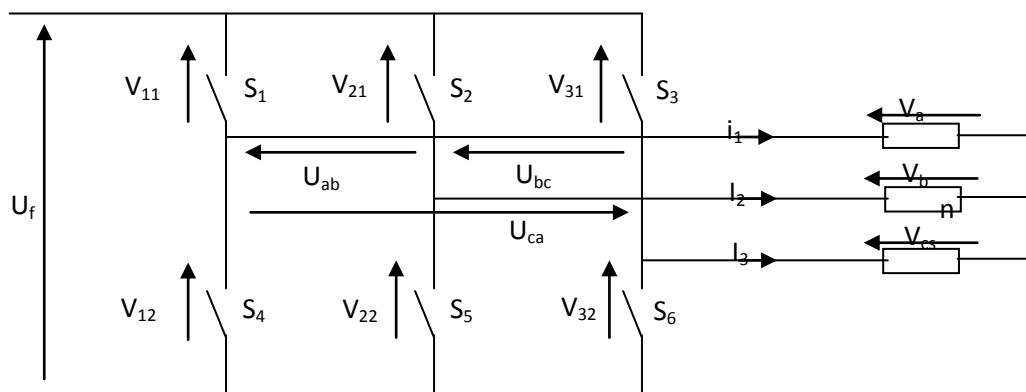


Fig.(I-11) Représentation schématique d'un onduleur.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique qui détermine ses états de conduction. Puisque la conduction est continue, un seul interrupteur sera fermé.

Pour exprimer les tensions de lignes en fonction de la tension dans l'étage continu et de l'état des commutateurs, les variables S_a , S_b et S_c doivent être définies en fonction de l'état des commutations dans les trois branches :

- Branche1 :

$S_a=0$ Si S_1 est ouvert et S_4 est fermé ;

$S_a=1$ Si S_1 est fermé et S_4 est ouvert.

- Branche2 :

$S_b=0$ Si S_2 est ouvert et S_5 est fermé;

$S_b=1$ Si S_2 est fermé et S_5 est ouvert.

- Branche3 :

$S_c=0$ Si S_3 est ouvert et S_6 est fermé;

$S_c=1$ Si S_3 est fermé et S_6 est ouvert.

Les formes d'ordre des tensions de l'onduleur sont définies par la matrice associée aux ordres de commutation des interrupteurs S_j .

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_f \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors:

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{I.33})$$

On combinant (I.32) et (I.33), on obtient les tensions simples en fonctions logiques :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

En comparant les tensions de références sinusoïdales d'amplitude V_{ref} en (vert, rouge et bleu) avec le signal triangulaire d'amplitude V en (noir), on obtient les ordres de commutations Fig. (I.14). [5][9]

I.6.5.2 Modulations de la largeur d'impulsion (MLI)

La MLI permet de former chaque alternance de la tension de sortie de plusieurs créneaux. Pour obtenir cela, on adopte certaine technique de commande des interrupteurs de l'onduleur. La stratégie sinus-triangle est l'une des techniques les plus simples. Elle consiste de comparer les trois tensions de référence V_a^* , V_b^* , V_c^* , calculées par une transformation inverse de PARK à un signal (porteuse) triangulaire d'amplitude fixe et de pulsation nettement supérieur à celle des tensions de référence.

La stratégie triangulo-sinusoidale est caractérisée par deux paramètres qui sont : l'indice de modulation m qui représente le rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence de référence et le coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de la porteuse. Les instants de commutation sont obtenus par comparaison de trois tensions de référence correspondant aux tensions de sortie désirées de fréquence f à la fréquence f_p du signal triangulaire comme le montre la figure (I.14).[9][10]

I.6.5.3. Objectif de la Technique MLI

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoidale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable.

Les paramètres essentiels de MLI sont par conséquent:

- La fréquence de modulation : f_m ;
- L'indice de modulation: $m = \frac{f_m}{f_s}$

Où f_s est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur :

- Coefficient de réglage:

$$r = \frac{\text{valeur.crête.du.fondamental.de.la.tension.de.charg.e.souhaitée}}{\text{Amplitude.des.créneaux.de.la.tension.de.sortie}}$$

On cherche généralement à obtenir une valeur maximale de "r" la plus élevée possible.[B10]

I.6.6 Le Schéma Bloc de la MAS associée à l'onduleur de tension

On utilisant le logiciel MATLAB pour faire une simulation à une machine asynchrone avec onduleur. Le moteur est alimenté directement par un onduleur avec $m = \frac{f_p}{f_{ref}} = 21$ et $r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} = 1$

V_{mref} : Amplitudes de tension de la référence

V_{mp} : Amplitudes de tension de la porteuse

f_p : La fréquence de porteuse

f_{ref} : La fréquence de référence

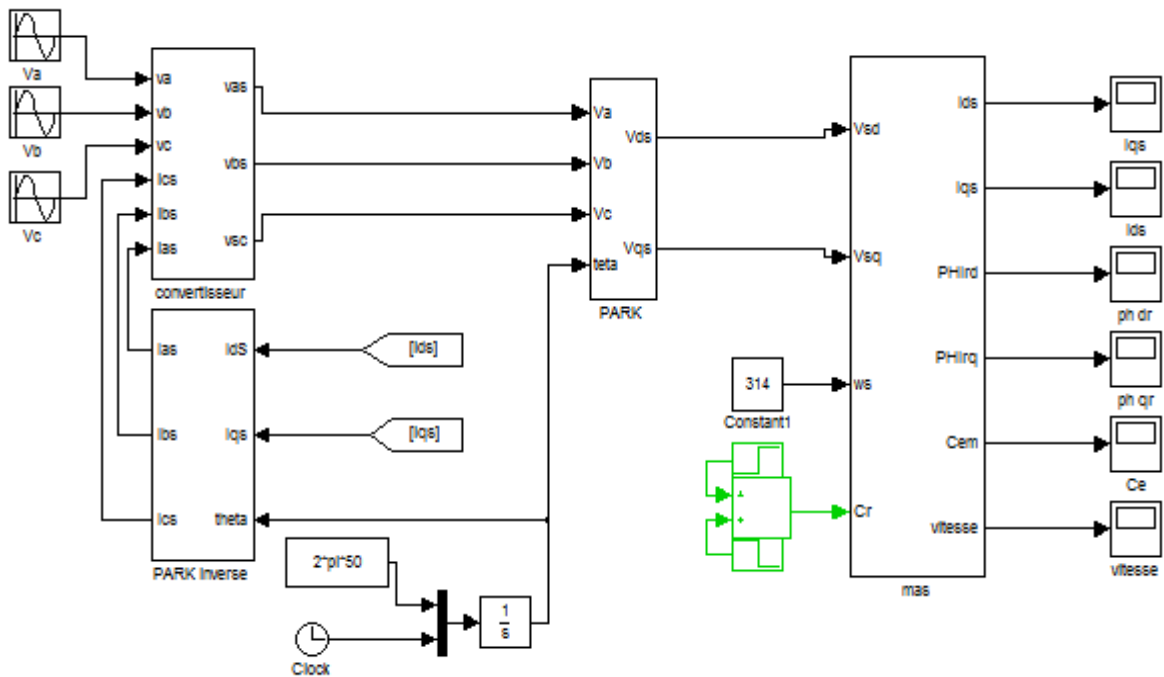


Fig.(I-12) Schéma de simulation de la MAS avec convertisseur de tension triphasée

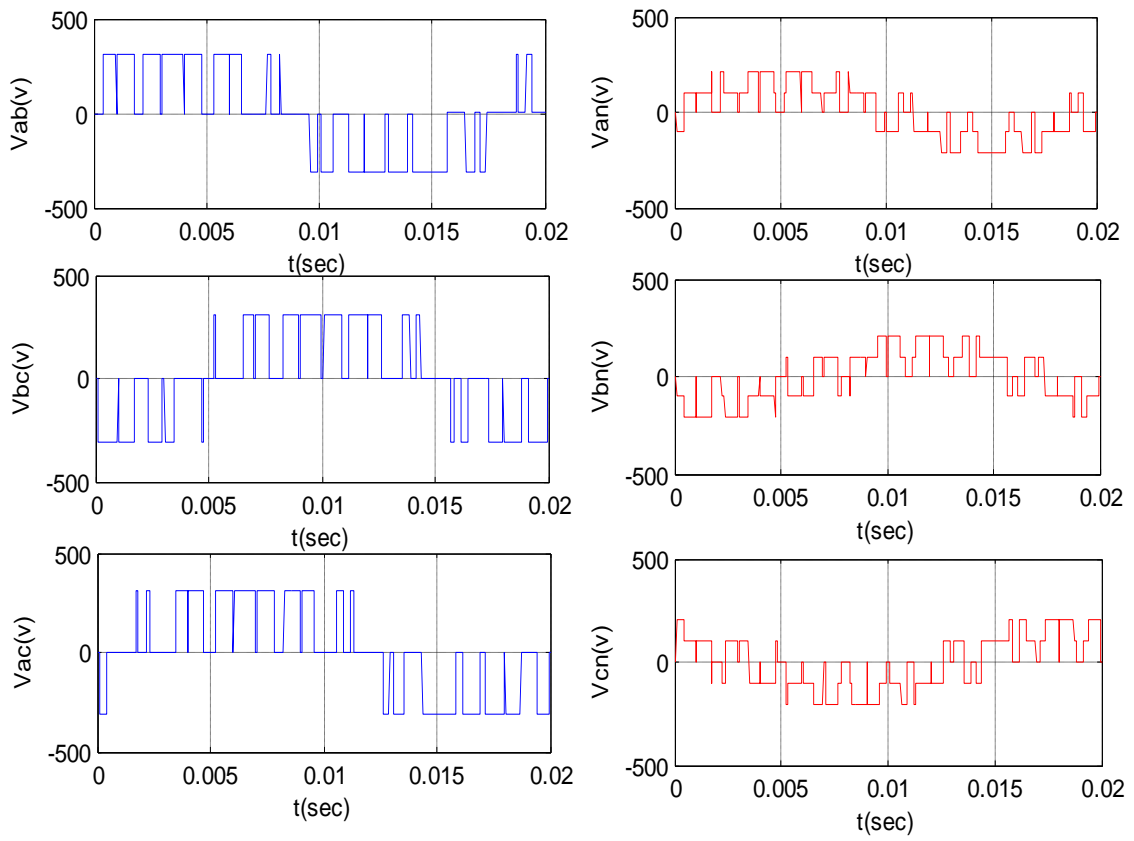


Fig.(I.13) Résultat de simulation de l'onduleur

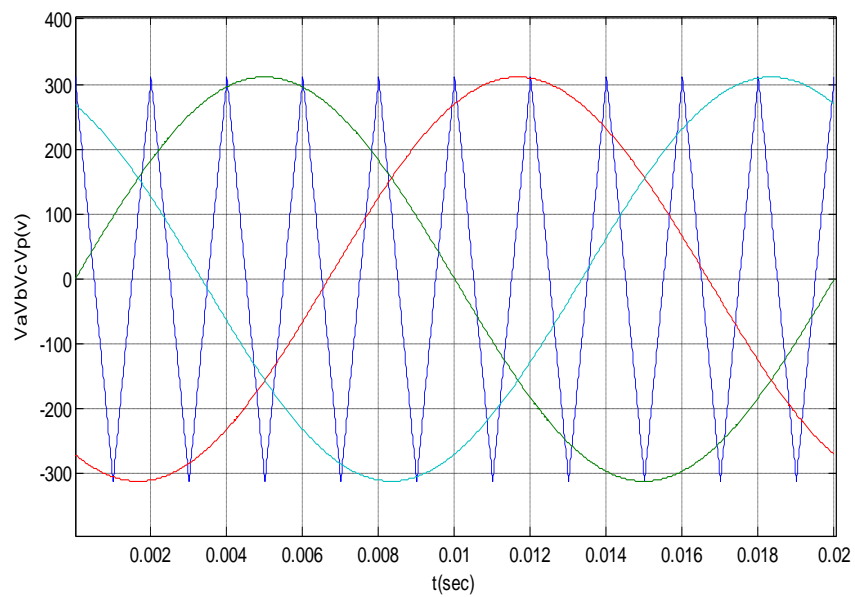


Fig.(I.14) La commande MLI par modulation « triangulo-sinusoïdale »

I.7 Résultat de simulation :

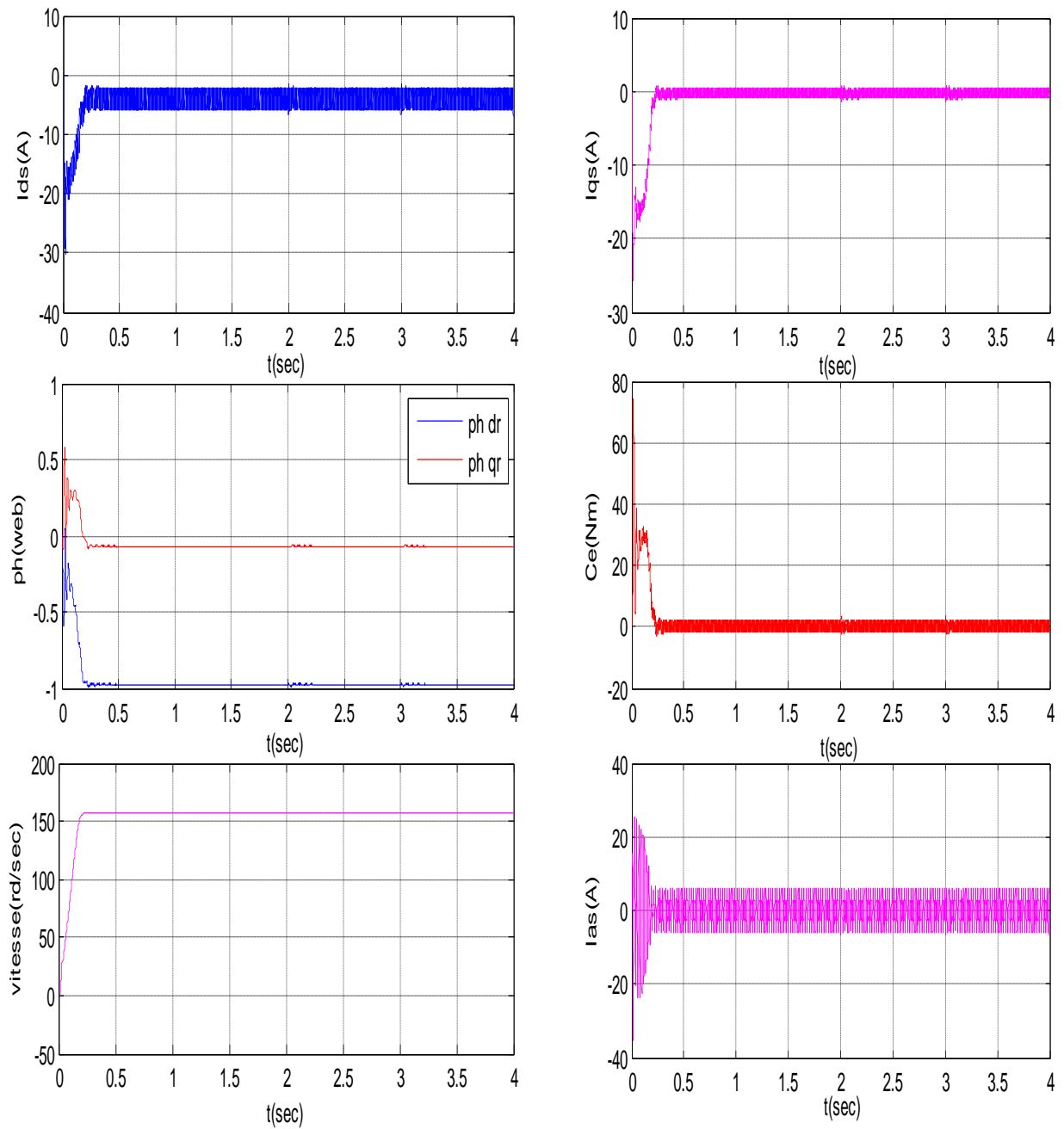


Fig.(I.15) Résultat de simulation de l'association convertisseur –machine à vide

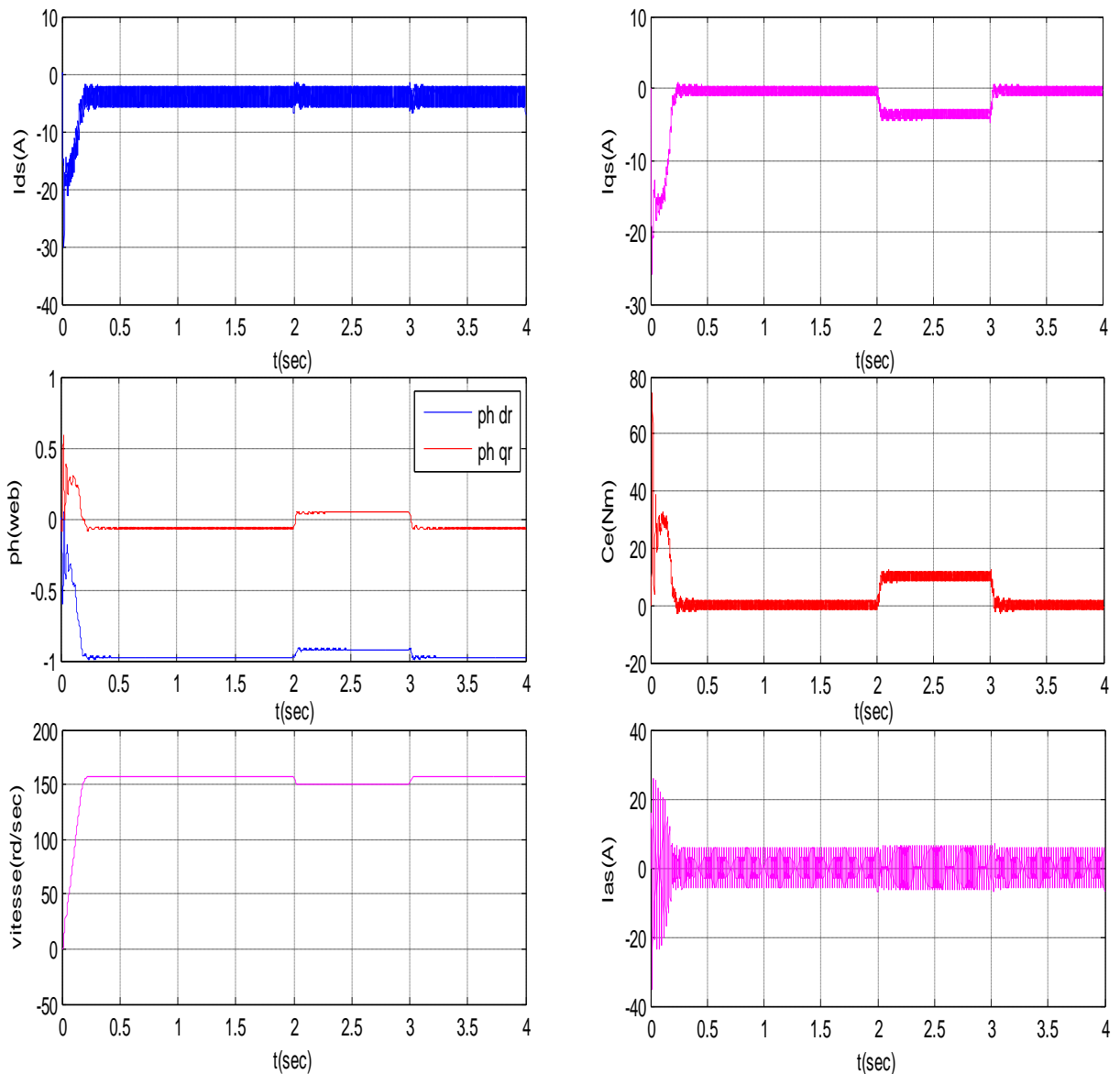


Fig.(I.16) Résultat de simulation de l'association convertisseur machine avec application d'une charge de ($C_r=10Nm$ entre $t=2s$ et $3s$)

I.8 Interprétation

La figure (I.15) et (I.16) l'évolution des grandeurs de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur de tension à vide et en charge. Pour le fonctionnement en charge, lorsque le régime permanent est atteint, on applique un couple de charge ($C_r=5Nm$) entre 3 et 4 secondes. La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe, montre une différence notamment dans la forme du couple. Dans le cas d'une alimentation par convertisseur le couple électromagnétique est plus amorti lors de régime transitoire mais présente de forte ondulation.

Les allures des composants des flux rotoriques, et du courant statorique sont semblables à celle obtenues avec alimentation directe sous pleine tension, mais avec amplitudes moins importantes pour les composantes du flux.

I.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone avec son alimentation. La complexité de ce modèle est réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de PARK qui ramène la machine triphasée en une machine diphasée équivalente.

D'autre part nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé sa vitesse de rotation chute considérablement. Ceci nécessite en particulier une stratégie de contrôle rigoureuse, surtout lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

CHAPITRE II

Commande Vectorielle de la MAS

II.1.Introduction

Contrairement à la machine à courant continu le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone est complexe et délicat, étant donné son modèle non linéaire à variables multiples et fortement couplé.

La vitesse étant fonction du couple, sa commande passe donc, nécessairement, par celle du couple électromagnétique. On se référant à l'étude précédente, le couple électromagnétique résulte de l'interaction entre les flux rotoriques et les courants statoriques. Chaque variation du couple se répercute sur le flux rotorique, ceci étant la preuve d'un fort couplage entre ces grandeurs. Ce fait est appuyé par les résultats de simulation obtenus lors du premier chapitre.

Il est donc indispensable de mettre en place un système de commande extérieur à la machine, qui permet de contrôler la vitesse tout en découplant le flux et le couple.

La communauté scientifique et industrielle a mis en œuvre plusieurs méthodes de commande capable de résoudre ce problème. Les plus performantes d'entre elles ont démontré leur incapacité dynamique, ainsi que leur manque de précision jusqu'à la mise au point de la commande vectorielle.

C'est en 1972 et grâce aux travaux de Blaschke, que la notion de la commande vectorielle fut introduite. A la différence des autres méthodes, elle fait preuve de performances dynamiques satisfaisantes et d'une précision remarquable.

L'évolution de l'électronique de puissance et des microprocesseurs a facilité l'implantation de la commande et a diminué son coût depuis, elle connaît un large essor. Les recherches et les applications la concernant se sont multipliées. Au cours de ce chapitre nous procéderons à l'étude de la commande vectorielle.

II.2. Commande de la machine asynchrone

II.2.1. Principe de découplage

Il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu. La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant, pour la machine asynchrone, l'expression du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage entre le réglage du flux et celui de couple est naturel.

On se retrouve donc confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage entre le réglage du flux et celui du couple.

La figure (II.1) représente le principe de découplage pour la machine asynchrone.

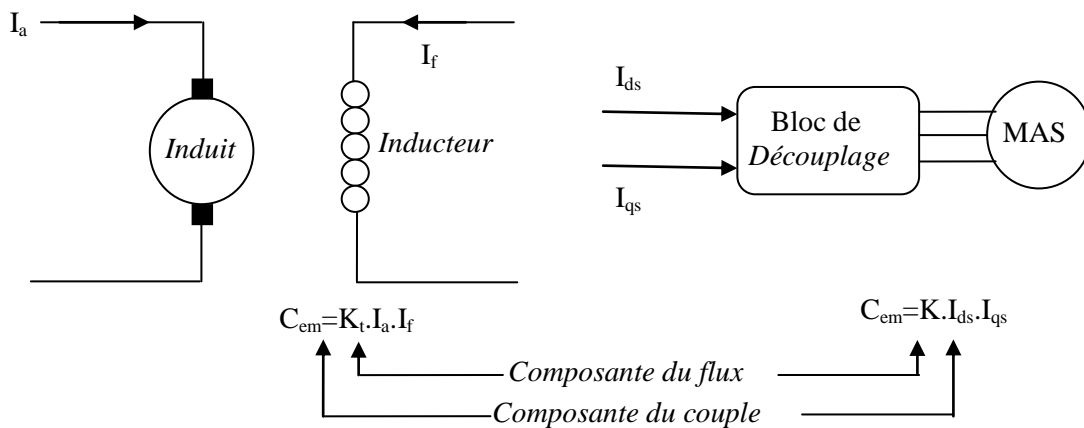


Fig.(II.1) Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu.

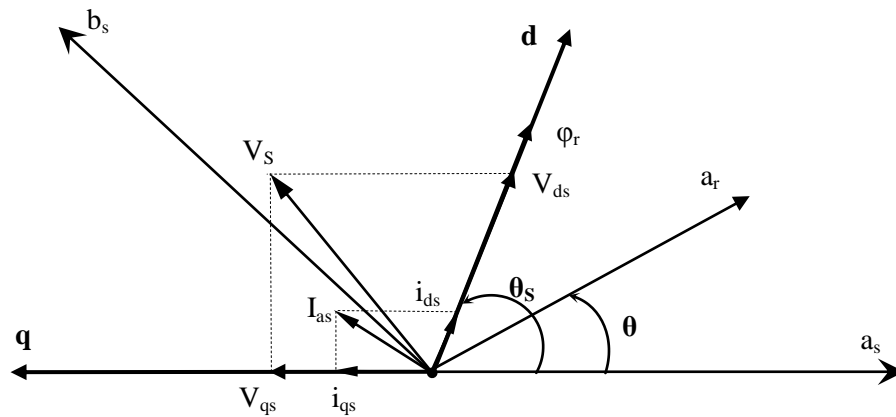
II.2.2. Commande vectorielle par orientation du flux

En 1971, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu.

Nous avons vu que le couplage en régime transitoire s'exprime dans le repère d,q comme un produit croisé de courant ou de flux, si nous reprenons l'écriture :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \left(\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds} \right) \quad (II.1)$$

On s'aperçoit que si on élimine le deuxième produit $\varphi_{qr} i_{sd}$ alors le couple ressemble à celui d'une machine à courant continu. Donc il suffit d'orienter le repère d, q de manière à annuler la Composante de flux en quadrature. C'est-à-dire de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct, et donc avoir : $\varphi_{qr}=0$ et $\varphi_r=\varphi_{dr}$, comme le montre la figure (II.2).[1][2]



Fig(II.2) Principe d'orientation du flux rotorique.

Le flux représenté dans la figure (3.2) peut être le flux rotorique, le flux statorique ou le flux d'entrefer. Donc on peut orienter soit : [1]

- o Le flux rotorique avec la condition : $\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr}=0$;
- o Le flux statorique avec la condition : $\varphi_{ds} = \varphi_s$ et $\varphi_{qs}=0$;
- o Le flux d'entrefer avec la condition : $\varphi_{de} = \varphi_e$ et $\varphi_{qe}=0$;

Dans notre travail, nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. Donc, en tenant compte de la première condition et de l'expression (1.38), l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \varphi_r i_{qs} = K \varphi_r i_{qs} \quad (II.2)$$

On pose la constante : $K = p \cdot \frac{L_m}{L_r}$

La troisième équation du système (1.40) devient :

$$\varphi_r = -T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + L_m \cdot I_{ds} \quad (II.3)$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations (II.2) et (II.3) que seule la composante directe I_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature I_{qs} si le flux rotorique est maintenu constant.

Ainsi, nous avons réalisé la décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple, et par conséquence, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu. [1][6]

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les composantes du courant statorique (I_{ds} et I_{qs} respectivement).

Ces deux composant peuvent être contrôlées indépendamment par l'action sur les tensions V_{ds} et V_{qs} d'où ; on considère que les grandeurs V_{ds} et V_{qs} sont des variables de commande et les grandeurs I_{ds} , I_{qs} , le flux à orienté et la vitesse mécanique « Ω » comme variable d'état. [1]

Le modèle donné par l'équation(II.3) nous permet d'exprimer V_{ds} , V_{qs} et ω_s avec $\varphi_{qr}=0$:

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + R_t \cdot I_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} R_r \cdot \varphi_r \\ V_{qs} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + R_t \cdot I_{qs} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_r \\ \omega_s = p \cdot \omega + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \varphi_r} \end{cases} \quad (II.4)$$

$$\text{Telle : } R_t = R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r}$$

Le schéma équivalent de cette structure de commande est représenté par la figure suivant :

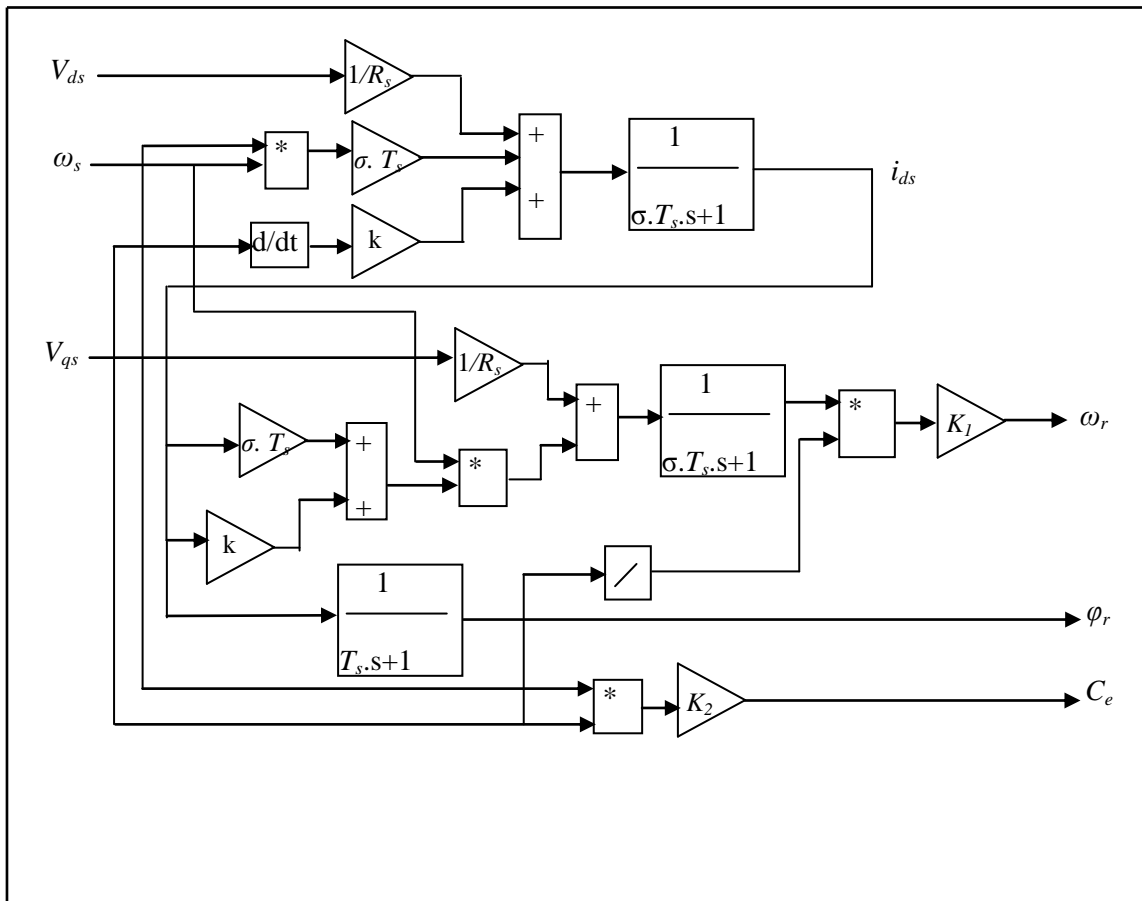


Fig.(II.3) Structure de commande par orientation du flux rotorique pour une alimentation en tension

II.3. commande vectorielle directe et indirecte

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par une MAS alimentée par un convertisseur statique. La commande de la MAS nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe direct d tournant à la vitesse du champ tournant. Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux [2], [8] :

II.3.1. Commande vectorielle directe :

La figure (II.5) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone par la CVD. L'idée est proposée par Blaschke. Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système.

Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux (sondes à effet de Hall, spires de mesure) placés sous les dents du stator (entrefer de la machine) et de mesurer directement les composantes φ_{ds} et φ_{qs} de manière à déduire l'amplitude et la phase du flux. Cette technique est caractérisée par son forte insensibilité aux variations paramétriques et ce mode de contrôle permet de garantir un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement.

Dans la majorité des cas, on ne dispose pas de capteur de flux et on fait donc appel à des estimateurs ou à des observateurs afin d'évaluer le module et la phase du flux à partir des mesures effectuées sur le montage. Car de la première solution exige l'utilisation des capteurs qui sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. De plus, les signaux captés sont entachés d'harmoniques et leur fréquences varient avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement.[2][4][5][10]

II.3.2. Commande vectorielle indirecte

Dans cette méthode, on n'a pas besoin de mesurer l'amplitude du flux rotorique et on a donc besoin ni de capteur ni d'estimateur ou d'observateur de flux, l'idée est proposée par Hasse. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs. Et elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe. Mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre.[8]

II.4. Découplage par compensation

Le Principe revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telles que V_{ds1} n'agit que sur I_{ds} et V_{qs1} n'agit que sur I_{qs} :

Définissons ces deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - e_{ds} \\ V_{qs} = V_{qs1} - e_{qs} \end{cases} \quad (II.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{ds} = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r^2} \varphi_r \\ e_{qs} = -\sigma \cdot L_r \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \cdot \varphi_r + \frac{L_m^2}{T_r \cdot L_r} I_{qs} \end{cases} \quad (II.6)$$

Nous avons donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + R_t \cdot I_{ds} \\ V_{qs1} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + R_t \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (II.7)$$

Ce dernier système peut être représenté sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_r \cdot T_r}{R_s \cdot L_r \cdot T_r + L_m^2 + \sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r \cdot S} & 0 \\ 0 & \frac{L_r \cdot T_r}{R_s \cdot L_r \cdot T_r + L_m^2 + \sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r \cdot S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons reconstruction donnée par la figure suivant :

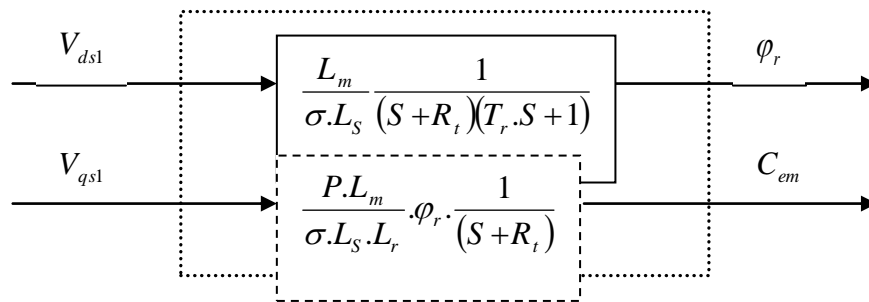


Fig. (II.4) représentation du découplage

II-5 Estimation du flux rotorique

L'importance capitale pour la commande vectorielle directe (F.O.C) est de donner des informations précises sur l'amplitude du flux rotorique, [5][10].

Dans ce cas le flux peut être régulé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \varphi_{\alpha r} - \omega \varphi_{\alpha s} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \varphi_{\beta r} + \omega \varphi_{\alpha r} \end{cases} \quad (II-9)$$

Le modèle du flux est donné par

$$\|\varphi_r\| = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \quad (II-10)$$

$$\theta_s = a \tan\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \quad (II-11)$$

II-6 Calcul des régulateurs

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type proportionnel -Intégral (PI). On a choisi ce dernier car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues.

II-6-1. Régulateur de courant I_{ds}

A partir de l'équation matricielle (II-16), on peut écrire la fonction de transfert qui relie I_{ds1}

et V_{ds1} par :

$$\frac{I_{ds1}}{V_{ds1}} = \frac{1}{R_t + \sigma.L_s.S} \quad (II-12)$$

Le schéma bloc pour la régulation du courant avec un régulateur PI est donné par la figure suivant :

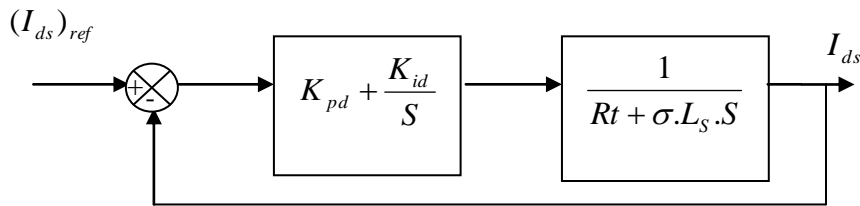


Fig.(II.5) Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{ds}

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit donc :

$$F(s)_{BO} = K_{id} \frac{\left(\frac{K_{pd}}{K_{id}}\right).S + 1}{S} \cdot \frac{1}{R_t} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\sigma.L_s}{R_t}.S} \quad (II-13)$$

Donc

$$\tau_{BO} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{\sigma.L_s}{R_t}$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$F(s)_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{R_t}{K_{id}} \cdot s} \quad (\text{II-14})$$

Alors nous obtenons une réponse type 1^{er} ordre de constante de temps

$$\tau_d = \frac{R_t}{K_{id}} \quad \text{tel que } 3 \cdot \tau_d = 2ms \quad (\text{II-15})$$

Les paramètres du régulateur sont alors

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_t}{\tau_d} \\ K_{pd} = \frac{K_{id} \cdot \sigma \cdot L_s}{R_t} \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

II-6-2. Régulateur de courant I_{qs}

Le schéma bloc de la régulation de la composante en quadrature du courant statorique est représenté par la fig.(II.6).

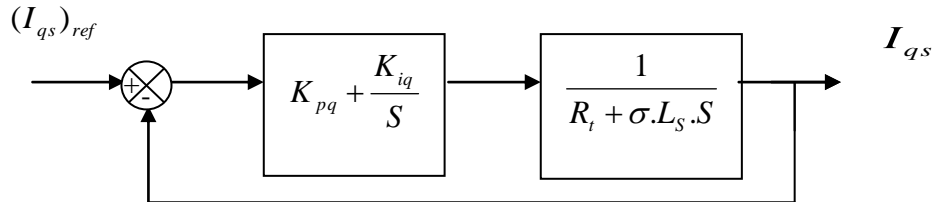


Fig.(II.6)Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{qs}

On remarque que le courant I_{qs} à la même dynamique que le courant I_{ds} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment donc :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{R_t}{\tau_d} \\ K_{pq} = \frac{K_{iq} \cdot \sigma \cdot L_s}{R_t} \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

II-6-3. Régulateur de flux

Pour assurer un contrôle correct du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou lors des applications de la charge perturbatrice. La boucle de régulation du flux est donnée par la fig.(II.7)

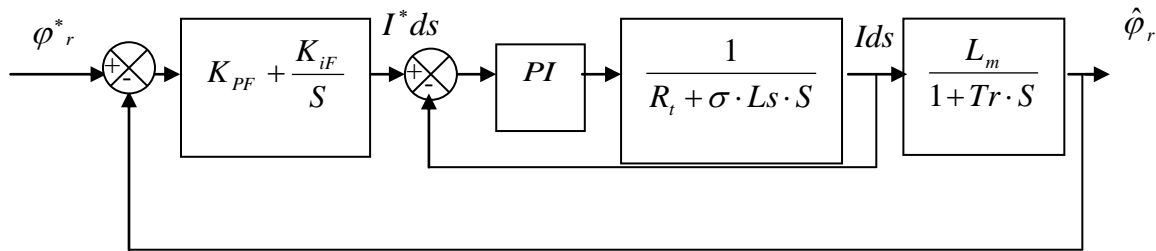


Fig. (II.7) schéma de régulation de flux

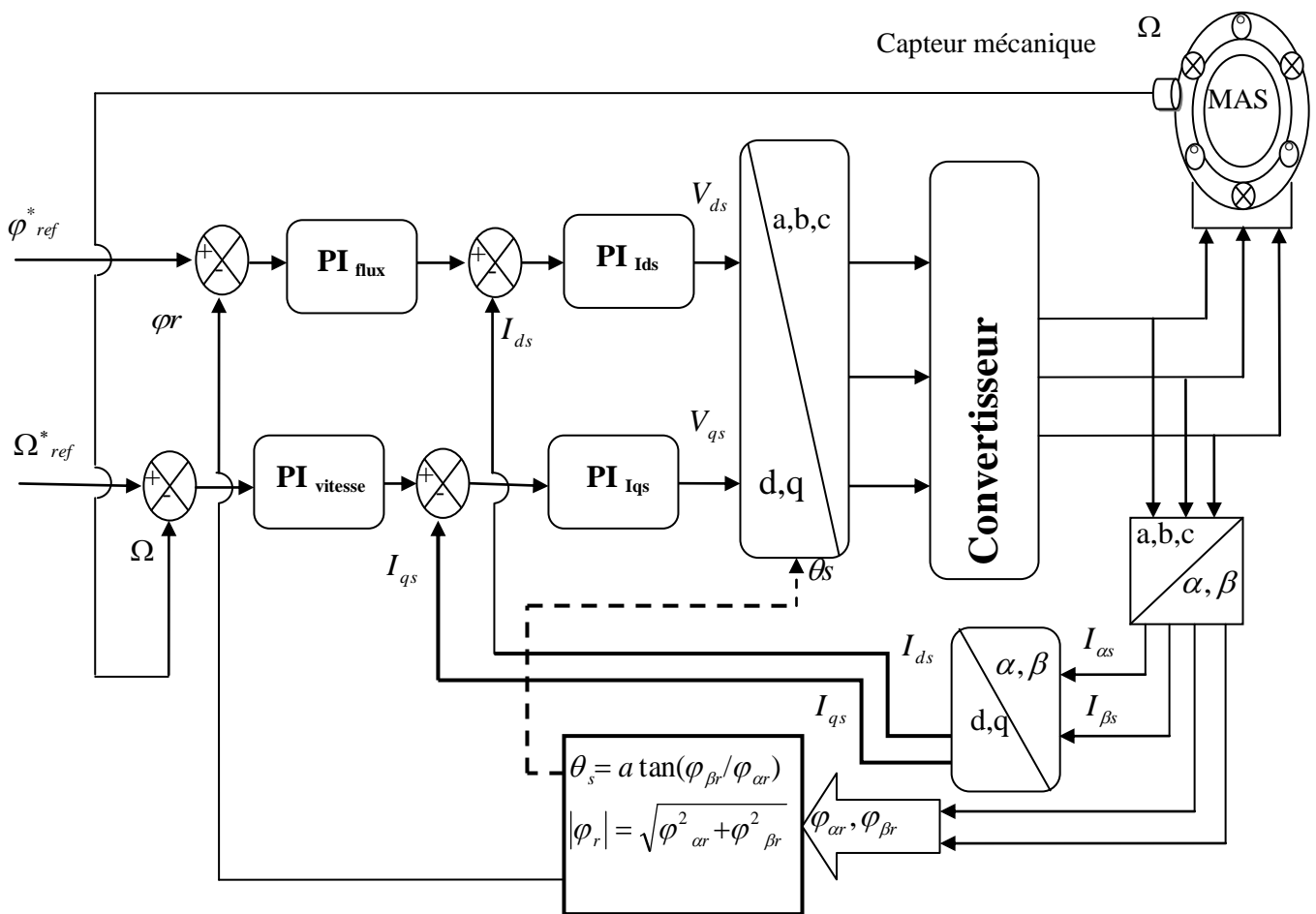


Fig. (II.8) Commande vectorielle directe de flux d'une machine asynchrone alimentée en tension.

II.7 Résultats de simulations et interprétation

II.7.1. Résultats de simulation de la commande vectorielle directe (CVD)

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un convertisseur de tension à MLI et pilotée par une commande vectorielle directe (CVD). Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe A.

Les simulations reportées sur la fig. (II.9) concernent un échelon de vitesse de 0 à 157rd/s puis l'application d'un couple de charge de 10Nm à $t=1$ s et en figure (II.10) l'inversion du sens de rotation à -157 rd / s à $t=2$ s et même couple de charge.

Ces résultats montrent les performances de la régulation. On note une nette amélioration en régime dynamique. En effet, la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de 0.23s. Lors de l'application du couple de charge, on note une diminution de vitesse de l'ordre de 4 rd/s. L'inversion du sens de rotation du moteur de 157rd / s à -157 rd / s a pour but de tester la robustesse de la CVD vis-à-vis d'une variation importante de la référence. La caractéristique de vitesse montre que la vitesse suit sa référence avec un dépassement et une erreur statique négligeables. Ces résultats satisfaisants de réglage de la vitesse sont garantis à l'aide de l'utilisation d'un régulateur de vitesse de type IP au lieu d'un régulateur de type PI.

Dans le cas de l'utilisation d'un PI, il faut ajouter un filtre (correcteur) pour la consigne de vitesse afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

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

Comme les compensations en tension représentent des approximations, le flux est légèrement perturbé lors des grandes variations de couple. La composante I_{ds} est une image du flux et la composante I_{qs} est en parfait accord avec l'évolution du couple. En régime permanent, ce couple présente des pulsations liées aux harmoniques de courant dus à l'utilisation du convertisseur statique.[8][9][10]

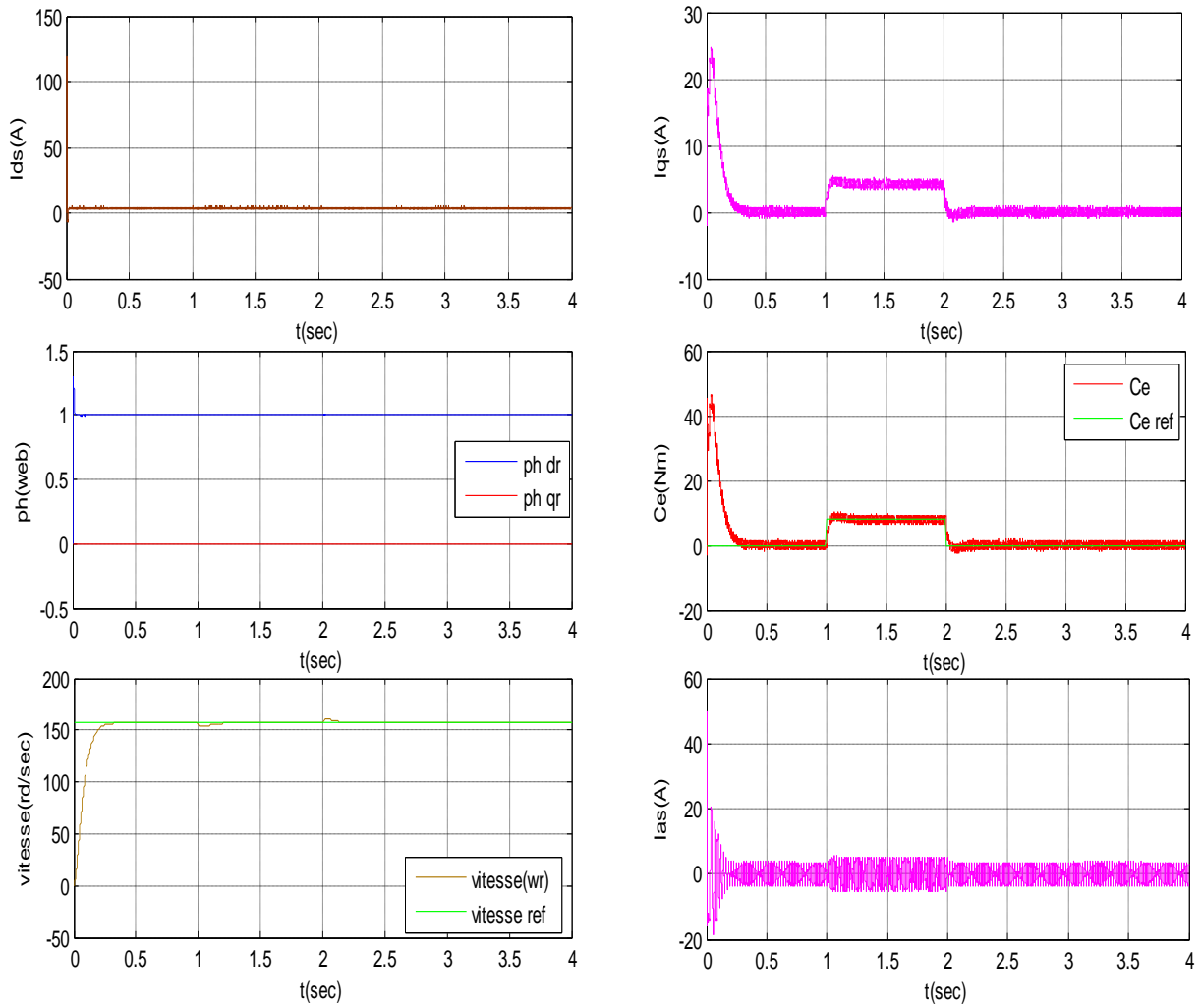


Fig.(II.9). Simulation d'une régulation par CVD d'une machine asynchrone alimentée en tension
($C_r=10$ Nm a $t=1-2$ sec)

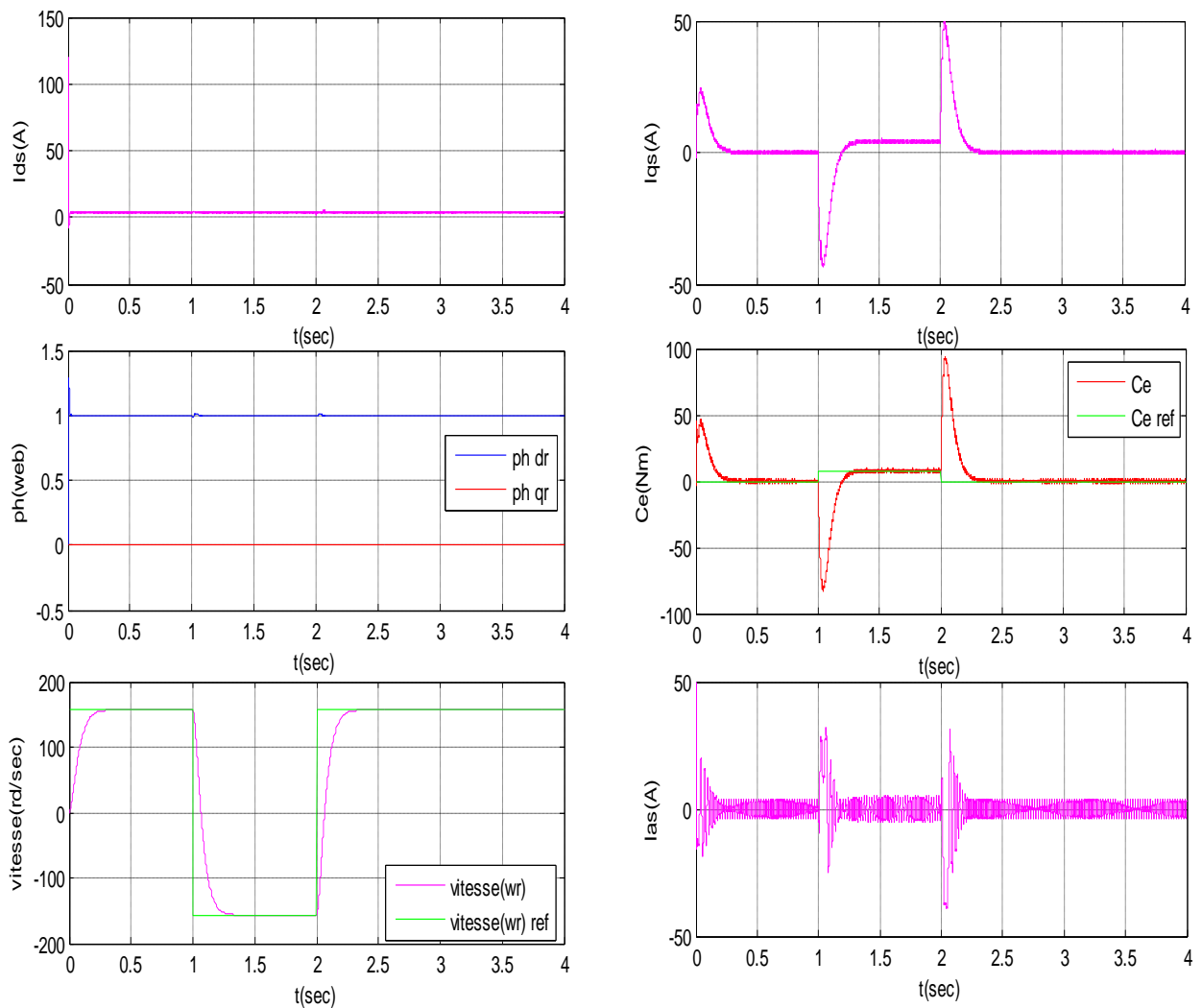


Fig.(II.10). Simulation d'une régulation par CVD d'une machine asynchrone alimentée en tension (Cr=10 Nm a t=1-2 sec)

III.7.2. Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte (CVI)

Les essais de simulation effectués pour la CVI sont gardés les mêmes que pour la CVD. En régime permanent, on remarque que les résultats de simulation fig.(II.10) sont analogues. Aux régimes transitoires (démarrage, introduction de la charge, inversion de sens de rotation), les résultats sont moins performants (dépassement du flux au démarrage, oscillations au moment de l'inversion de vitesse) à cause de l'absence de régulation du flux rotorique ainsi que, peut être, à la méthode d'obtention de l'angle de Park utilisée dans ce cas. A partir de ces régimes transitoires des deux types

de commande (CVD et CVI) on peut constater une amélioration visible sur l'établissement du couple et, en conséquence, sur la dynamique de la vitesse garantie par la CVD par rapport à ce qui est obtenu avec une CVI. [8]

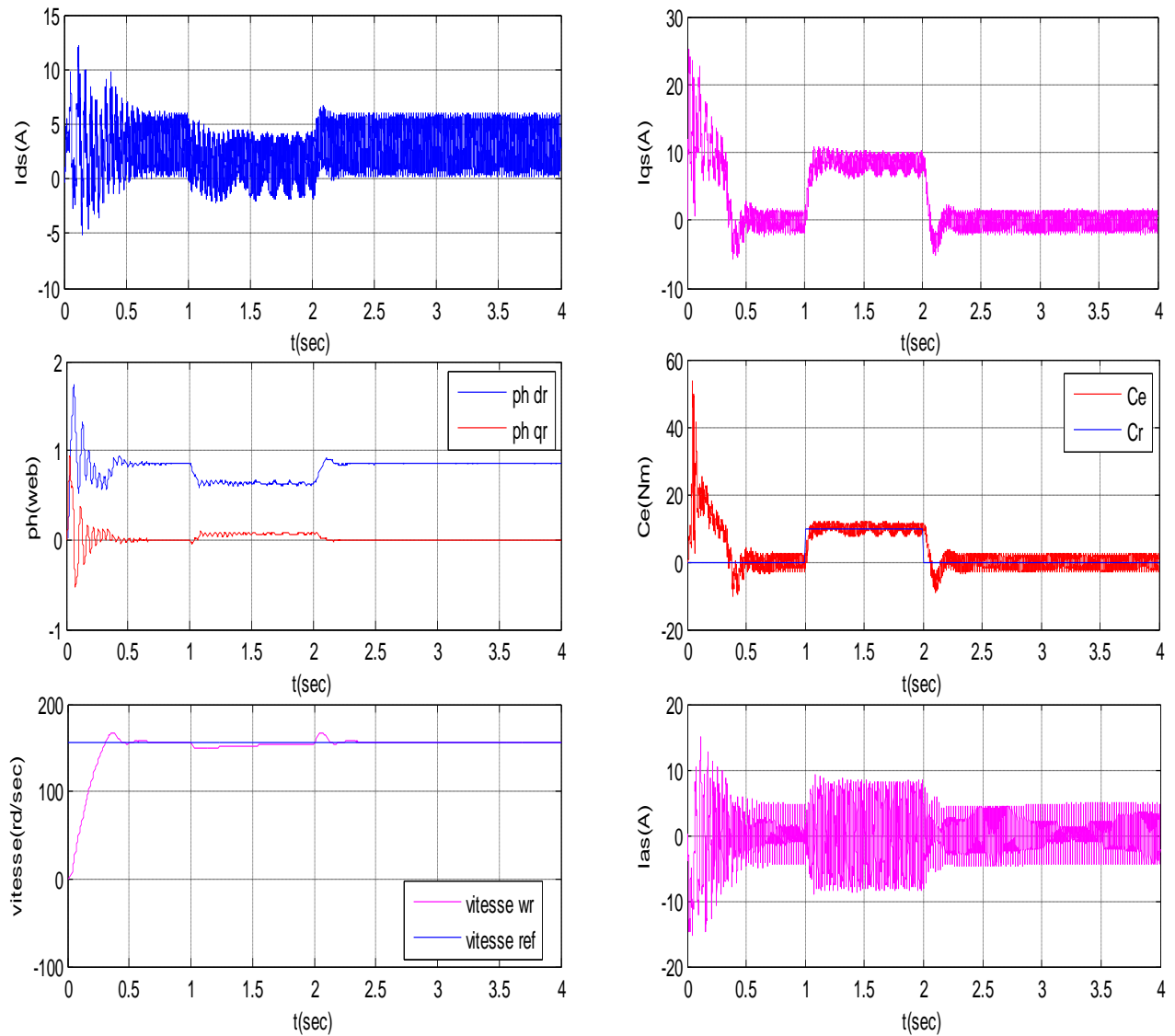


Fig.(II.11) Simulation d'une régulation par CVI d'une machine asynchrone alimentée en tension ($C_r=10\ Nm$ a $t=1-2\ sec$)

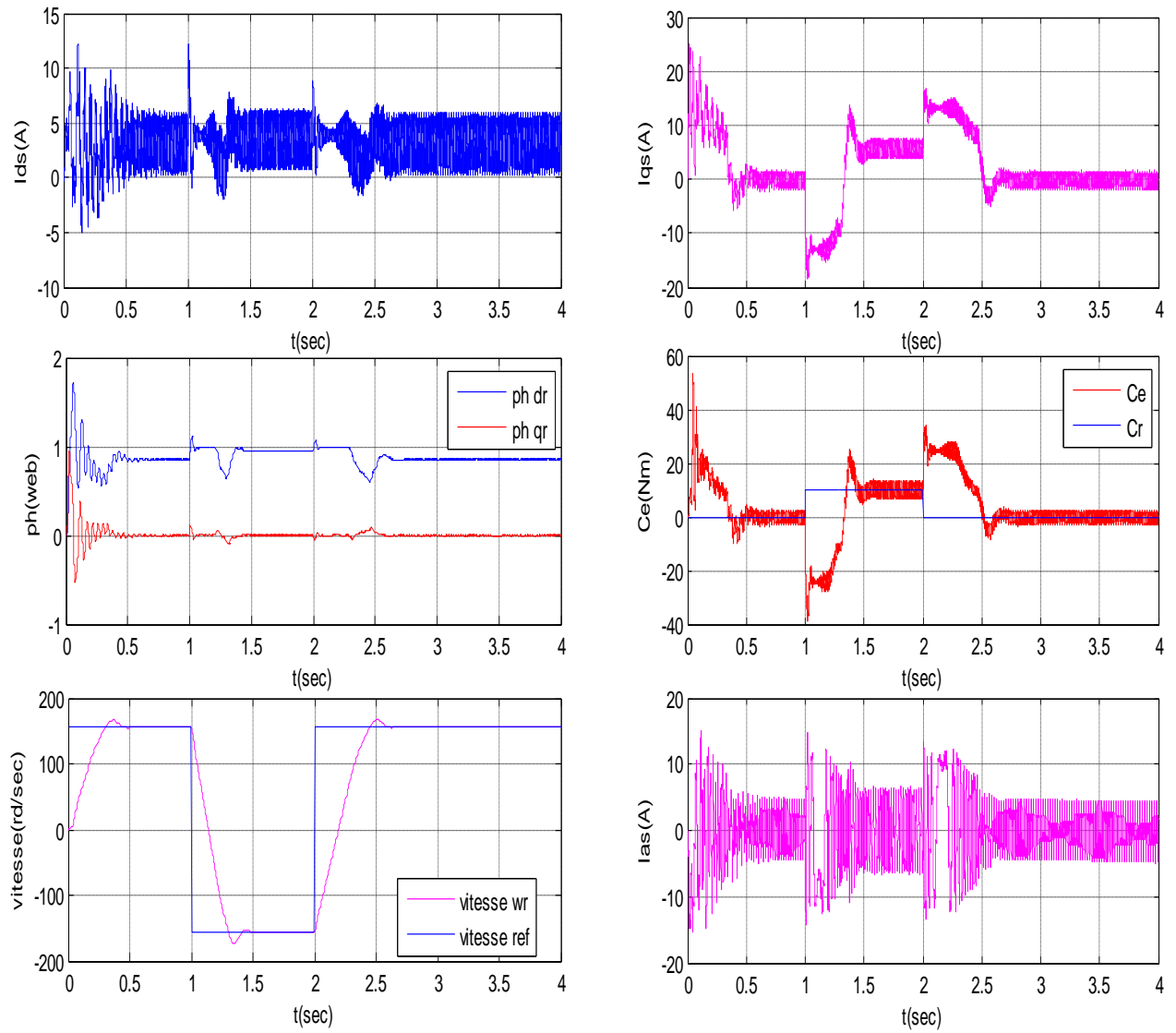


Fig.(II.12) Simulation d'une régulation par CVI d'une machine asynchrone alimentée en tension($C_r=10$ Nm a $t=1-2$ sec)

III.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle directe et indirecte de la machine asynchrone appliquée au flux rotorique. La machine est alimentée par la cascade redresseur-filtre-onduleur de tension commandée en courant par la technique de MLI. Nous avons montrés via de résultats de simulation les performances statique et dynamique de la commande, le découplage entre le flux et le couple est complètement réalisé, le choix des régulateurs est justifié par la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable.

La commande vectorielle par orientation du flux (directe et indirecte) reste sensible à la variation des paramètres clés de la machine en cours de fonctionnement telle que la résistance rotorique et les inductances. Par contre, cette méthode est plus facile à implanter et présente de meilleures performances même à faibles vitesses.

Notons encore que cette technique reste la méthode la plus répandue pour avoir une commande découplée du flux et du couple. Elle permet de rendre la forme du couple de la machine asynchrone similaire à celle de la machine à courant continu.

Néanmoins, la commande vectorielle nécessite la connaissance des grandeurs difficiles à mesurer comme le flux et la vitesse. C'est pour cette raison qu'on a recours aux techniques développées, basées sur les observateurs qui peuvent pallier ce problème. Ce contexte fait l'objet de chapitre suivant.

CHAPITRE III

OBSERVATEURS DÉTERMINISTES ET STOCHASTIQUES, FILTRE DE KALMAN

III.1. INTRODUCTION

La résolution de nombreux problèmes d'automatique (commande, surveillance, diagnostic...) exige, entre autres, de disposer à tout moment d'une connaissance de l'état du système étudié. Il va sans dire que la qualité de la solution dépend au moins en partie de la précision avec laquelle l'état est connu. Dans le cas d'une machine asynchrone, il faut disposer de mesures de grandeurs électromagnétiques (courant, tension, flux, couple électromagnétique) et de grandeurs mécaniques (vitesse de rotation, couple de charge). Il existe des capteurs physiques qui donnent directement ces mesures, seulement ils sont coûteux, fragiles, nécessitent une maintenance en plus de l'espace supplémentaire qu'ils occupent et qui demandent un traitement spécifique des signaux captés [4],[8],[19]. Pour contourner cette difficulté, on a recourt à des algorithmes d'estimation en ligne des variables non mesurables. Ces algorithmes, dits observateurs ou encore capteurs logiciels, reposent sur la connaissance d'un modèle du système et sur les mesures fournies par les capteurs physiques disponibles. Parmi les observateurs les plus répandus dans la littérature, on peut citer l'observateur de Luenberger et celui de Kalman. Mais ces deux types d'observateurs sont conçus pour les systèmes linéaires. La conception des observateurs pour les systèmes non linéaires est, quant à elle, beaucoup plus difficile.

Ce chapitre comprend une description générale des observateurs et les nombreuses techniques d'observation. Puis nous allons entamer à la commande de la machine asynchrone en introduisant un observateur du flux rotorique. Cet observateur est un observateur de Luenberger qui détermine un ensemble de variables d'état du système (composants du courant statorique et flux rotorique) à partir des entrées et sorties. La validation des résultats se fait par des simulations sous l'environnement MATLAB. [2]

III.2. CAPTEUR, ESTIMATEUR OU OBSERVATEUR : QUE CHOISIR?

- **Les capteurs** : sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse, position, courant,...), en signaux numérique ou analogique. Ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation.

- **Les estimateurs** : sont des méthodes de calcul avec utilisation du modèle d'état du système. Les estimateurs ne possèdent pas de rebouclage et sont très sensibles aux erreurs de modélisation et aux perturbations des systèmes.

- **Les observateurs** : sont une combinaison des deux méthodes précédentes, servant à déterminer des paramètres qui sont techniquement difficiles à obtenir (position, flux...), en utilisant des informations techniquement faciles à obtenir par des capteurs (courants, tensions). Autrement dit "un observateur est un estimateur possédant un rebouclage".

Le rebouclage consiste à comparer les valeurs estimées aux valeurs de mesure parvenant des capteurs, ce qui permet de réduire l'erreur d'observation. Pour toutes les applications le choix à faire entre capteur, estimateur ou observateur se résume aux critères suivants : la fiabilité, le coût, les exigences techniques et la précision. [2][5]

III.3. OBJECTIFS DES OBSERVATEURS

Il peut y avoir une multitude de raisons pour lesquelles une mesure ou une estimée est désirée, mais pour l'automaticien, l'utilisation d'un observateur peut être envisagée pour répondre à trois catégories d'objectifs, à savoir, la surveillance, la détection de défaillances et la commande.

III.3.1. Surveillance

L'utilisateur peut avoir besoin d'une estimée des variables d'état d'un certain processus pour prendre l'action appropriée. Cette situation est illustrée sur la figure (III.1). L'observateur prend les entrées et les sorties pertinentes du processus et fournit une estimée de l'état du processus. Quand l'estimé est seulement utilisé comme signal de surveillance, il n'existe pas de boucle fermée dynamique impliquant cette estimation.[25]

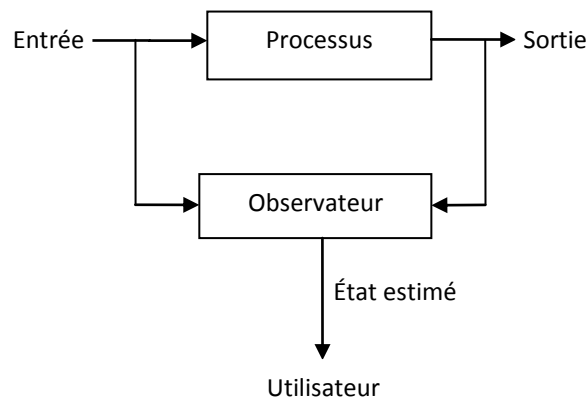


Fig. (III.1) Un observateur utilisé pour la surveillance de processus.

III.3.2. Détection de défaillances

Les défaillances dans les processus techniques sont presque inévitables. Par exemple, la fuite dans une soupape, un palier cassé, la défaillance d'un capteur. Ces défaillances peuvent causer des ruptures sévères, aboutissant à la perte de capacité de production voire à des accidents. La capacité de détecter des défaillances avant qu'elles n'aient des conséquences sérieuses est donc fortement désirable.[23][25]

Les techniques de détection des défaillances basées sur la redondance analytique emploient souvent un observateur pour déterminer l'état du processus, et ainsi pouvoir obtenir des conclusions sur des défaillances possibles. La figure (III.2) montre la structure de principe d'un système de détection des défaillances. Le bloc de détection des défaillances prend la décision si une défaillance est arrivée ou pas et peut également déterminer son amplitude et son emplacement, on parle alors de localisation des défauts. L'idée est de générer un signal appelé résidu $e(t)$ qui a la propriété $(e(t) \neq 0)$ en cas de défaillance et la propriété $(e(t) = 0)$ en l'absence de défaillance. Il existe deux principales manières de représenter les défauts en utilisant un observateur pour la détection des défaillances.[17]

D'une part, la défaillance peut être représentée comme un signal externe non mesuré. L'occurrence d'une défaillance cause alors un résidu non nul, qui peut ainsi être employé comme un signal de défaillance. Une autre manière de représenter un défaut s'obtient en ajoutant une variable d'état qui est alors estimée par l'observateur avec les variables d'état du processus [2].

De toute façon, en raison des entrées non mesurées telles que les erreurs de modèle ou le bruit de mesure, le résidu ne satisfera jamais exactement $e(t)=0$ en l'absence de défaut, et doit donc être traité par une logique de décision représentant une couche supérieure. Dans la pratique, ceci signifie qu'un seuil $E(t)$ est placé pour $e(t)$ de telle sorte que si $e(t) > E(t)$ alors une défaillance est déclarée présente [17].

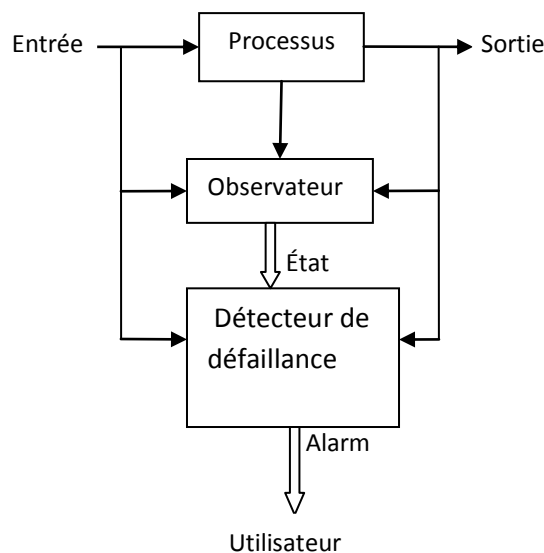


Fig.(III.2) Un observateur utilisé dans un système pour la détection des défaillances.

Les perturbations peuvent aussi être considérées comme des signaux non mesurés qui sont bornés dans un certain sens. Le seuil est alors calculé de sorte que $e(t) < E(t)$ soit satisfaite tant que les perturbations satisfont leurs bornes indiquées et qu'il n'y ait aucune défaillance [17].

III.3.3. Commande

Puisque le vecteur d'état est, en général, non mesuré, il doit être estimé en utilisant un observateur. Cette situation est illustrée dans la figure (III.3). Les objectifs sont dans ce cas radicalement différents des deux applications précédentes. L'exactitude de l'estimation de l'état n'est plus une fin en soi, mais à la place, la commande du comportement de l'état est le but global. Un problème complexe de stabilité surgit puisqu'il existe une boucle fermée impliquant le contrôleur, l'observateur et le processus à commander. Pour des systèmes linéaires le principe de séparation permet au vecteur estimé de l'état d'être employé au lieu du vecteur des états du processus dans la loi de commande, sans affecter la stabilité de la boucle fermée, mais ce n'est pas généralement le cas pour des systèmes non linéaires [17].

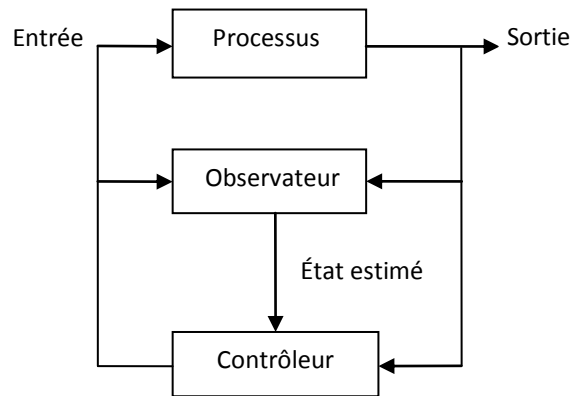


Fig.(III.3) Un observateur dans une boucle de commande [17].

III.4. PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe [18], [3]. Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure (III.4) représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée u du système réel et de l'observateur ;
- Un vecteur d'état x constitué des grandeurs à observer ;
- Un vecteur de sortie y dont les composantes sont mesurables (courants, tensions).

L'observation se fait en deux phases. La première est une étape d'estimation et la deuxième est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système (estimateur) et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K (observateur). Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états (figure III.4).[25]

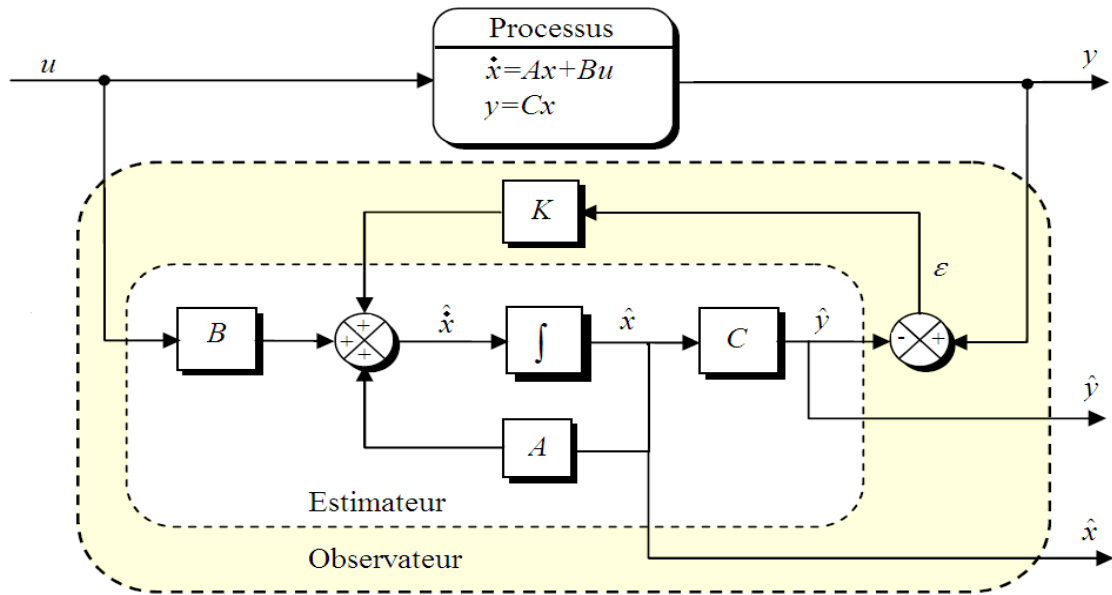


Fig.(III.4) Schéma de principe d'un observateur

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la figure (III.4), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K . Le dimensionnement de cette matrice est effectué de telle sorte à assurer la convergence la plus rapidement possible entre le modèle ou l'estimateur et le système réel. 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 [2], [12].

L'observation se fait en deux étapes : l'estimation que se fait en boucle ouverte par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système ; Et la correction que se fait en boucle fermée. Le vecteur de sortie y est comparé au vecteur équivalent ou estimé \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi, on définit une variable qui est l'erreur de l'observation $\epsilon = y(t) - \hat{y}(t)$. Celle-ci est multipliée par la matrice K et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{x} par le retour d'état. Pour un choix judicieux de la matrice des gains K , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro. Afin de présenter le principe d'un observateur, on suppose que le système étudié est décrit par les équations suivantes :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (III-1)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

L'observateur est une copie du système original plus un terme de gain. Donc, il est décrit comme suit :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K\varepsilon \quad \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \quad (\text{III-2})$$

Pour que l'observateur soit utilisable il est nécessaire que cette erreur tende vers 0 lorsque t augmente. Lorsque cette propriété est satisfaite l'observateur est dit asymptotique, mais il est évident que c'est une propriété nécessaire au fonctionnement correct d'un observateur. En conséquence il faudra choisir K telle que les valeurs propres de la matrice $A - KC$ soient toutes à partie réelle strictement négative.[12]

Théorème

Les valeurs propres de $A - KC$ peuvent être fixées arbitrairement si et seulement si la paire (A, C) est observable vérifiant donc la condition:

$$\text{rang} \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{(n-1)} \end{pmatrix} = n.$$

Dans ce cas une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres, mais en pratique on choisit une dynamique d'erreur plus rapide que celle du processus dans le cas d'une observation en boucle ouverte ou que celle désirée en boucle fermée. Cependant on ne peut les prendre infiniment grandes pour deux raisons essentielles : on ne peut utiliser que des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante du reconstituteur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en haute fréquence.[2]

III.5. CLASSIFICATION DES OBSERVATEURS

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

III.5.1 EN FONCTION DE LA NATURE DE SYSTEME

- **Observateurs pour les systèmes linéaires** : c'est les observateurs dont la construction du Gain est basée sur une matrice "A "du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.
- **Observateurs pour les systèmes non linéaires** : Les systèmes peuvent être non linéaires, Dans ce cas, des observateur sont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :
 - des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la Méthode de Lyapounov.
 - des observateurs à structure variables :

Les modes glissants constituent une manière simple et robuste de réglage des systèmes automatiques. Leur application aux actionneurs électromagnétiques ne représente qu'un cas particulier. Cette technique a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Elle consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation glissant autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre d'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé insensible à certaines variations paramétriques et aux perturbations
 - des observateurs à grand gain.

III.5.2 EN FONCTION DE LA DIMENSION DU VECTEUR D'ETAT

Les observateurs peuvent être Classés en deux familles :

- **Observateurs d'ordre complet** : Ces observateurs donnent les informations sur les composantes du vecteur d'état complet. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long.

Observateurs d'ordre réduit : ces observateurs donnent les informations sur les Variables d'état non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet

III.5.3 EN FONCTION DE L'ENVIRONNEMENT

On distingue les deux grandes familles d'observateurs:

- **Observateurs de type déterministes** : ce sont les observateurs qui ne prennent pas en Compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger. [17]

III.5.3.1 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 qui ne peut être mesuré. Il permet aussi l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [3]. La robustesse de l'observateur de Luenberger pour la vitesse et le couple de charge est définie par rapport à [22] :

- la variation des paramètres mécaniques de la machine (moment d'inertie et le coefficient de frottement) ;
- l'effet du bruit de mesure ;
- l'erreur de mesure sur la position estimée.

L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par [1] :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K\varepsilon \quad (\text{III.1})$$

$$\hat{y} = C\hat{x}$$

Tel que :

$$\varepsilon = y - \hat{y} \quad (\text{III-2})$$

L'erreur de cet observateur est donnée par :

$$\tilde{x} = x - \hat{x} \quad (\text{III.3})$$

$$\dot{\tilde{x}} = A_0\tilde{x}$$

Avec : $A_0 = (A - KC)$

Pour que l'observation soit acceptable, il faut que cette erreur tende vers zéro. Lorsque cette propriété est satisfaite, l'observation est dite asymptotique. En conséquence, il faudra choisir K telle que les valeurs propres de la matrice A_0 soient à parties réelles strictement négatives [8].

Dans ce cas, une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres. En pratique, on choisit une dynamique de l'erreur plus rapide que celle du processus. Cependant, on ne peut pas les prendre infiniment grandes pour deux raisons essentielles : on ne peut utiliser que des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante du reconstructeur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en hautes fréquences [2][8].

III.5.3.2 Observateur adaptatif

L'objectif de cet observateur est de donner une structure minimale à la commande vectorielle directe. Lorsque la vitesse de rotation de la MAS n'est pas mesurée, elle est considérée comme un paramètre inconnu dans le système d'équations de l'observateur basé sur le modèle de la machine. On utilise l'observateur de Luenberger basé sur un schéma d'adaptation, afin d'estimer la vitesse rotorique et éventuellement des paramètres variables de la machine [3]. La structure de l'observateur adaptatif est illustrée par la figure (III.5).

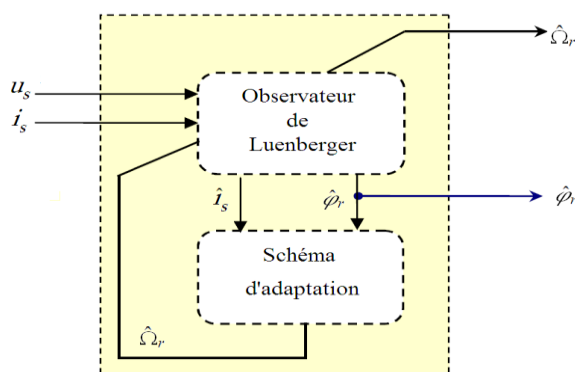


Fig.(III.5) Structure de l'observateur adaptatif.

III.5.3.3. Observateur MRAS

Le schéma de principe de cet observateur est illustré par la figure (III.6). Cette méthode est basée sur le modèle de référence qui ne dépend pas de la vitesse rotorique et qui fournit un certain flux de référence. Le modèle ajustable, qui lui directement dépend de la vitesse, fournit un certain flux

estimé, l'erreur entre ces deux modèles, injectée dans un régulateur PI, donne la vitesse rotorique, la stabilité globale de cet algorithme est montrée, grâce au critère d'hyper stabilité de popov [10].

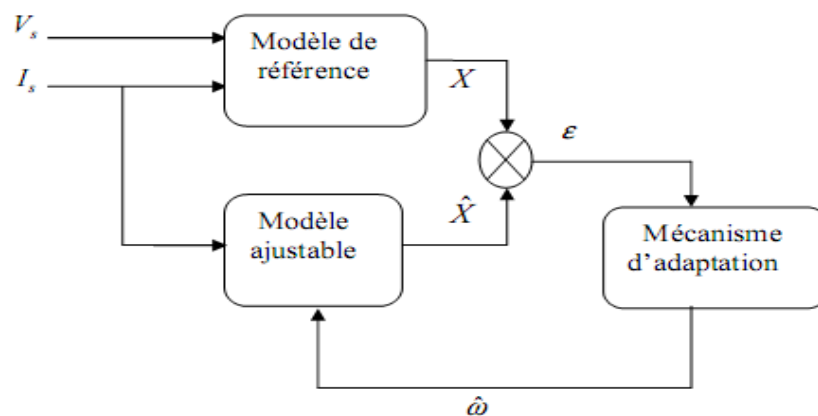


Fig.(III.6):structure de MRAS

III.5.3.4 Observateurs de type stochastiques

Ces observateurs stochastiques donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques [4]. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application. Parmi ces observateurs, on cite le filtre de Kalman pour les systèmes stochastiques linéaires et le filtre de Kalman étendu pour les systèmes non-linéaires.

Le filtre de Kalman a été introduit au début des années soixante. Il a été appliqué à des domaines aussi variés que l'aéronautique, la navigation maritime, le pilotage de missiles, le nucléaire etc... [18]. Ce filtre est un estimateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés ; les bruits d'états doivent être décorrélés des bruits de mesure [2],[12].

Même si fondamentalement le filtre de Kalman est estimateur d'état, on peut aussi considérer l'état paramétrique d'un système comme une généralisation de la notation d'état. Grâce à ces hypothèses, le filtre devient un algorithme d'identification que l'on peut interpréter comme un algorithme de moindres carrés récursifs perfectionnés. On peut aussi envisager l'estimation simultanée d'état et des paramètres, ce qui conduit au filtre de Kalman étendu.

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [2].

III.6. Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman introduit par Rudolf Emil Kalman, est l'un des développements mathématiques les plus intéressants dans la théorie de l'estimation linéaire. Le filtre de Kalman est un reconstituteur d'état dans un environnement stochastique, lorsque les variances des bruits sont connues, c'est un estimateur linéaire minimisant la variance de l'erreur d'estimation. En effet il est constitué d'un ensemble d'équations discrètes qui permettent d'estimer les états d'un système par rapport aux données mesurées. Les applications du filtre de Kalman sont nombreuses. Le filtre de Kalman permet de donner un estimé de l'état du système à partir d'une information a priori sur l'évolution de cet état (modèle) et des mesures réelles. Il sera utilisé pour estimer des conditions initiales inconnues, prédire des trajectoires, localiser des engins, implanter des lois de commande, etc.... [2].

Le filtre de Kalman est caractérisé par le filtrage des grandeurs estimées. Pour cette raison, il a été largement utilisé par les scientifiques pour la commande sans capteur des moteurs électriques.

Dans l'approche stochastique ou filtre de Kalman, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain K , est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées [2]. On présente dans ce chapitre le principe général du filtre de Kalman standard ainsi que le filtre de Kalman étendu.

III.6.1. PRINCIPE DE BASE

Les observateurs stochastiques donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système ce qui est souvent le cas.

Dans cette famille d'observateurs stochastiques, on trouve que le filtre de Kalman présuppose la présence de bruits sur l'état et sur la sortie. La présence naturelle de bruits lorsqu'une machine asynchrone est pilotée par un onduleur représente un argument pour ce choix. Nous présenterons ici une structure du filtre de Kalman classique. Ses caractéristiques porteront sur l'observation des flux rotoriques. Les seules grandeurs de mesures sont les courants statoriques. Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice K_f est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées, ainsi dans le cas stochastique on peut

prendre en compte les bruits du système et les bruits de mesure. Mais de point de vue structure, un observateur stochastique est semblable à un observateur d'état déterministe [2].

III.6.2 BRUIT

En réalité, l'incertitude du modèle lui même (les approximations et les hypothèses déterminant les modèles A_d , B_d et C_d) contribue caractère aléatoire des états, des entrées et des sorties. Pour le moment, il suffit de dire qu'après plusieurs études et expérimentations, les chercheurs ont aboutit au modèle d'état bruité. [9]

III.6.2.1 Bruit d'état

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine. En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèse simplificatrice). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit. Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dus aux variations des paramètres de la machine. Ce type prépondérant est engendré par l'échauffement des enroulements de la machine. Il provoque un accroissement des résistances statoriques. En effet, la résistivité d'un conducteur augmente avec la température. [2][12]

Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur. L'influence de l'incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état "A" dans chaque période d'échantillonnage) peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques [17].

III.6.2.2. Bruit de mesure

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques-numérique (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits: un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces deux bruits [2][12].

III.6.3. Le filtre de Kalman standard

On considère le cas général d'un système stochastique discret, multi-entrées, multi-sorties, non stationnaire représenté dans l'espace d'état par les équations récursives suivantes :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k + W_k \\ Y_k = C_k X_k + V_k \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Où

$X_k = X(t_k)$: état exact du système

$U_k = U(t_k)$: entrées

$Y_k = Y(t_k)$: sorties mesurées

$W_k = W(t_k)$: bruits de d'entrées

$V_k = V(t_k)$: bruit de sortie

Ce modèle est obtenu par la discrétisation du modèle continu. Les hypothèses suivantes doivent être vérifiées :

- ✓ les matrices A_k , B_k , C_k ainsi que l'entrée sont certaines,
- ✓ les bruits d'état et de mesure sont supposés de moyenne nulle, non corrélés entre eux et non corrélés dans le temps,
- ✓ l'état initial est une variable aléatoire d'espérance (ou de moyenne) $\hat{X}_0=0$, de matrice de covariance $P_0=0$ connue, indépendante du bruit d'état et de mesure. Ces hypothèses peuvent être résumées en écrivant :

$$E \left\{ \begin{bmatrix} X_0 \\ W_0 \\ V_0 \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} \hat{X}_{0/0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E \left\{ \begin{bmatrix} X_0 \\ W_0 \\ V_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_0 \\ W_0 \\ V_0 \end{bmatrix}^T \right\} = \begin{bmatrix} P_{0/0} & 0 & 0 \\ 0 & Q_0 \cdot \delta & 0 \\ 0 & 0 & R_0 \cdot \delta \end{bmatrix} \quad (\text{III-16})$$

Ou: $P_0=0 > 0$; $Q_0 > 0$; $R_0 > 0$

Le problème consiste à estimer le vecteur d'état x_k compte tenu des informations disponibles à cet instant. On note $\hat{x}_{k/k}$ l'estimation de l'état exact x_k à l'instant k . On définit alors l'erreur d'estimation à l'instant k par

$$e_k = x_k - \hat{x}_{k/k} \tag{III.17}$$

et la variance de l'erreur d'estimation par

$$P_{k/k} = E\{e_k e_k^T\} \tag{III.18}$$

Connaissant l'estimation $\hat{x}_{k/k}$, il s'agit de déterminer $\hat{x}_{k+1/k+1}$ minimisant la variance de l'erreur d'estimation (filtre à minimum de variance).

On détermine l'estimateur optimal au sens de sa variance en deux étapes :

✓ **une phase de prédiction**

Le bruit est une variable aléatoire indépendante. Les observations passées n'apportent donc aucune information sur sa valeur présente. En remplaçant V_k par sa valeur moyenne (nulle), on obtient le prédicteur :

$$\hat{x}_{k+1/k} = A_k \hat{x}_{k/k} + B_k U_k \tag{III.19}$$

Cette prédiction correspond à l'évolution qu'aurait l'état du système en l'absence de bruit. L'erreur de prédiction est alors :

$$x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k} = A_k (x_k - \hat{x}_{k/k}) + W_k \tag{III.20}$$

Si la prédiction est non biaisée, l'erreur de prédiction a pour covariance :

$$\begin{aligned} P_{k+1/k} &= E\{(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k})^T\} \\ &= A_k P_{k/k} A_k^T + Q_k \end{aligned} \tag{III.21}$$

Grace à $\hat{x}_{k+1/k}$, on peut prédire $\hat{y}_{k+1/k}$ par : $\hat{y}_{k+1/k} = C_{k+1} \hat{x}_{k+1/k}$

Notre objectif est d'avoir une estimation récursive du vecteur d'état qui, à partir de l'estimation $\hat{y}_{k+1/k}$ nous fournit, si une mesure est disponible à l'instant $k+1$ notée y_{k+1} , une nouvelle estimation, compte tenu de cette dernière mesure. Il s'agit donc d'améliorer l'estimation de l'état en tenant compte de l'écart $y_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}$ par l'intermédiaire d'un gain k_{k+1} , objet de la phase de correction.

✓ **une phase de correction**

Au cours de cette phase, on améliore la connaissance de x_{k+1} et p_{k+1} en remplaçant $\hat{y}_{k+1/k}$ par $\hat{y}_{k+1/k+1}$ et $p_{k+1/k}$ par $p_{k+1/k+1}$ pour tenir compte de la nouvelle mesure à l' instant $k + 1$. Pour cela, on introduit un terme de correction sur la prédiction suivant l'équation réursive

$$\hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1}(y_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}) \tag{III.22}$$

On choisit k_{k+1} de manière a minimiser la variance des erreurs d'estimation a posteriori. Cela revient a minimiser la trace de la matrice de covariance $p_{k+1/k+1}$. Apres calcul, on obtient:

$$k_{k+1} = p_{k+1/k} C^T (C p_{k+1/k} C^T + R_{k+1})^{-1} \tag{III.23}$$

On actualise alors l'estimée de la covariance

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} C) p_{k+1/k} \tag{III.24}$$

Le filtre est initialise par la variance des bruits d'état Q_k et de mesures R_k , par l'état initial estime ainsi que par la variance de l'erreur d'estimation associée. Ce filtre fournit une estimation optimale de l'état ainsi que de la variance de l'erreur d'estimation.

Les équations du filtre de Kalman standard peuvent être divisées en deux groupes :

- **Equations de mise à jour temporelle** : (table III.1) sont responsable de la projection vers l'avant (dans le temps) des estimés de l'état réel et de la covariance d'erreur en but d'obtenir les estimés à priori pour le prochain échantillon de temps.
- **Equations de mise à jour de mesure** : (table III.2) sont responsable du retour, c'est-à-dire, de l'incorporation d'une nouvelle mesure dans l'estimé a priori pour obtenir un estimé a posteriori amélioré (corrigé).

$$\hat{x}_{k+1/k} = A_k \hat{x}_{k/k} + B_k U_k$$

$$P_{k+1/k} = A P_{k/k} A^T + Q$$

Table III.1: Equations de mise à jour temporelle.

$$k_{k+1} = P_{k+1/k} C^T (C P_{k+1/k} C^T + R_{k+1})^{-1}$$

$$\hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1} (y_{k+1} - C \hat{x}_{k+1/k})$$

$$P_{k+1/k+1} = (1 - K_{k+1} C) P_{k+1/k}$$

Table III.2 : Equations de mise à jour de mesure

Les équations de mise à jour temporelle peuvent être considérées comme des équations prédictives. Tandis que les équations de mise à jour de mesure peuvent être considérées comme des équations correctives. Par conséquent, on peut dire que le filtre de Kalman est un algorithme prédictateur/correcteur, comme il est illustré dans la figure III.7.

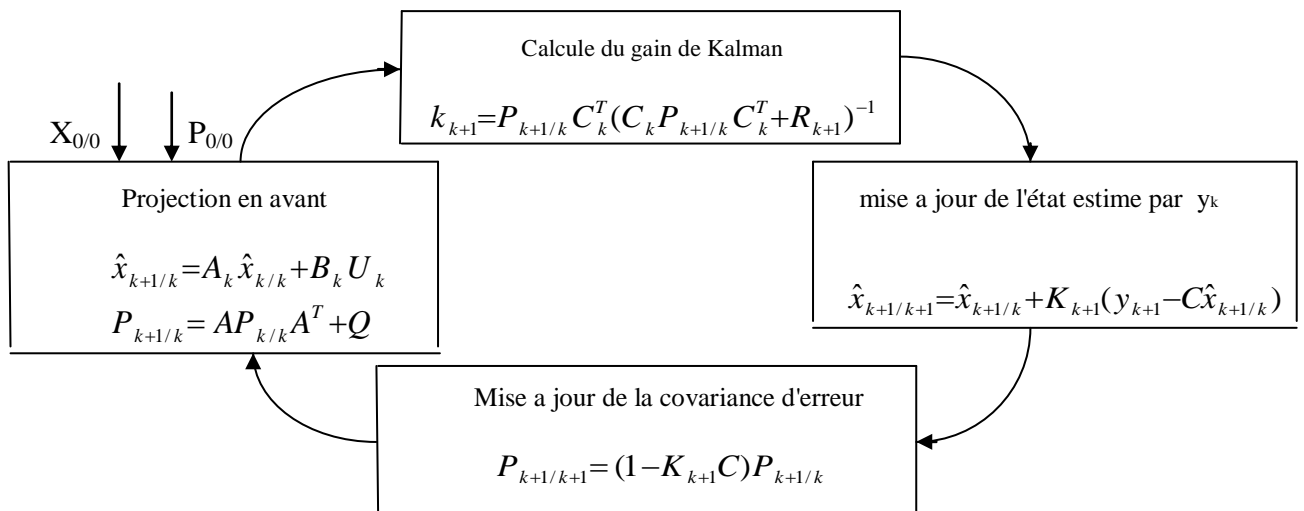


Fig.(III.7): Boucle de filtre de Kalman

Exemple d'estimation avec et sans Kalman:

Pour montrer la l'efficacité du filtre de Kalman, nous allons considérer maintenant un système linéaire simple où nous allons estimer ses états avec et sans le filtre de Kalman :

$$x_k = \begin{bmatrix} -0,0637 & -3,238 \\ 0,0765 & 0,052587 \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} 0,0756 \\ 0,0112 \end{bmatrix} u_k + w_k$$

$$y_k = [0 \quad 42,3] x_k + v_k$$

Sans filtre de Kalman, nous avons dit que l'estimateur en boucle fermé été inefficace, et pour confirmer ça, nous présentons ici les résultats de simulation correspondants avec un vecteur de gain de retour $L=[0 \quad 42,3]^T$ et un signal d'entrée u présenté par la figure suivante

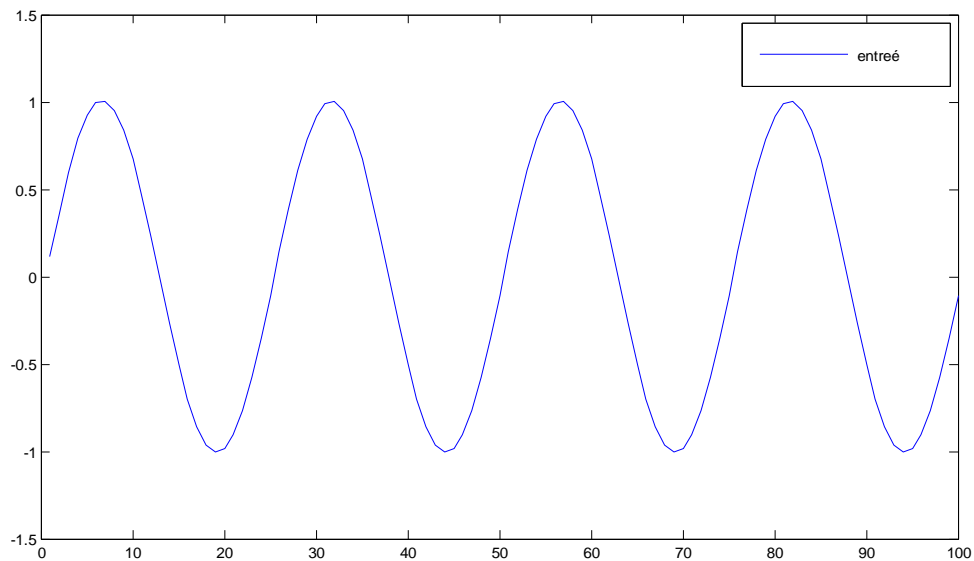


Fig.(III.8) : Entrée du système.

Comme valeurs des bruits, les variances suivantes ont été utilisées : variance du bruit d'état est $Q=10^{-6}$ et la variance du bruit de mesure est $R=10^{-2}$.

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure (III.9), où nous constatons l'incapacité de cet estimateur de reproduire les bonnes valeurs des variables d'état. En utilisant le filtre de Kalman avec une condition initiale $\hat{x}_{0/0}$ nulle et une matrice initiale de covariance de l'erreur :

$$P_{0/0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans la figure III.10 où on constate l'efficacité du filtre de Kalman.

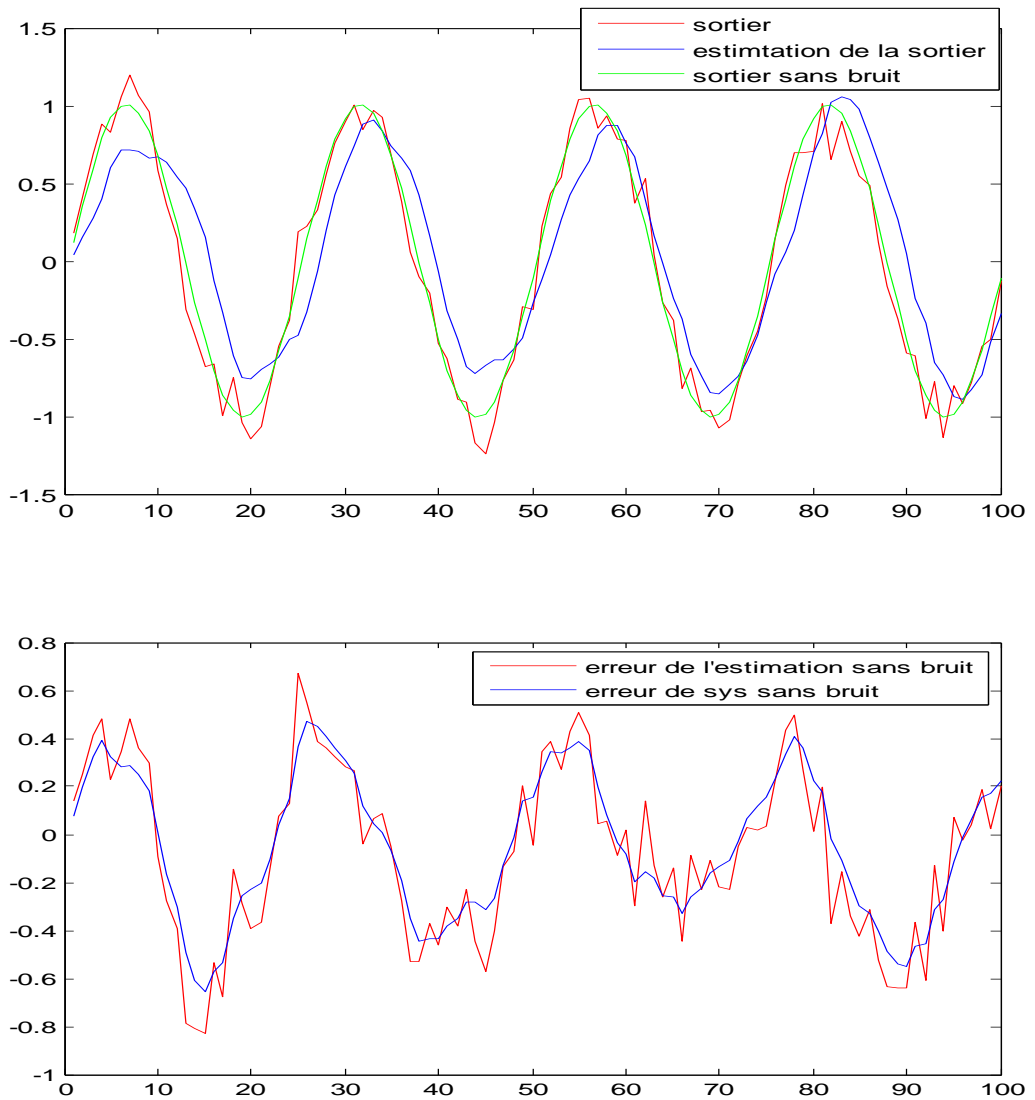


Fig.(III.9) : Résultats de simulation de l'estimation avec observateur de Luenberger (sans filtre Kalman).

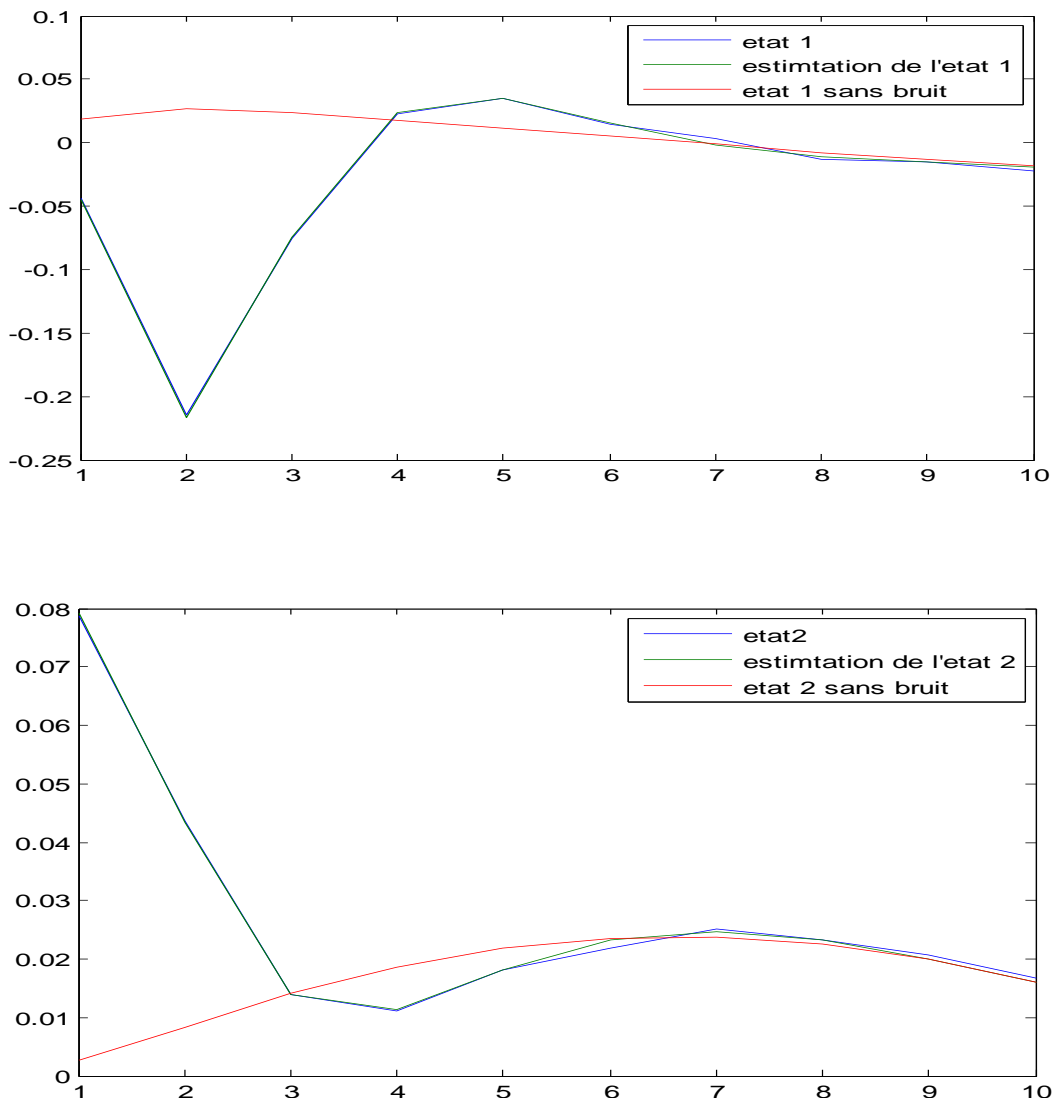


Fig.(III.10) : Résultats de simulation de l'estimation avec Kalman.

III.6.4 Le filtre de Kalman étendu:

Le filtre de Kalman standard décrit précédemment, permet l'estimation de l'état d'un système linéaire. Si on veut estimer en même temps ses paramètres, une solution consiste étendre le vecteur d'état estime aux paramètres souhaites. La médication majeure est que le système devient non linéaire.[8]

Le filtre du Kalman étendu est une extension non linéaire du filtre du Kalman conventionnel qui a été développé spécifiquement pour les systèmes qui ont des modèles dynamiques non linéaires. Pour un système non linéaire discret ayant un vecteur d'état x_k et un vecteur d'observation y_k , le modèle dynamique peut être formulé comme suit.

En considérant que les paramètres peuvent varier aléatoirement, l'augmentation d'état conduit au modèle suivant :

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= f(x_k, u_k, w_k) \\ y_k &= g(x_k, v_k) \end{aligned} \quad (III.25)$$

où les variables aléatoires w_k et v_k représentent encore le bruit d'état et le bruit de mesure respectivement. Dans ce cas, la fonction non linéaire f dans l'équation de différence relie l'état de l'étape précédente k à l'état à l'étape courante $k+1$. La fonction non linéaire g dans l'équation de mesure (III.25) relie l'état x_k à la mesure y_k . Les états du système non linéaire peuvent être obtenus en alignant les équations (III.25) autour des estimations \hat{x} , $\hat{w}_k=0$ et $\hat{v}_k=0$ comme suit :

$$\begin{cases} x_{k+1} \approx f(\hat{x}_k, 0) + A_{k+1}(x_k - \hat{x}_k) + B(u_k - \hat{u}_k) + W(w_k - 0) \\ y \approx g(\hat{x}_{k+1}, 0) + C_{k+1}(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1}) + V_{k+1}(v_{k+1} - 0) \end{cases} \quad (III.26)$$

où :

✓ A est la matrice Jacobienne de f par rapport à \hat{x}_{k+1} :

$$A_{k+1} = \left. \frac{\partial f(x, 0)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_{k+1}} \quad (III.27)$$

✓ B est la matrice Jacobienne de f par rapport à \hat{u}_k :

$$B_{k+1} = \left. \frac{\partial f(x, 0)}{\partial u} \right|_{u=\hat{u}_{k+1}} \quad (III.28)$$

✓ W est la matrice Jacobienne f par rapport à $\hat{w}_{k+1}=0$:

$$W_{k+1} = \left. \frac{\partial f(\hat{x}_k, w)}{\partial w} \right|_{w=\hat{w}_{k+1}=0} \quad (III.29)$$

✓ C est la matrice Jacobienne g par rapport à \hat{x}_{k+1} :

$$C_{k+1} = \left. \frac{\partial g(x, 0)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_{k+1}} \quad (III.30)$$

✓ V est la matrice Jacobienne de g par rapport à $\hat{v}_{k+1}=0$:

$$V_{k+1} = \left. \frac{\partial g(\hat{x}_k, v, k)}{\partial v} \right|_{v=\hat{v}_{k+1}=0} \quad (III.31)$$

L'ensemble complet d'équations du filtre de Kalman étendu est montré ci-dessous dans le tableau III.3 et le tableau III.4.

$$\hat{x}_{k+1/k} = f(\hat{x}_{k/k}, 0)$$

$$P_{k+1/k} = A_{k+1} P_{k/k} A_{k+1}^T + W_{k+1} Q_k W_{k+1}^T$$

Table III.3 : Equations de mise à jour temporelle

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} C^T (C P_{k+1/k} C^T + V_{k+1} R V_{k+1}^T)^{-1}$$

$$\hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_k (y_k - g(\hat{x}_{k+1/k}, 0))$$

$$P_{k+1/k+1} = P_{k+1/k} - K_k C P_{k+1/k}$$

Table III.4: Equations de mise à jour de mesure

L'algorithme du filtre de Kalman étendu peut être donc représenté par la boucle suivante :

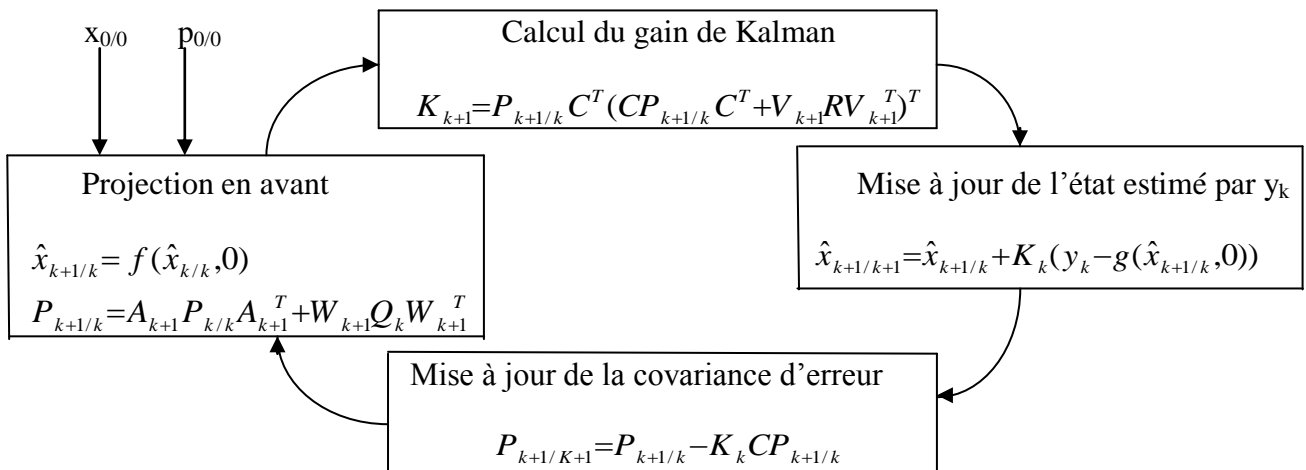


Fig.(III.11): Boucle de filtre de Kalman étendu

Exemple d'estimation avec le filtre de Kalman étendu:

Pour éclaircir les choses, nous allons présenter maintenant un exemple simulé simple où nous allons estimer les états du procédé non linéaire suivant :

$$x_1(k+1) = x_1(k)^2 + x_1(k) * x_2(k) + u(k) + w_1 \tag{III.32}$$

$$x_2(k+1) = x_2(k)^2 + u(k)^2 + w_2 \tag{III.33}$$

$$y(k+1) = x_1(k+1) * x_2(k+1) + x_2(k+1)^2 + v_1 \tag{III.34}$$

La forme vectorielle de (IV. 70) sera alors donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(k)^2 + x_1(k) * x_2(k) \\ x_2(k)^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k)^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \tag{III.35}$$

$$y(k+1) = x_1(k+1) * x_2(k+1) + x_2(k+1)^2 + v_1 \tag{III.36}$$

L'estimé de la non linéarité du prédicteur sera donnée par :

$$\hat{x}_{k+1/k} = f(\hat{x}_{k/k}, u_k, 0) = \begin{bmatrix} \hat{x}_1(k+1/k) \\ \hat{x}_2(k+1/k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1^2(k/k) + \hat{x}_1(k/k) * \hat{x}_2(k/k) \\ \hat{x}_2^2(k/k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k)^2 \end{bmatrix} \tag{III.37}$$

Comme conditions initiales prenant $\hat{x}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ et $p_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ comme entrée on prend le signal :

$$u(k+1) = 2 * \sin(2 * pi * (1/27) * k) \tag{III.38}$$

le système linéarisé sera donné par :

$$A_{k+1} = \begin{bmatrix} 2 * x_1(k+1) + x_2(k+1) & 0 \\ x_1(k+1) & 2 * x_2(k+1) \end{bmatrix}, B_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 * u(k+1) \end{bmatrix} \tag{III.39}$$

$$C_{k+1} = [x_2(k+1) \quad x_1(k+1) + 2 * x_2(k+1)] \tag{III.40}$$

$$w = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad v = 1 \tag{III.41}$$

Les résultats de simulations sont présentés dans la figure III.12 avec une variance du bruit d'état de 10^{-2} et une variance du bruit de mesure de 10^{-1} . Les résultats montrent très clairement l'efficacité du filtre de Kalman étendu.

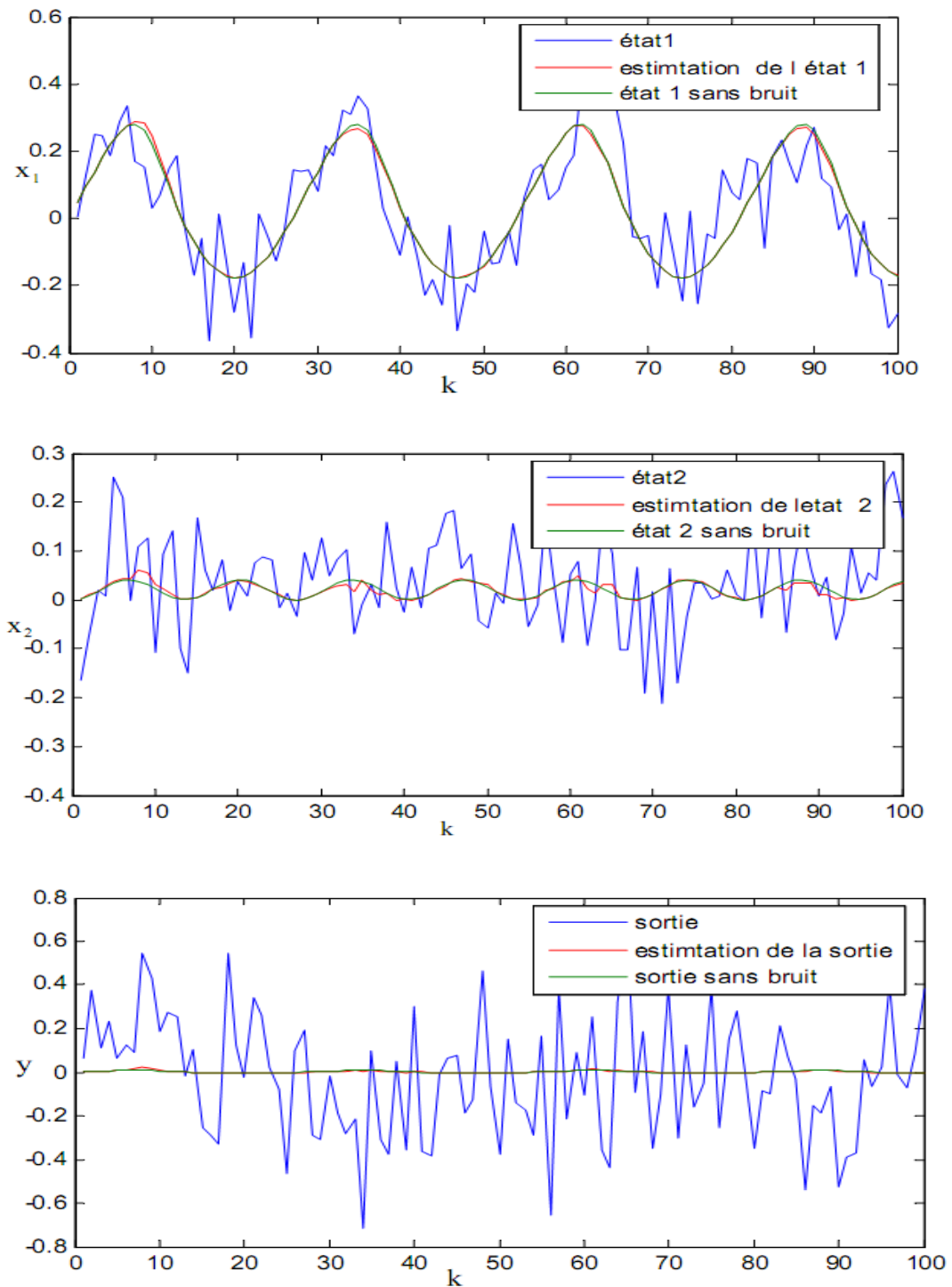


Fig. (III.12) : Résultats de simulation du filtre de Kalman étendu.

III.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre plusieurs points ont été présentés. Dans un premier temps on a vu les notions principales sur les observateurs déterministes et stochastiques.

Dans l'approche **déterministe**, l'estimation de l'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A , B et C . Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Or, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesure. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables. L'application du filtre de Kalman étendu à la machine asynchrone fera l'objet de du chapitre IV.

CHAPITRE IV

APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ÉTENDU (EKF) À LA MAS

IV.1 INTRODUCTION

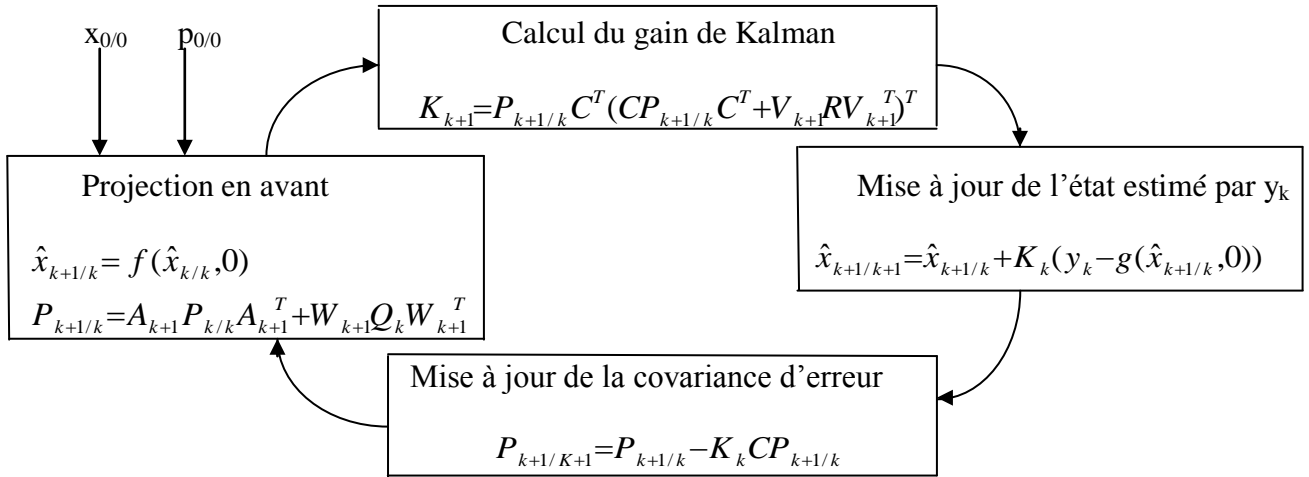
Une des méthodes utilisées pour l'estimation du flux rotorique ou de la vitesse de la machine asynchrone est le filtre de Kalman étendu (EKF). Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique [8]. Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés.

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

On trouve une multitude d'observateurs pour la reconstitution de vitesse et du flux. L'observateur de Luenberger dans le cas déterministe et le filtre de Kalman étendu dans le cas stochastique non linéaire. Ce dernier chapitre est consacré à l'application du filtre de kalman étendu à la machine asynchrone.

IV. 2 PRINCIPE DU FILTRE DE KALMAN ETENDU (EKF)

L'algorithme du filtre de Kalman étendu peut être représenté comme précédemment par la boucle suivante :



On peut schématiser le Filtre de Kalman étendu par la figure (1) ci-dessous :

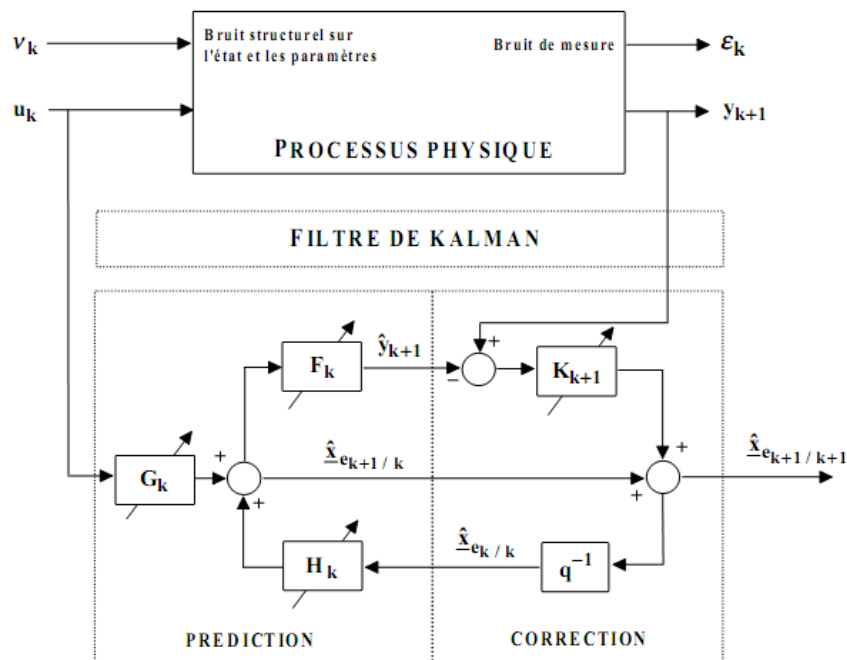


Fig.(IV.1) Schéma d'un filtre de Kalman étendu associé à un processus physique

Le filtre de Kalman étendu a été utilisé dans un grand nombre d'applications. Sa popularité vient de sa relative facilité de mise en oeuvre et surtout de sa garantie d'optimalité. Cependant,

lorsque l'objectif est l'estimation paramétrique ou bien l'estimation de l'état uniquement, on peut légitimement se demander s'il est vraiment nécessaire d'estimer un état étendu ou si on peut se contenter, par souci de convergence, de la version simplifiée du filtre. En effet, une analyse détaillée des défauts de cette approche a été proposée dans [1], où il apparaît des phénomènes de divergence difficiles à maîtriser. Néanmoins, des solutions sont proposées comme l'introduction d'un terme correctif faisant intervenir la sensibilité du gain vis-à-vis des paramètres.

II.2.1 Bruit blanc

Enfin, un bruit blanc est un signal aléatoire de variance infinie dont la fonction d'auto-corrélation est proportionnelle à un Dirac (c'est-à-dire un spectre complexe constant sur toute la plage des fréquences). Cela ne traduit que les valeurs du signal pris à deux instants, même très proches, ne sont pas du tout corrélées.

Les bruits blancs gaussiens centrés $w(t)$ et $v(t)$ que nous allons utiliser dans le cadre du filtre de Kalman sont donc entièrement définis par leur densités spectrales respectives $W(t)$ et $V(t)$

$$E[w(t)w(t+\tau)^T] = W(t)\delta(\tau), \quad E[v(t)v(t+\tau)^T] = V(t)\delta(\tau)$$

Les matrices $W(t)$ et $V(t)$ deviennent constantes dans le cas de bruits blancs stationnaires. Le bruit blanc gaussien normalisé est tel que $W(t) = I_q \cdot q$ (q : nombre de composantes dans le bruit). Un signal aléatoire gaussien centré, c'est-à-dire à moyenne nulle, est donc entièrement défini par sa fonction d'auto-corrélation.

- Leurs valeurs moyennes sont nulles :

$$E[W(k)] = 0$$

$$E[V(k)] = 0$$

- Leurs auto-corrélations s'expriment par :

$$E[W(k).V(k)^T] = Q(k). \delta(k - \tau)$$

$$E[W(k).V(k)^T] = R(k). \delta(k - \tau)$$

$\delta(u)$ est une fonction impulsion de Dirac, les matrices $Q(t)$ et $R(t)$, définies non négatives, sont symétriques et présentent les densités spectrales des puissances moyennes de $W(t)$ et $V(t)$.

- En absence de corrélation entre $W(t)$ et $V(t)$ on aura :

$$E[W(k).V(k)^T] = 0$$

- Et en absence de corrélation entre les bruits et l'état initial, on peut écrire :

$$E[W(k).X_0(k)^T] = E[V(k).X_0(k)^T] = 0$$

Soit :

- L'espérance mathématique ou moyenne :

$$E[X] = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x)dx = \int_{-\infty}^{+\infty} xdF(x),$$

- Le moment d'ordre k :

$$E[X^k] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^k p(x)dx$$

- Le moment centré d'ordre k : $var_x = E[X^2] - E[X]^2$

$$E[(X - E[X])^k] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - E[X])^k p(x)dx$$

Les moments d'ordre supérieur ou égal à 3 sont très peu utilisés car ils se prêtent mal au calcul théorique. L'intérêt (mathématique) des variables aléatoires gaussiennes est que elles sont entièrement caractérisées par leurs moments d'ordre 1 et 2. Soit X une variable aléatoire gaussienne de moyenne m et d'écart type σ .

Alors :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\sigma\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}}, E[x]=m, E[(x-m)^2]=\sigma^2$$

Un signal aléatoire gaussien centre, c'est-à-dire à moyenne nulle, est donc entièrement définie par sa fonction d'auto-corrélation.

Remarque : En pratique, on ne sait pas simuler sur un ordinateur numérique un bruit blanc continu de densité spectrale finie R (mais de variance et de puissance infinies). On utilisera l'approximation qui consiste à bloquer sur une période dt (que l'on choisira très petite par rapport aux constantes de temps du système que l'on veut simuler).

IV. 3 Modèle d'état de la MAS exprimé dans le repère (d q)

En règle générale, l'estimation paramétrique fait référence à un modèle du processus. Dans cette application, il correspond au modèle dynamique de la machine asynchrone. L'objectif de ce modèle étant l'estimation des flux et de la vitesse rotoriques en régime dynamique (pour éliminer le capteur de position), il est donc nécessaire d'exprimer ce modèle dans le référentiel de champ tournante (d q).

IV.4 Modèle continu de La MAS

Comme précédemment, on suppose que la machine est équilibrée a entrefer uniforme, que la distribution du champ est sinusoïdale et que les effets de la saturation magnétique ainsi que les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables. Les fuites magnétiques quant a elles sont totalisées au stator pour des raisons d'identifiabilité du modèle. Ainsi, on peut écrire le modèle de la machine asynchrone sous forme d'état en associant le vecteur d'état qui contient les courants statoriques I_{dq_s} et les flux rotoriques ϕ_{dqr} ainsi que l'entrée et la sortie du system correspondant respectivement aux tensions U_{dq_s} et courants statoriques :

$$\dot{x}(t) = A(\Omega_r)x(t) + Bu(t)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k_1}{T_r} & k_1 p \Omega_r \\ -\omega_s & -\gamma & -k_1 p \Omega_r & \frac{k_1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - p \Omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - p \Omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} \quad (IV. 1)$$

$$u = \begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \text{ entrées et sorties de la machine.}$$

$$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}] \text{ Vecteur d'état}$$

IV.5 Discrétisation du modèle continu de la MAS

Le choix du modèle d'état continu dans le repère lie au champ tournant en vue de l'estimation d'état ou de paramètres de la machine asynchrone a été effectué au paragraphe (I.22) du premier Chapitre. Afin d'être implémenté directement sur un ordinateur, le modèle d'état continu doit être discrétisé. Les différents signaux intervenant dans le modèle continu (I.15) sont donc échantillonnés à une période T_e . On pose alors :

$$\begin{cases} x_k = x(kT_e) \\ u_k = u(kT_e) \\ y_k = y(kT_e) \end{cases} \quad (IV.2)$$

Avec : $x_k = [i_{ds_k} \ i_{qs_k} \ \varphi_{dr_k} \ \varphi_{qr_k}]^T$ et $u_k = [u_{ds_k} \ u_{qs_k}]^T$

La matrice d'état discrète est obtenue par un développement en série de Taylor à l'ordre un de l'exponentielle de matrice d'état continue "A". Puisque la vitesse mécanique intervient dans certains coefficients de la matrice d'état continue, la matrice de transition doit être réactualisée à chaque itération avec une mesure de la vitesse mécanique.

En posant :

$$A(p\Omega(kT_e)) = A(p\Omega_k) \quad (IV.3)$$

Il vient:

$$\begin{cases} A_k = \exp(A(p\Omega)T_e) \approx I_4 + A(p\Omega_k)T_e \\ B_k = (A(p\Omega_k))^{-1}(A_k - I_4)B \approx BT_e \end{cases} \quad (IV.4)$$

Avec:

I_4 La matrice identité d'ordre 4.

La discrétisation du modèle donné par l'équation (II.16) s'écrit alors :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k \\ Y_k = C_k X_k \end{cases} \quad (IV.5)$$

Avec:

$$A_k = \begin{bmatrix} (1-\gamma T_e) & \omega_s T_e & \frac{k_1}{T_r} T_e & k_1 p \Omega_r T_e \\ -\omega_s T_e & (1-\gamma T_e) & -k_1 p \Omega_r T_e & \frac{k_1}{T_r} T_e \\ \frac{L_m}{T_r} T_e & 0 & (1-\frac{1}{T_r} T_e) & (\omega_s - p \Omega_r) T_e \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} T_e & -(\omega_s - p \Omega_r) T_e & (1-\frac{1}{T_r} T_e) \end{bmatrix} ; \quad B_k = \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

Avec :

$$k_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad \text{et} \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

Où la discrétisation du modèle d'état peut se faire par la méthode d'Euler :

$$\frac{\partial x}{\partial t} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_e} \tag{IV.7}$$

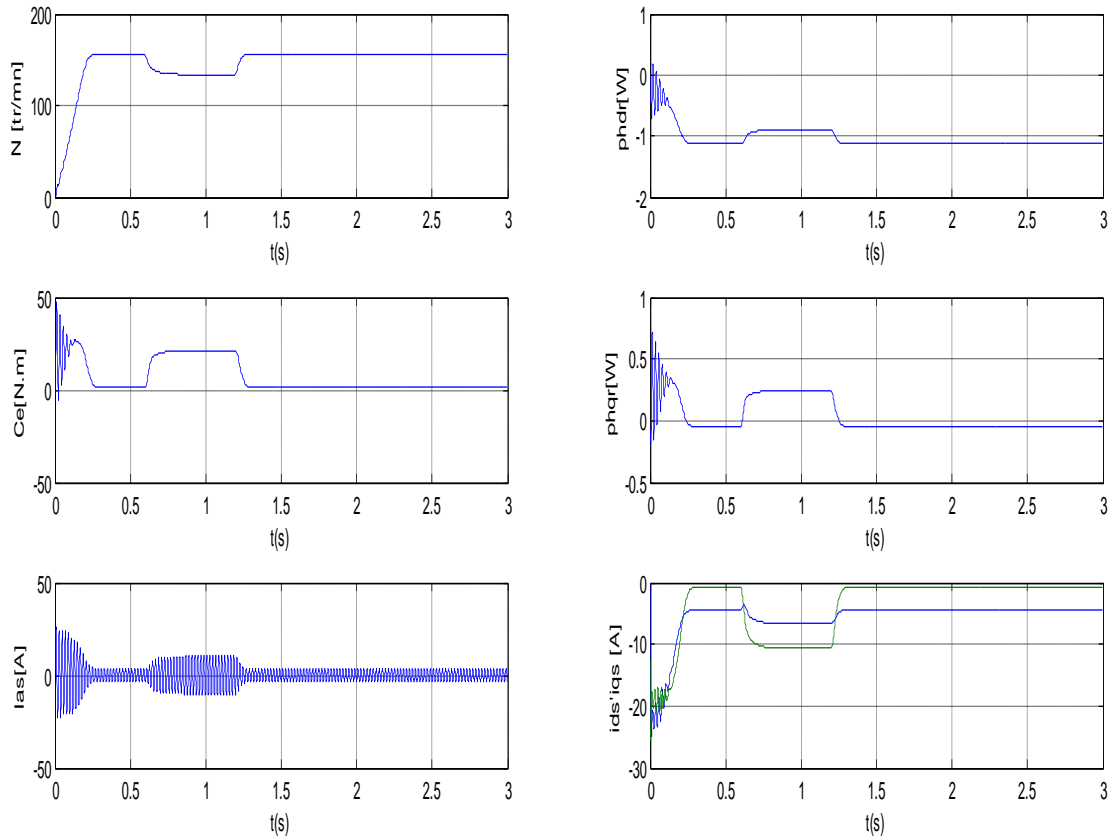


Fig.(IV.2) Résultats de simulation du modèle discret de la MAS
($C_r=10N.m$ applique entre 0.6s et 1.2s)

IV.6 Considération de la vitesse comme un état

Le moteur électrique peut être décrit par le système d'équations différentielles non linéaires du 5eme ordre (IV.1), avec 4 variables électriques (courants et flux), une variable mécanique (vitesse de rotation) et deux variables de contrôle (tensions statoriques). Ce modèle est non linéaire puisque le vecteur d'état est étendu à la vitesse mécanique de rotation. On a donc dans le repère (d, q). Dans ce cas, le moteur est alimenté par un réseau triphasé commandé en boucle ouverte. Le filtre de Kalman est utilisé pour l'estimation des courants et des flux dans le repère (d, q) ainsi que la vitesse de rotation mécanique. Celle-ci peut être considérée comme un état (introduction de l'équation mécanique dans le système d'état).

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\gamma x_1 + \omega_s x_2 + \frac{k_1}{T_r} x_3 + k_1 p x_5 x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \dot{x}_2 = -\omega_s x_1 - \gamma x_2 - k_1 p x_3 x_5 + \frac{k_1}{T_r} x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \dot{x}_3 = \frac{L_m}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 + (\omega_s - p x_5) x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{L_m}{T_r} x_2 - (\omega_s - p x_5) x_3 + \frac{1}{T_r} x_4 \\ \dot{x}_5 = \frac{p L_m}{j L_r} (x_3 x_2 - x_4 x_1) + \frac{f}{j} x_5 - \frac{C_r}{j} \end{cases} \quad (IV.8)$$

Les tensions du stator et les états sont:

$$u = [u_{ds} \quad u_{qs}]^t \quad \text{et} \\ x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^t = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \varphi_{dr} \quad \varphi_{qr} \quad \Omega_r]^t$$

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

$$\begin{cases} \dot{x}^e(t) = f(x^e(t), u(t), t) \\ y(t) = h(x^e(t), t) \end{cases} \quad (IV.9)$$

Ou :

$x^e(t)$ vecteur d'état de dimension n .

$u(t)$ vecteur de contrôle de dimension m .

$y(t)$ vecteur de sortie de dimension p .

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

$$\begin{cases} X_{k+1}^e = f(X_k^e, u_k) + W_k^e \\ Y_k = h(X_k^e) + V_k \end{cases} \quad (IV.10)$$

Avec :

W_k^e un vecteur de bruit d'état de dimension (5x1).

V_k un vecteur de bruit de mesure de dimension (2x1).

L'algorithme du filtre de Kalman étendu est donné au (expressions IV.8) Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (IV.10) (IV.13) respectivement, sont:

$$F_k = \begin{bmatrix} (1-\gamma T_e) & \omega_s T_e & \frac{k_1}{T_r} T_e & k_1 p x_5 T_e & T_e p k_1 x_4 \\ -\omega_s T_e & (1-\gamma T_e) & -k_1 p x_5 T_e & \frac{k_1}{T_r} T_e & -T_e p k_1 x_3 \\ \frac{L_m}{T_r} T_e & 0 & (1-\frac{1}{T_r} T_e) & (\omega_s - p x_5) T_e & -p x_4 T_e \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} T_e & -(\omega_s - p x_5) T_e & (1-\frac{1}{T_r} T_e) & + p x_3 T_e \\ -\mu x_4 T_e & \mu x_3 T_e & \mu x_2 T_e & -\mu x_1 T_e & (1-\frac{f}{j} T_e) \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

$$F_k = \left. \frac{\partial f(x_k^e, u_k)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_{k/k}^e} \quad (IV.12)$$

$$H_k = \left. \frac{\partial h(x_k^e)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_k^e} \quad (IV.13)$$

$$H_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.14)$$

La simulation de la MAS est implantée sous programmation Matlab. Le filtre de Kalman étendu présente un algorithme très complexe avec des opérations matricielles.

IV.7 Choix des matrices de covariances et calcul du gain

Les différents états mesurés, prédits et estimés passent par ces matrices. Leurs buts sont de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre. Cependant quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observation

La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R .

Les réglages de Q et de R ont été effectués afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques. Ces réglages ne sont sûrement pas optimaux, mais les qualités de ce filtre assurent un fonctionnement correct.

Les réglages des matrices Q et R ont été effectués par des essais en simulation (tâtonnement), afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques. Ces réglages ne sont sûrement pas optimaux mais les qualités de ce filtre assurent un fonctionnement correct.

IV.8 Reconstruction de la vitesse de la MAS

Pour la reconstruction de la vitesse, seuls les signaux électriques sont utilisés. L'équation mécanique de la vitesse n'est donc pas introduite dans la procédure d'estimation, d'où un intérêt a priori par rapport aux approches classiques. En effet, les paramètres mécaniques (moment d'inertie, coefficient de frottement, couple résistif, ...) qui varient selon les applications n'ont pas à être pris en compte, ce qui permet l'utilisation générale de cette technique indépendamment des caractéristiques mécaniques. Dans cette partie, on se propose donc d'estimer la vitesse à partir uniquement de la mesure des grandeurs électriques (tensions et courants) de la machine.

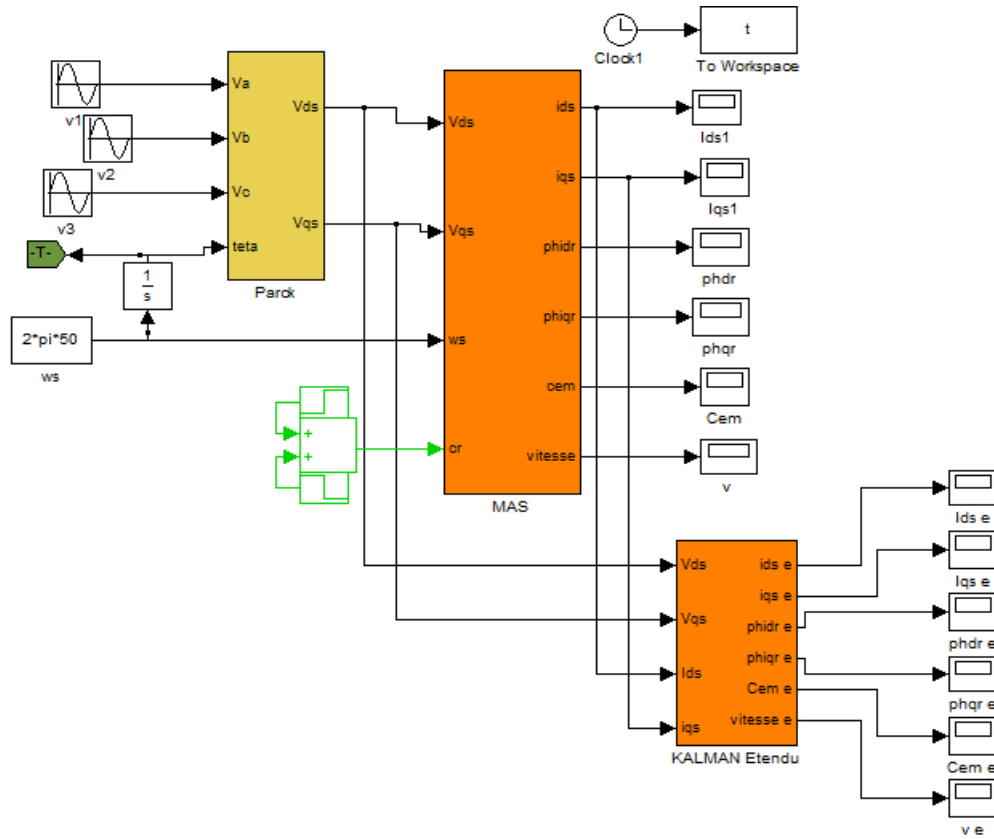


Fig.(IV.3) : Schéma de simulation de la MAS et du filtre de Kalman étendu

IV.9 Résultats de simulation

Afin de mettre en évidence l’efficacité du filtre de Kalman étendu dans l’estimation des grandeurs de d’état de la machines, on a simulé le modèle discret de la machine asynchrone pour le cas de fonctionnement à vide et en charge. Les bruits injectés, bruit d’état ou de mesure, sont supposés blanc, gaussiens et de valeur moyenne nulle la figure(IV.4) montre l’évolution temporelle du bruit de mesure. L’analyse des histogrammes montre bien que ces bruits sont gaussiens (figure IV.5).

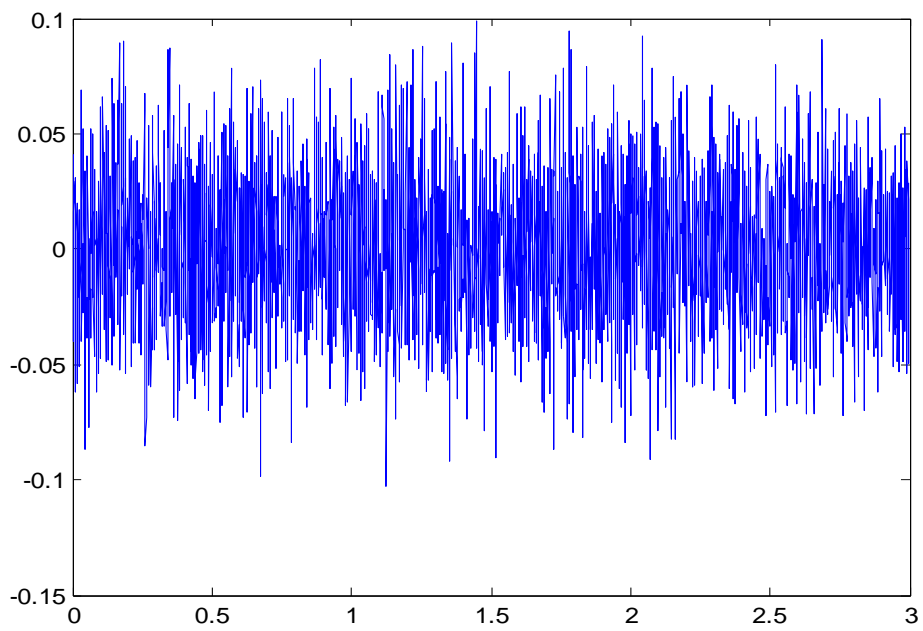


Figure (IV.4): Evolution temporelle du bruit de mesure.

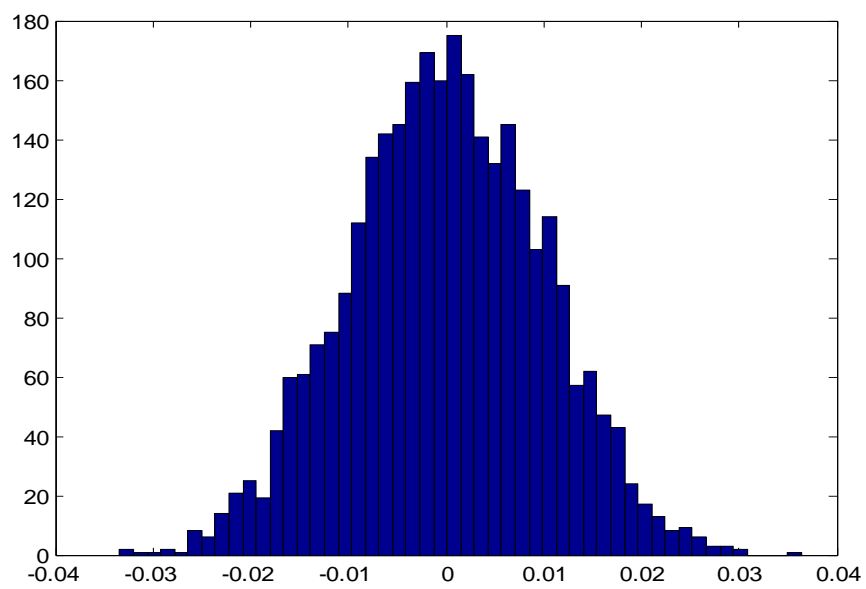


Figure (IV.5) : Histogramme du bruit de mesure.

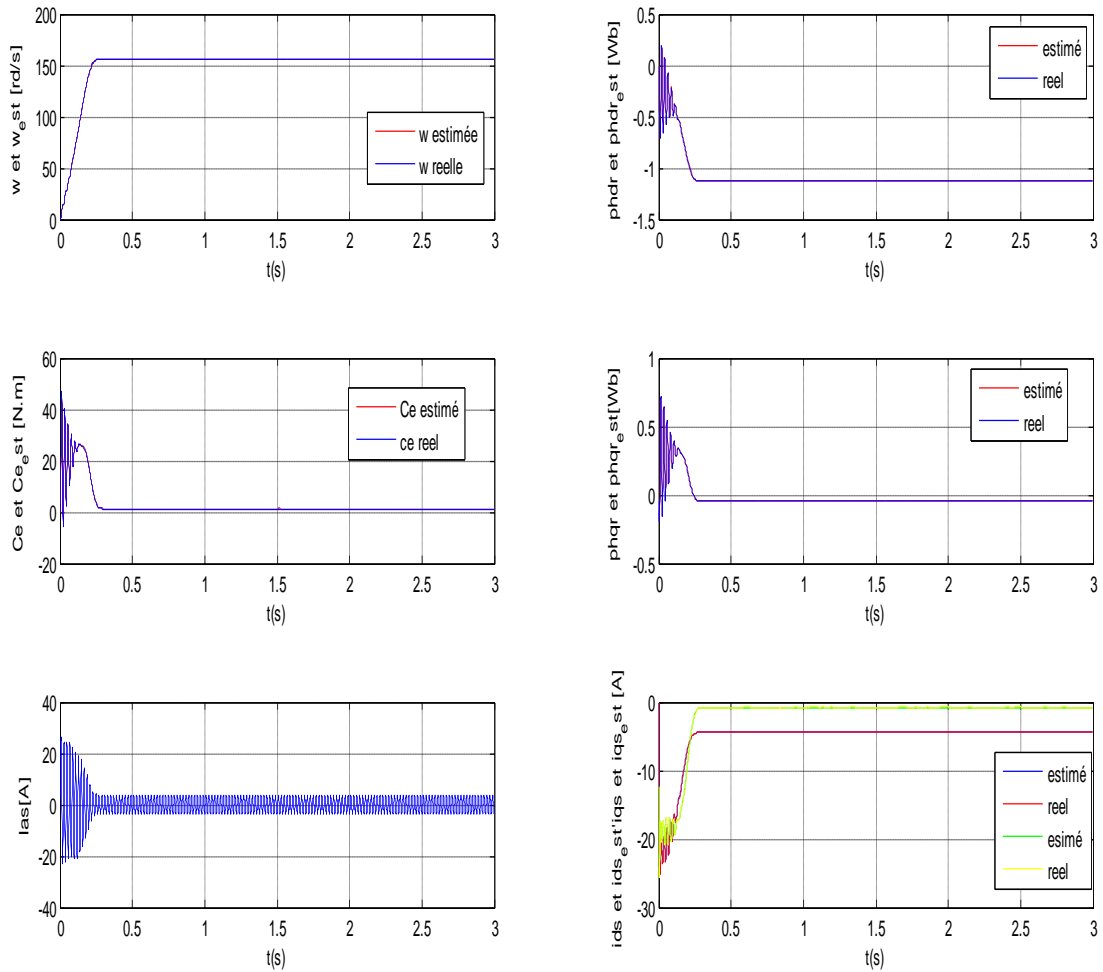


Fig.(IV.6) Résultats de simulation d'une MAS associé à un filtre de Kalman étendu
Fonctionnement à vide ($C_r=0$)

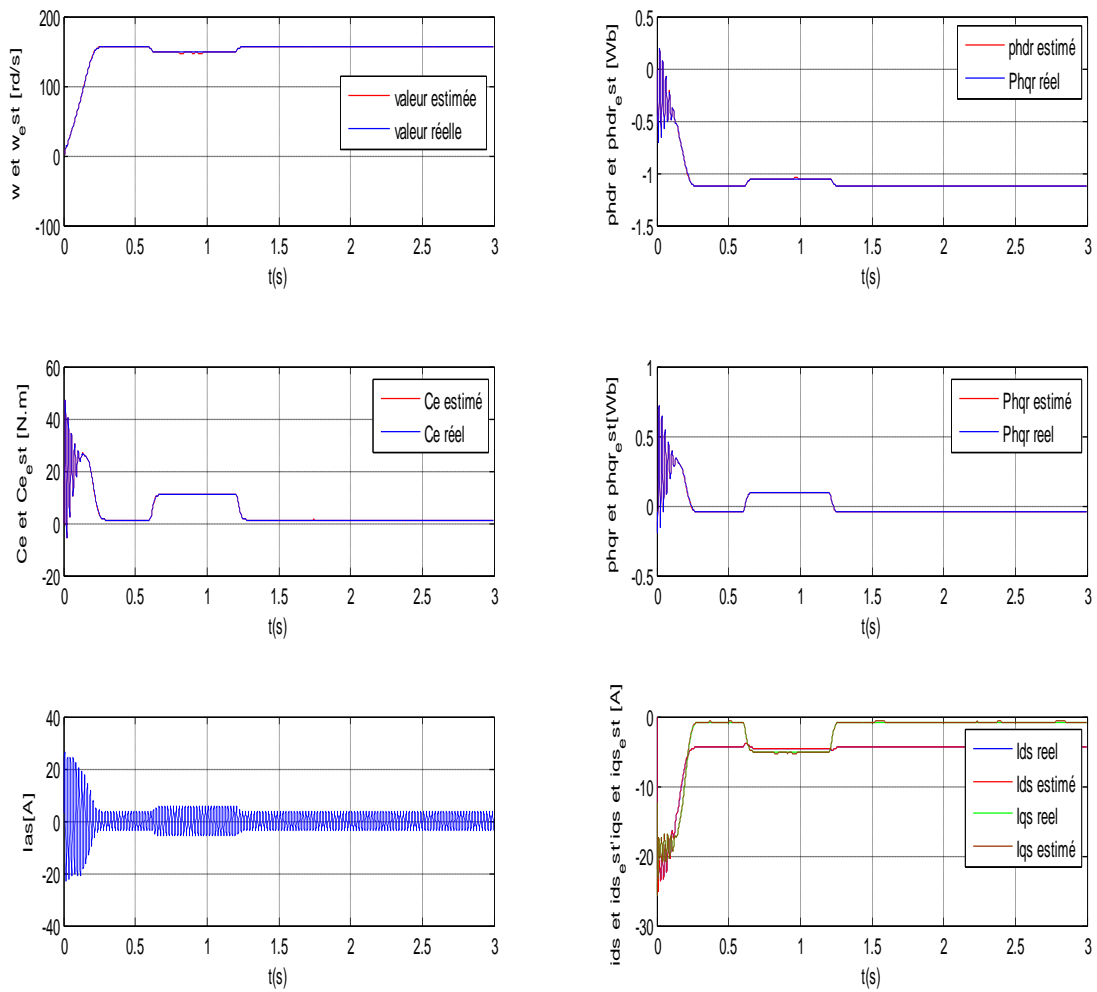


Fig.(IV.7) Résultats de simulation d'une MAS associé à un filtre de Kalman étendu Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge ($C_r=10$).

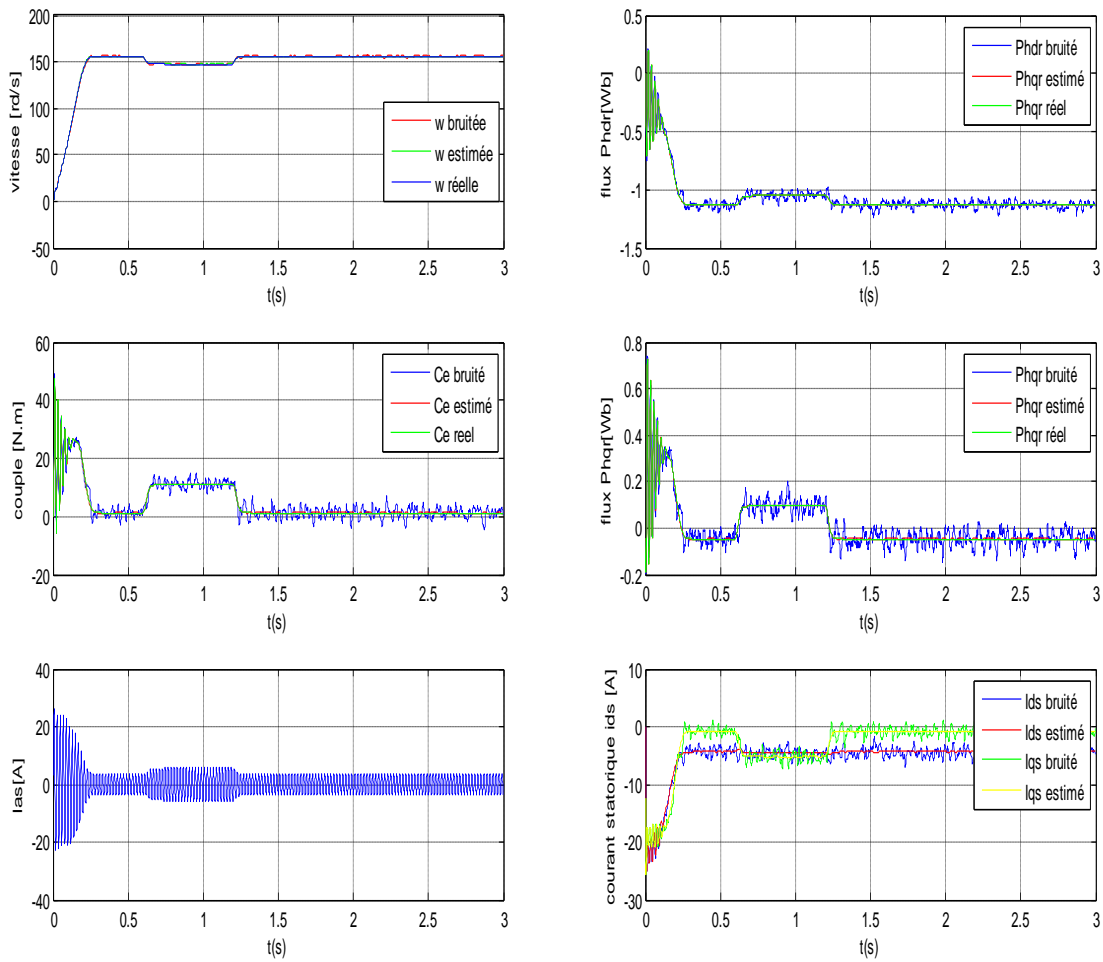


Fig.(IV.8) Résultats de simulation d'une MAS associé à un filtre de Kalman étendu Evolution des valeurs bruitées, estimées et réelles.

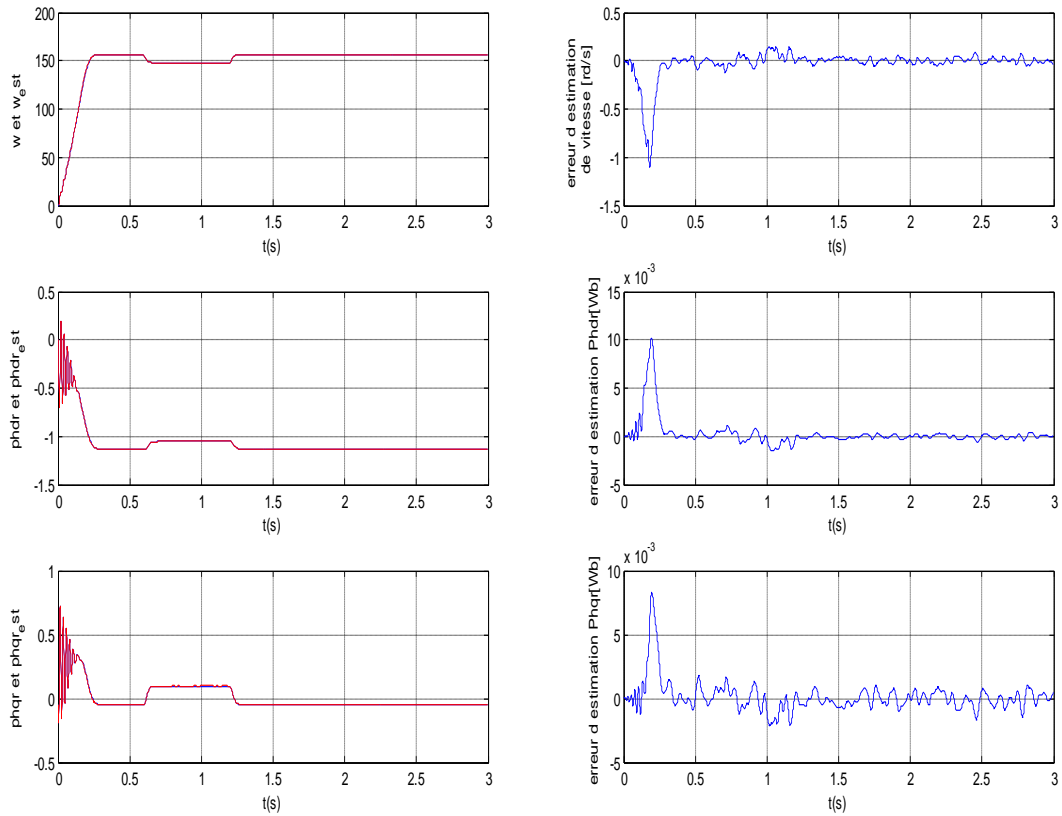


Fig.(IV.9) Evolution des valeurs réelles et estimées ainsi que les erreurs d'estimations correspondantes (Résultats de simulation d'une MAS associé à EKF)

IV. 8 Conclusion

Les résultats de simulation obtenus dans ce chapitre montrent l'efficacité du filtre de Kalman étendu (EKF) dans l'estimation des états de la MAS. Les résultats obtenus montrent de l'algorithme d'estimation à une insensibilité acceptable vis-à-vis de la variation de la charge. On observe que l'estimation du flux et de la vitesse de rotation est très satisfaisante. En effet les erreurs d'estimation de ces derniers sont négligeables (fig. IV.6) et (fig. IV.7) tant au régime transitoire qu'au régime permanent. Ces résultats montrent que ce filtre peut être implanté avec succès dans un control vectoriel sans capteur de la MAS.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'application du filtre de Kalman étendu (EKF) à la machine asynchrone. A l'issue de ce travail, nous pouvant faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

Dans le chapitre I, l'application de la transformation de Park au modèle triphasé de la MAS sous certaines hypothèses simplificatrices adoptées nous a permis de simplifier énormément le modèle triphasé de la MAS. La commande vectorielle par orientation du flux rotorique qui a fait l'objet de chapitre II, nous a permis d'assurer le découplage de la machine et d'obtenir un modèle simple.

Une description générale des observateurs déterministes et stochastique suivi d'une étude détaillée du filtre de Kalman standard et filtre de Kalman étendu avec présentation de deux exemples démonstratifs. La comparaison des résultats obtenus au chapitre III notamment sur le modèle stochastique, nous a permis de constater l'efficacité de ce filtre par rapport à l'observateur déterministe de Leunberger.

Le filtre de Kalman est traité pour prendre en compte les bruits de mesure des variables de sortie et les bruits d'état. Les résultats obtenus au chapitre IV, sur un modèle discret de la machine en présence des bruits en question (modèle non linéaire stochastique), montrent que l'algorithme d'estimation de Kalman a une insensibilité acceptable vis-à-vis de la variation de la charge. On a constaté que l'estimation du flux et de la vitesse de rotation est très satisfaisante. En effet les erreurs d'estimation de ces derniers sont négligeables tant au régime transitoire qu'au régime permanent. Ce filtre peut être donc implanté avec succès dans un control vectoriel sans capteur de la MAS (MAS en présence de bruits d'état et bruits de mesure).

Les matrices Q et R sont le plus souvent choisies diagonales. Plus un élément de la matrice Q sera grand et plus le filtre modéra rapidement l'estimation de l'élément correspondant en fonction des résultats des mesures. Ceci est justifiable dans la mesure où cette valeur correspond à la variance du paramètre. Au contraire, plus un élément de la matrice R est grand et moins le filtre tiendra compte du résultat de la mesure correspondante. En effet, en augmentant la variance d'une sortie, on accorde moins de confiance à sa mesure

. On peut donc jouer sur ces paramètres pour chercher un compromis satisfaisant.

Perspectives et suggestions futures : Comme perspectives de travail, de nombreuses directions peuvent être évoquées à savoir :

- Introduction des méthodes intelligentes (algorithmes génétiques, logique floue et réseau de neurones). Pour ajustement des paramètres du filtre de Kalman notamment R et Q .
- Étude de l'influence des variations paramétriques sur les performances du filtre de Kalman étendu.
- Élaboration de la Commande vectorielle en se basant sur les estimations obtenues par le filtre de Kalman étendu (commande sans capteurs).
- Application d'autres types d'observateurs (observateur à grand gain,....)

Annexe

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

La machine utilisée est une machine asynchrone . Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

Puissance nominale	$P_n=1.5 \text{ KW}$
Tension nominale	$U_n=220/380 \text{ V}$
Courant nominale	$I_n=2.7/ 4.7\text{A}$
Nombre de pair de pole	$P=2$
	$\text{Cos } \varphi=0.8$
La vitesse de rotation	$N_n=1420 \text{ tr/min}$

PARAMETRES ELECTRIQUES :

Résistance statorique	$R_s=4.85 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r=3.805 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s=0.274 \text{ H}$
Inductance cyclique du rotor	$L_r=0.274 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m=0.258 \text{ H}$

PARAMETRES MECANQUES :

Moment de d'inertie du rotor	$j=0.031 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f=0.0008 \text{ SI}$

PARAMETRES DES REGULATEURS

Régulateur de courant

$$K_{id}=K_{iq}=6.53 \text{ e}+003$$

$$K_{pd}=K_{pq}=24.67$$

Régulateur de flux

$$K_{pf}=151.9$$

$$K_{if}=2.1 \text{ e}+003$$

Régulateur de vitesse

$$K_{iv}=19.37$$

$$K_{pv}=1.55$$

Bibliographie

- [1]: Rabah BELHADEF et Bilal BOUTAYA " *Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur*" PFE Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2008.
- [2]: ZITOUNI Ahmed Djamel Eddine et Barkat Mustapha " *Commande Vectorielle Directe sans Capteur de Vitesse d'une Machine Asynchrone Triphasée, Associée à un Filtre de Kalman*" PFE Université de Laghouat, Algérie, 2010.
- [3]: CHIBANI Chadli et SACI Fayçal " *Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur à MLI vectorielle*" PFE Ecole Nationale Polytechnique, 2005.
- [4]: Robert GROVER BROWN et Patrique .Y.C.HWANG " *Introduction to random signals and applied Kalman filtering*".
- [5]: ZOUAOUI Laid et MAOUASSI Kamel " *contribution a l'étude d'une commande en vitesse d'une machine asynchrone par filtre de Kalman* " PFE université de M'sila, Algérie, 2006.
- [6]: ACHOURI Radouane et HIDOUCHE Mohamed " *Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone*" PFE Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [7]: NEDJAR Boumediene et BOUCENNA Saïd " *Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double étoile*" PFE Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [8]: YAHIA Khaled " *Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé*" Thèse de Magister Biskra, 2005.
- [9]: NEDJAR BOUMEDYEN et BOUCENNA SAID " *Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double étoile*" PFE Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2007.
- [10]: MATI abderrahmane et BENYAHIA " *commande sans capteur de vitessed'une machine a induction*" PFE université de m'sila, Algérie, 2007.

- [11]:sihem DAMKHI"*Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG(singnal flow graphs)de holtz*" université de Batna, Algérie, 2004.
- [12]: Smaili BACHIR" *contribution au diagnostic de lamachine asynchrone par estimation parametrique*" Thèse de Doctorat, paris, 2002.
- [13]: Dr A. Meroufel "*Contrôle de la machine asynchrone*" Thèse de Doctorat Sidi Bel-Abbès, 2009.
- [14]: L. BAGHLI "*Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone*" documen Lorraine,France, 2004.
- [15]: Yacine Abderrahmane BENCHERIF "*Modélisation et commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pour la production de l'énergie éolienne*" PFE Ecole Nationale Polytechnique, 2008'.
- [16]: Malek GHANES" *observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique*" Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes 2005.
- [17]:Mickael HILAIRET "*Application des outils traitement du signal a la commande de les machine tournantes*" Thèse de Doctorat, université de Nantes 2001.
- [18]: Malek GHANES "*Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique*" Thèse de Doctorat, université de Nantes 2005.
- [19]: NADRA MAHMOUD "*optimisation par algorithmes genotoques application a la commande de la machine asynchrone*"PFE université de m'sila, Algérie 2006.
- [20]: TOUATI Moussa, GHEBOULI Abdelhak, LAIFAOUI Ramzi "*estimation de la vitesse et la constante de temps rotorique d'une machine asynchrone commandee vectoriellement par la technique de mras*" "PFE université de m'sila, Algérie 2010.
- [21]: Frédéric POITIERS" *Etude et commande de generatrices asynchrones pour l'utilisation de l'energie eolienne*" Ecole polytechnique de l'Université de Nantes 2003.

[22]:REZGUI Salah EDDINE "*Commande de machine électrique en environnement*" Thèse de magistère, constantine 2009.

[23]: D.Alazard "*Introduction au filtre de Kalman*" document 2005.

[24]: Imad AL-ROUH "*Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone*" Thèse de Doctorat Nancy.france 2004.

[25]:Meziane Salima "*Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone*" Thèse de Doctorat université de Batna, Algérie 2009.

[26]: Frédéric Rotella "*Observation*" document de l'école Nationale d'Ingénieurs de Tarbes,

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Année Universitaire : 2010 / 2011

Proposé et dirigé par : Monsieur : Yahia LAAMARI

Présenté par : - BEN SAHA Salah Eddine

- CHEKHAR Lakhdar

- BELLOUL Salah

Thème :

**ESTIMATION DE LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A
L'AIDE DU FILTRE DE KALMAN ETENDU (EKF) EN VUE DE SA
COMMANDE**

Résumé:

Le travail présenté dans ce mémoire traite de la modélisation, la commande vectorielle et l'estimation de la vitesse et des flux rotoriques de la machine asynchrone par utilisation du filtre de Kalman étendu (EKF). Cette dernière a fait l'objectif principal de notre présente étude.

Afin de mettre en évidence l'efficacité du filtre de Kalman étendu dans l'estimation des grandeurs d'état de la machine en question, on a simulé le modèle discret de cette machine noyé dans un bruit (bruits d'état et de mesure), pour le cas de fonctionnement à vide et en charge. Les résultats obtenus montrent que l'algorithme d'estimation de Kalman possède une insensibilité acceptable vis-à-vis de la variation de la charge.

Mots clés : Machine asynchrone, commande vectorielle, Filtre de Kalman étendu (EKF), modélisation, observateurs, systèmes stochastiques.