



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

BOUSSAMA Hamza

HAMDAOUI Imadeddine

THEME

**Commande sans capteur de vitesse
du moteur à induction utilisant
le Filtre de Kalman étendu**

Soutenu le .../07/2021 devant la commission d'examen composée de :

Dr. Boutaba Tarek	MCA à l'Université de Khenchela	Président
Dr. KHEMIS Abderrahmane	MCB à l'Université de Khenchela	Encadreur
Dr. Beddiaf Yassine	MCA à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2020/2021

Remerciements

Nous remercions tout d'abord ALLAH le tout puissant qui nous a guidés pour accomplir ce travail. Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur : Monsieur KHEMIS ABDERRAHMANE, qui a assumé la direction de ce travail. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour son dévouement, sa patience, sa disponibilité, et son aide constante qu'il nous a apporté tout au long de ce travail.

Enfin, nous tenons à remercier également tous mes collègues de La promotion 2020-2021 pour leur aide inestimable.

DEDICACES

*À mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse,
leur soutien et leurs prières tout au long de mes études.*

À mes frères

À toute ma famille

*À mon binôme : **IMAD** et sa famille, j'ai vécu une belle année grâce à vous
et j'en garderais sans aucun doute notre amitié solide.*

*À mon encadreur : **KHEMIS ABDERRAHMANE** Merci beaucoup à
vous.*

À mes amies :

Choukri, Miloud Hafsaoui et Boating.

Et Tous mes amies.

Je dédie cet humble travail.

HAMZA

DEDICACES

*À mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse,
leur soutien et leurs prières tout au long de mes études.*

À mes frères

À toute ma famille

*À mon binôme : **HAMZA** et sa famille, J'ai vécu une belle année grâce à
vous et j'en garderai sans aucun doute notre amitié solide.*

*À mon encadreur : **KHEMIS ABDERRAHMANE** Merci beaucoup à
vous.*

À mes amies :

Adel Zerari ,Saleh Athmani,Nacer Bendjah,Seif Rahali

,Yatou ,Hichem ,Zeroual.

Et Tous mes amies.

Je dédie cet humble travail.

IMAD



Table de matières

Table de Matières

- ✚ Remerciements
- ✚ Dédicaces
- ✚ Sommaire
- ✚ Index des notations
- ✚ Liste des figures

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I: Modélisation De La Machine Asynchrone

INTRODUCTION.....	3
I.1 GENERALITES SUR LES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASEES.....	4
I.1.1 Définition	4
I.1.2 Description de la M.A.S Triphasée.....	4
I.2 MODEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE	5
I.2.1 Hypothèses simplificatrices	5
I.3 EQUATIONS GENERALE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	6
I.3.1 Équations électriques	6
I.3.2 Équations magnétiques	7
I.3.3 Équation mécanique.....	8
I.4 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (D,Q).....	8
I.4.1 Transformation de PARK.....	8
I.4.2. Choix du référentiel	10
I.5 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	10
I.6 SIMULATION DU MODELE	13
I.7 MODELISATION DE L' ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ...	15
I.7.1 Modélisation du redresseur	16
I.7.2 Modélisation du filtre	17
I.7.3 Modélisation de l'onduleur triphasé	19
I.7.4 Principe de la stratégie sinus-triangle	22
I.7.5 Simulation du modèle machine-onduleur	24
I.8 CONCLUSION	27

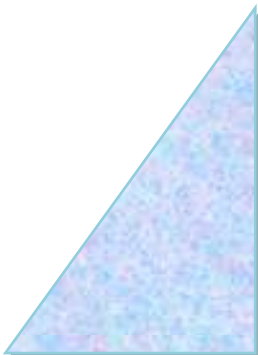
CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

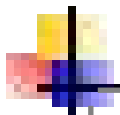
INTRODUCTION :	28
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :	28
II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :	29
II.3 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE :	31
II.3.1 Calcul des régulateurs :	35
II.4 SCHEMA DE SIMULATION DE LA CVI :	39
II.5 RESULTATS DE SIMULATION DE LA CVI :	39
II.5.1 Interprétation des résultats	40

CHAPITRE III : APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU (EKF) A LA MCHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION	42
III.1 CAPTEUR, ESTIMATEUR OU OBSERVATEUR : QUE CHOISIR?	43
III.2 OBJECTIFS DES OBSERVATEURS	43
III.2.1 Surveillance	43
III.2.2 Détection de défaillances	44
III.2.3 Commande	45
III.3 PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR	46
III.3.1 CLASSIFICATION DES OBSERVATEURS	48
III.3.2 EN FONCTION DE LA NATURE DE SYSTEME	48
III.3.3 EN FONCTION DE LA DIMENSION DU VECTEUR D'ETAT	49
III.3.4 EN FONCTION DE L'ENVIRONNEMENT	49
III.4 FILTRE DE KALMAN	53
III.4.1 Modèle stochastique	53
III.4.2 Détermination des covariances de bruit et mesure Q R	56
III.4.3 Filtre de Kalman étendu	56
III.5 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS	60
III.5.1 Tests de robustesse pour les faibles vitesses	61
III.5.2 Tests de robustesse pour une variation paramétrique	62
III.6 CONCLUSION	63

CONCLUSION GENERALE	64
BIBLIOGRAPHIES	65
ANNEXES	69





Notations et symboles

NOTATIONS ET SYMBOLES

ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique
ω_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement.
ω	Vitesse angulaire électrique rotorique.
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
$[R_s]$	Matrice des résistances statorique.
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique.
M_0	Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.
$L_s = l_s - m_s$	Inductance propres cyclique statorique.
$L_r = l_r - m_r$	Inductance propres cyclique rotorique.
$M = \frac{3}{2}M_0$	Mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
V_{ds}, V_{qs}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
C_{em}	Couple électromagnétique.

C_r	Couple de charge (résistant).
J	Inertie totale du système.
f_v	Coefficient de frottement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
θ_{OBS}	Angle de rotation lié au référentiel d'observation.
θ_s	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator
θ_r	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor
θ	Angle de rotation du rotor par rapport au stator
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques.
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	Coefficient de dispersion de Blondel.
CVI	Commande vectorielle indirecte
FKE	Filtre de Kalman Etendu

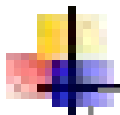


Liste des figures

Liste des figures

FIG.I.1:	CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	5
FIG.I.2:	REFERENTIELS : TRIPHASE (A,B,C)_FIXE (A,B)_TOURNANT (D,Q)	6
FIG.I.3:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE TRIPHASEE ET BIPHASEE EQUIVALENTE	9
FIG.I.4:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN BOUCLE OUVERTE	13
FIG.I.5:	REPONSE DE LA MACHINE EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	14
FIG.I.6:	REPONSE DE LA MACHINE AVEC APPLICATION D'UNE CHARGE $C_r = 10 N.m$ A $t = 0.6s$	15
FIG.I.7:	SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE	16
FIG.I.8:	REPRESENTATION DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES	17
FIG.I.9:	FILTRE TYPE LC	18
FIG.I.10:	RESULTATS DE SIMULATION DE L'ENSEMBLE REDRESSEUR-FILTRE.....	19
FIG.I.11:	SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MAS	20
FIG.I.12:	PRINCIPE DE LA MODULATION MLI TYPE SINUS-TRIANGLE	22
FIG.I.13:	MODULATION MLI SINUS-TRIANGLE	23
FIG.I.14:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE	23
FIG.I.15:	TENSION TRIPHASEE GENeree PAR L'ONDULEUR MLI.....	24
FIG.I.16:	REPONSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	25
FIG.I.17:	REPONSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR AVEC $C_r = 10 N.m$ A $t = 0.6s$	26
FIG.II.1:	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	30
FIG.II.2:	SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	32
FIG.II.3:	RECONSTITUTION DES TENSIONS V_{ds}^* ET V_{qs}^*	34
FIG.II.4:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE.....	35
FIG.II.5:	DECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE.....	35
FIG.II.6:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE VITESSE	37
FIG.II.7:	SCHEMA DE LA COMMANDE DECOUPLEE PAR ORIENTATION DE FLUX	38
FIG.II.8:	SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECT	39
FIG.II.9:	PROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE.....	40

FIG.II.10:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC CVI (IFOC)	40
FIG.III.1	UN OBSERVATEUR UTILISE POUR LA SURVEILLANCE DE PROCESSUS.	44
FIG.III.2	UN OBSERVATEUR UTILISE DANS UN SYSTEME POUR LA DETECTION DES DEFAILLANCES.	45
FIG.III.3	UN OBSERVATEUR DANS UNE BOUCLE DE COMMANDE [20], [17].....	46
FIG.III.4	SCHEMA DE PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR.....	47
FIG.III.5	SCHEMA DE PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR.....	50
FIG.III.6	STRUCTURE DE L'OBSERVATEUR ADAPTATIF	51
FIG.III.7	STRUCTURE MRAS	52
FIG.III.8	SCHEMA GENERAL DU FILTRE DE KALMAN DISCRET.....	55
FIG.III.9	LA STRUCTURE GLOBALE DU FKE	56
FIG.III.10	REGULATION DE VITESSE PAR LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (CVI) SANS CAPTEUR UTILISANT LE FILTRE DE KALMAN.	60
FIG.III.11	RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE BASEE SUR FILTRE DE KALMAN ETENDU A VIDE ($CR=0$ NM)	61
FIG.III.12	RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE BASEE SUR FILTRE DE KALMAN ETENDU A BASSE VITESSE ($CR=0$ NM)	62
FIG.III.13	VARIATION DE RR ET DE RS	63
FIG.III.14	VITESSE ROTORIQUE	63
FIG.III.15	ERREUR D'ESTIMATION DE LA VITESSE.....	64
FIG.III.16	FLUX ROTORIQUE.....	65



Introduction générale

Introduction générale

Historiquement, la machine à courant continu était la reine du domaine des entraînements à vitesse variable, avec tous les problèmes et les inconvénients qu'un moteur de ce genre peut causer tel que : coût de fabrication, coût d'entretien, faible couple, etc. Le développement des convertisseurs statiques de fréquences a permis l'utilisation des machines synchrones, et enfin, et grâce à la mise au point de nouvelles stratégies de commande implantable sur microprocesseur, la machine asynchrone a été largement utilisée. L'utilisation tardive de la machine asynchrone est due à cause de sa complexité de commande.

La machine asynchrone, de par sa construction et sa robustesse, assure une large plage d'application au domaine de l'industrie. Son exploitation pour fournir de l'énergie mécanique est excellente, mais malheureusement sa commande est relativement complexe, le couple et le flux sont fortement couplés car les deux grandeurs dépendent à la fois des courants statoriques et rotoriques, ce qui donne à la machine son caractère multivariable et non linéaire.

Dans les variateurs de vitesse pour commande de moteur asynchrone où la commande vectorielle est utilisée la boucle de la vitesse est basée sur la mesure de la vitesse du rotor est fournie par un capteur de vitesse.

Or ces capteurs nécessitent une place pour leur installation et posent beaucoup de difficultés liées à leur montage (montage sur bride des codeurs à en haut d'arbre et le montage en porte à faux des codeurs à arbre creux). Ils sont sensibles aux vibrations de l'arbre et leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques.

On essaye donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse de la machine.

En effet le contrôle sans capteur est défini comme étant, un système de commande où les paramètres mécaniques à savoir la vitesse et le couple ne sont pas directement mesurés mais estimés. L'information de vitesse peut être déduite du modèle de la machine asynchrone en utilisant le critère de Lyapunov.

Cependant le contrôle sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec capteur mécanique.

Il existe plusieurs méthodes pour la reconstitution de la vitesse :

- Estimation en boucle ouverte basée sur la connaissance des tensions et des courants.
- Estimateurs basés sur l'analyse des harmoniques (calcul de l'harmonique d'ordre 3).

- Estimateurs basé sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS).
- Utilisation de l'observateur adaptatif et filtre de Kalman étendu.
- Emploi d'observateurs basés sur l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiels).

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 répartie en deux parties, dans la première partie on donne un description générale 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) , la deuxième parties est consacrée à l'application du filtre de Kalman étendu à la machine asynchrone pour l'estimation de la vitesse .

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.



Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction

La machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché dans le domaine de la vitesse variable grâce à sa simplicité structurelle, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle.

Le système d'entraînement de la machine asynchrone (MAS) intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place du fonctionnement de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement.

Ainsi, le développement rapide de l'électronique de puissance et des microprocesseurs a fourni un moyen économique pour la mise en œuvre de ces techniques de contrôle. Par conséquent, un modèle précis qui représente bien la machine à induction est nécessaire pour permettre une conception correcte du système de contrôle et d'observation.

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

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc... [1]

Dans ce chapitre, nous présentons mathématiquement, du point de vue automatique, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de modèle d'état. Généralement, ce modèle est défini dans un référentiel biphasé (tournant) d'axes (d, q) . Ce référentiel est défini à partir du référentiel triphasé naturel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adaptées [2].

I.1 Généralités sur les machines asynchrones triphasées

I.1.1 Définition

La MAS est une machine à courant alternatif est caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant à l'entrefer.

La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

I.1.2 Description de la M.A.S Triphasée

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

L'application adéquate d'une tension de pulsation ω_s aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique tournant. Ce champ tourne mécaniquement à la vitesse de synchronisme $\Omega_s = \omega_s / p$. Le rotor de la machine tourne à une vitesse mécanique Ω inférieure à la vitesse de synchronisme ($\Omega < \Omega_s$). Le rotor perçoit donc un champ glissant à la vitesse relative $\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega$.

Puisque :

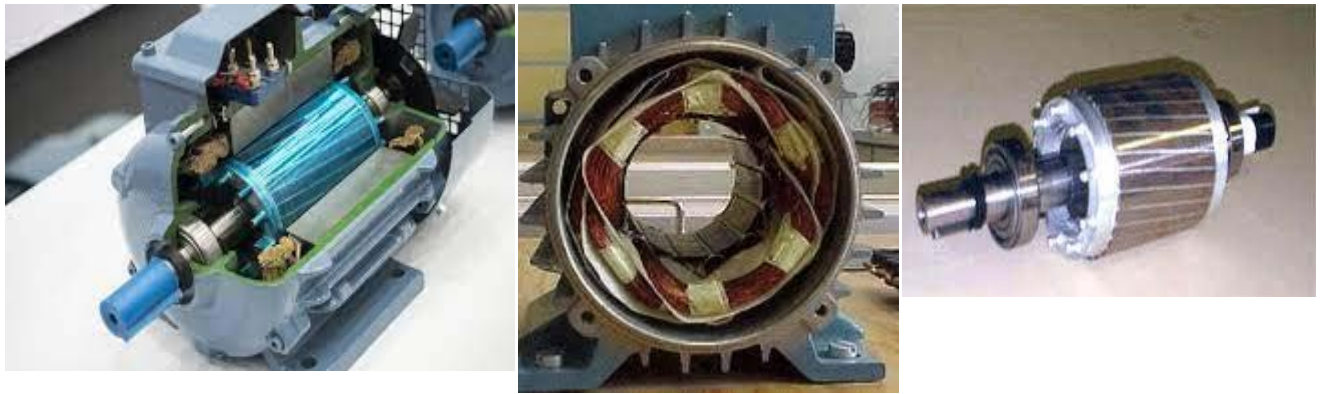
$$\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega \Rightarrow \omega_{gl} = \omega_s - \omega \quad \text{I.1.}$$

Alors, $\omega + \omega_{gl} = \omega_s$, et donc :

$$\omega_{gl} = g \omega_s \quad \text{I.2.}$$

avec

$$\Omega_s = \omega_s / p, \quad \omega_{gl} = p \Omega_{gl} \quad \text{et} \quad \omega = p \Omega$$



1. Machine asynchrone

2. Stator

3. Rotor

Fig.I.1: Construction de la machine asynchrone

I.2 Model de la machine asynchrone

Modéliser consiste à mettre en équations les différents paramètres d'un système. A l'issue de cette opération on se trouve au problème suivant : plus le modèle se rapproche de la réalité, plus il devient complexe et demande des moyens de calcul très importants, par contre si le système est simplifié, les calculs deviennent faciles mais on s'éloigne de la réalité. Un choix judicieux consiste à idéaliser la machine et par conséquent garder les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires. Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique. Pour ce faire nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices sur les quelles se basera notre étude [3].

I.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [4][5]:

- La machine est symétrique à entrefer d'épaisseur constante.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et a une perméabilité constante.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température tout en négligeant l'effet de peau et les pertes fer.
- Le bobinage triphasé et symétrique et la répartition de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale.

I.3 Equations générale de la machine asynchrone

La machine asynchrone est présentée schématiquement par la figure (I.2). Elle est munie de six enroulements [6]

- Trois enroulements (A, B, C) fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Trois enroulements (a, b, c) identiques décalés dans l'espace de 120°, ces enroulements sont en court-circuit avec une tension nulle à leurs bornes.

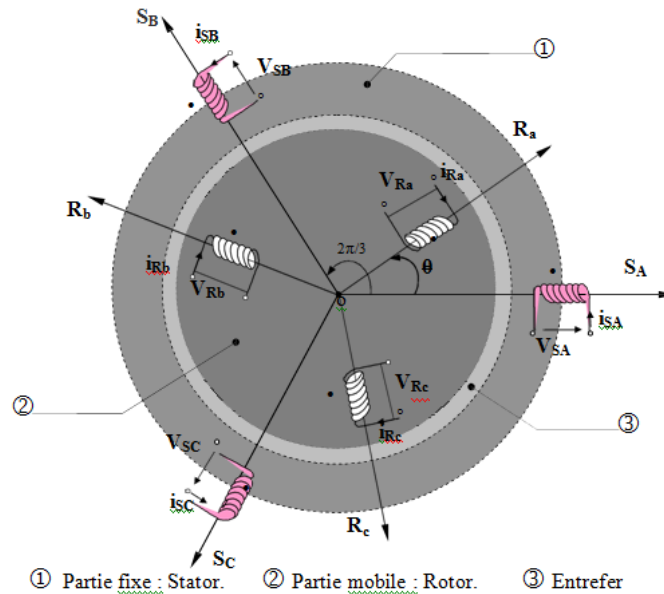


Fig.I.2: Référentiels : Triphasé (a,b,c)_Fixe (α,β)_Tournant (d,q)

I.3.1 Équations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \tag{I.3}$$

et spécifiquement, pour chaque enroulement de la machine on a :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \tag{I.4}$$

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \tag{I.5}$$

avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t, \quad [V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t \\ [I_s] &= [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t, \quad [I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t \\ [\Phi_s] &= [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t \\ [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^t$$

I.3.2 Équations magnétiques

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

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad \text{I.6.}$$

avec :

$$\begin{aligned} [M_{sr}] &= [M_{rs}]^t, \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix} \\ [M_{sr}] &= [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Les équations (I.4), (I.5) et (I.6) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad \text{I.7.}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad \text{I.8.}$$

I.3.3 Équation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad \text{I.9.}$$

La résolution analytique du système d'équations (I.7), (I.8) et (I.9) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position, ce qui conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position [7].

I.4 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d,q)

Etant donné que l'équation de la matrice des inductances mutuelles est à éléments non constant et que les coefficients des équations (I.7) et (I.8) sont variables, la résolution analytique de ce système se heurte alors à des difficultés insurmontables, particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoire. On utilisera alors des transformations mathématiques permettant 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 triphasé et qui reste valable pour la machine réelle [8].

I.4.1 Transformation de PARK

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation .

La transformation de park consiste à imaginer de remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent fixe à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée

Une matrice $P(\theta_{obs})$ de Park permet le passage des composantes X_{abc} , du système triphasé aux composantes X_{dq} tournant à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques, soit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I.10}$$

avec

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

La transformation inverse est donnée par

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

L'angle θ_{obs} correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec :

- $\theta_{obs} = \theta_s$ repère lié au stator
- $\theta_{obs} = \theta_r$ repère lié au rotor

La figure (I.3) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

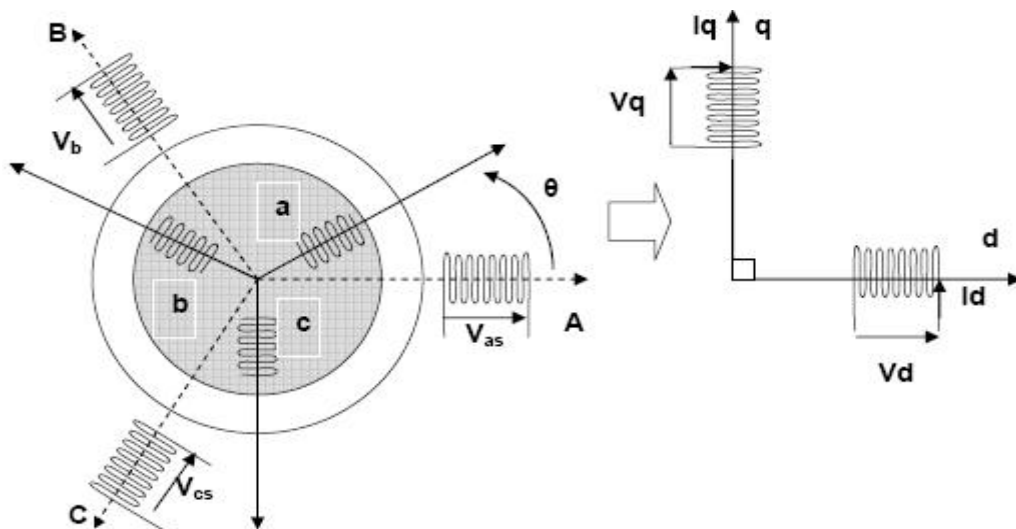


Fig.I.3: Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente

I.4.2. Choix du référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère qui se fait en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et d'autre part à la technique de commande.

Dans notre étude, le référentiel choisi sera lié au champ tournant, ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_{gl}) = \omega_s - \omega_{gl} \quad \text{I.13.}$$

I.5 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour un référentiel lié au champ tournant, Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante [3] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad \text{I.14.}$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad \text{I.15.}$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad \text{I.16.}$$

$$C_{em} = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad \text{I.17.}$$

$$C_{em} = pM (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad \text{I.18.}$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad \text{I.19.}$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans l'espace d'état par un système d'équations différentielles d'ordre 4 et une équation mécanique. Ce model permet de concevoir une représentation d'état pour la machine en choisissant deux variables d'état parmi quatre $(I_s, I_r, \Phi_s, \Phi_r)$. Les états utilisés sont ceux données au moins par une mesure d'état (I_s) tel que (I_s, I_r) , (I_s, Φ_s) et (I_s, Φ_r) .

Pour un vecteur d'état $[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ et une entrée de commande $[V_{ds}, V_{qs}]^t$, le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au champ tournant sera alors :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p\Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad \text{I.20.}$$

$$\text{Avec : } \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

D'une manière compacte, la machine peut être représenté par la relation suivant :

$$\frac{dX}{dt} = AX + Bu \quad \text{I.21.}$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & \Phi_{dr} & \Phi_{qr} \end{bmatrix}^T \text{ et } u = \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \end{bmatrix}^T \quad \text{I.22.}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{I.23.}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{I.24.}$$

En fin l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad \text{I.25.}$$

La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, dans ce travail seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

I.6 SIMULATION DU MODELE

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent d'étudier l'évolutions des grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

La figure (I.3) présente le schéma bloc de simulation de la machine asynchrone, montrant en détail le passage entre les grandeurs réelles et les grandeurs biphasés.

Etant donné que la machine est couplée directement au réseau, on a effectué deux essais typiques :

- Démarrage à vide de la machine asynchrone.
- Démarrage à vide puis application d'une charge.

Les résultats de simulation sont donnés aux figures (I.5) et (I.6), représentant l'évolution de quelques variables fondamentales telles que vitesse de rotation Ω , couple électromagnétique (C_{em}), flux (Φ_{dr} et Φ_{qr}) et courants (I_{ds} , I_{qs} et I_{as}).

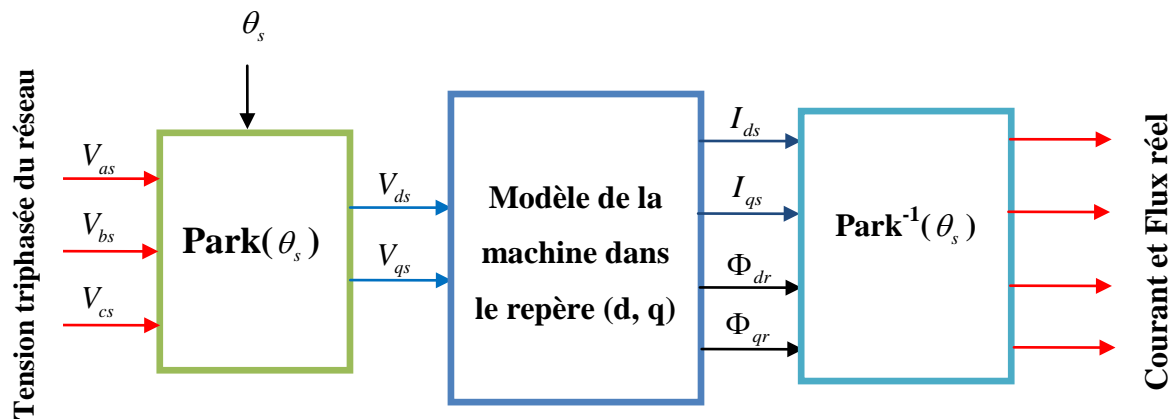


Fig.I.4: Algorithme de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte

- ◆ A vide ($C_r = 0$), figure (I.5)

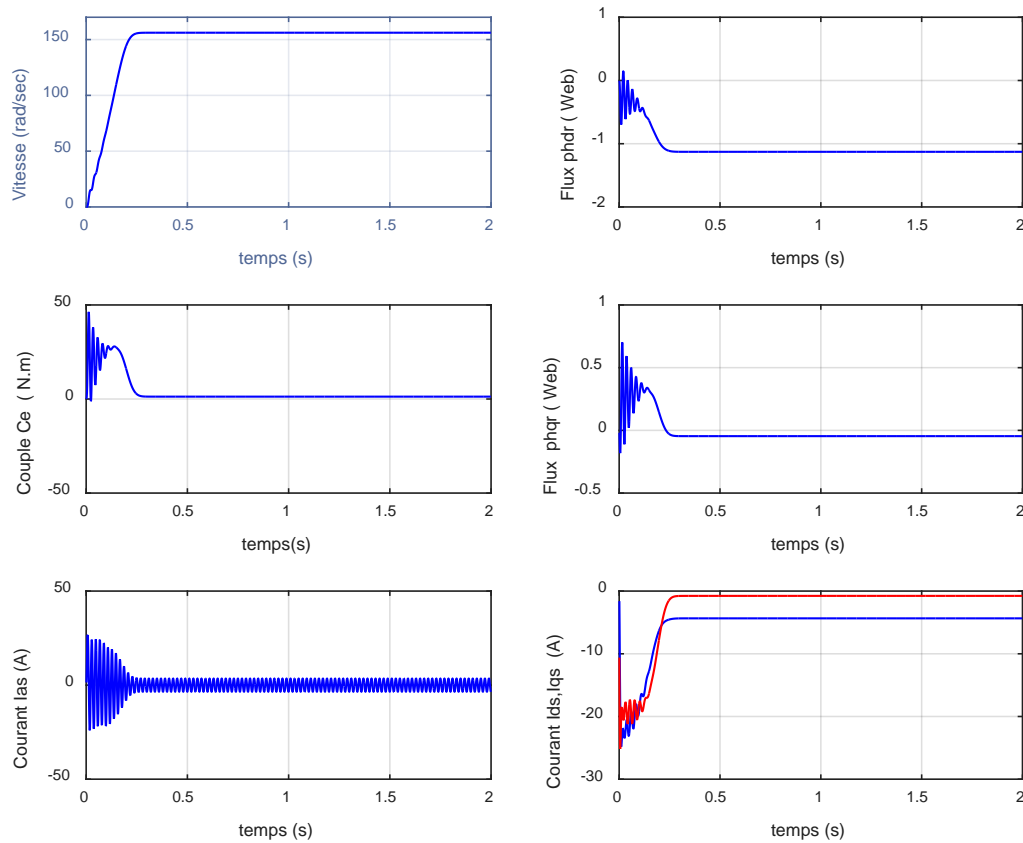


Fig.I.5: Réponse de la machine en fonctionnement à vide $C_r = 0$

On remarque que la courbe de vitesse augmente d'une manière presque linéaire jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur 157 rad/sec pendant un temps de 0.25 s. Au démarrage, le couple admet de fortes valeurs (fort appel de courant au démarrage pendant un bref instant) avec des oscillations puis se rétablit à une valeur presque nulle à $t = 0.25$ s. Concernant le flux rotorique, il possède une allure qui ressemble un peu à l'allure du couple électromagnétique, où au démarrage nous avons des oscillations, puis au régime permanent il s'établit à une valeur donnée. Le courant statorique I_{as} est fortement impulsif au démarrage (pour créer un fort couple), puis se stabilise à une valeur cinq fois inférieure à celle du démarrage. Les courants correspondants dans l'axe (d,q) seront bien sûr oscillatoire au démarrage puis s'établissent à des valeurs constantes.

- ◆ En charge ($C_r = 10 Nm$), figure (I.6)

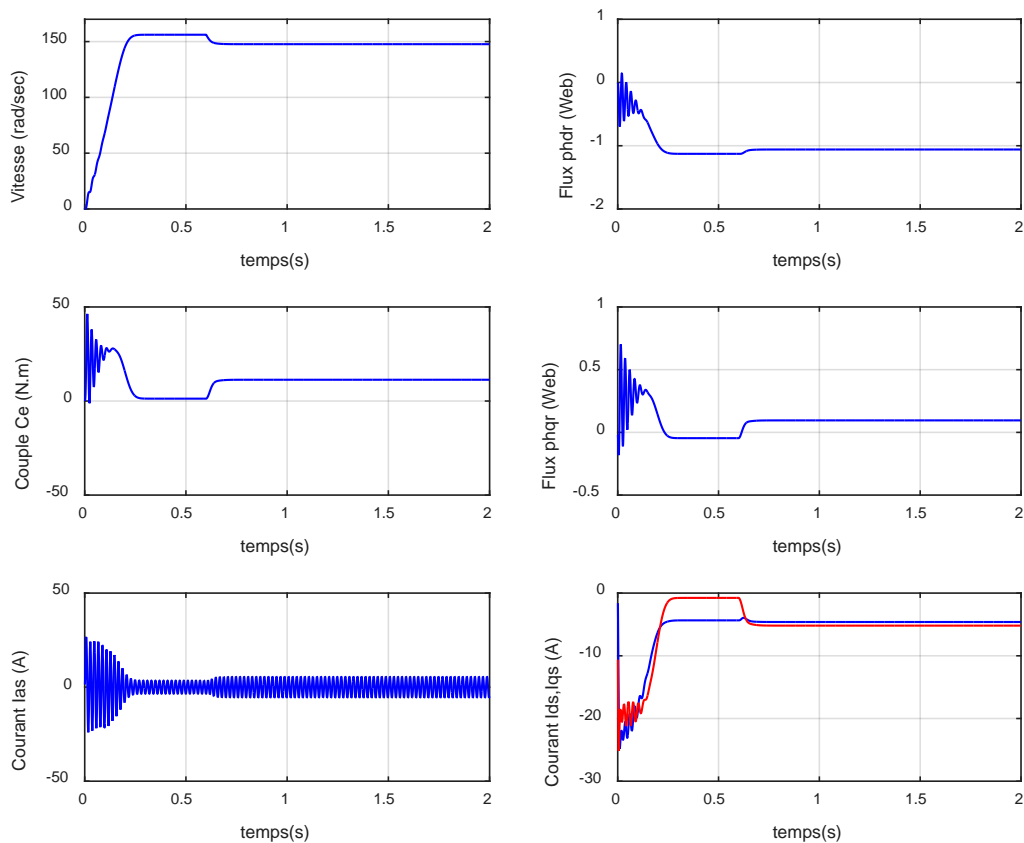


Fig.I.6: Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.6 \text{ s}$

On introduit maintenant un couple de charge $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 0.6 \text{ s}$, où on constate que la vitesse de rotation a été diminuée pendant l'application du couple de charge. On remarque également une augmentation du courant et une diminution du flux rotorique pendant cet intervalle de temps. Ces résultats de simulation montrent bien le fort couplage qui existe entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, ce qui présente une difficulté à commander la machine asynchrone.

I.7 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Afin de faire varier la vitesse et contrôler le couple du moteur asynchrone, il est nécessaire de faire varier simultanément l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation. Cela peut se faire par un onduleur de tension 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 par 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 [9].

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

Le convertisseur statique, est constitué :

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

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension (ou courant) d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanées, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitées. La figure (I.7) présente un système électromécanique mettant en oeuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension (ou de courant).

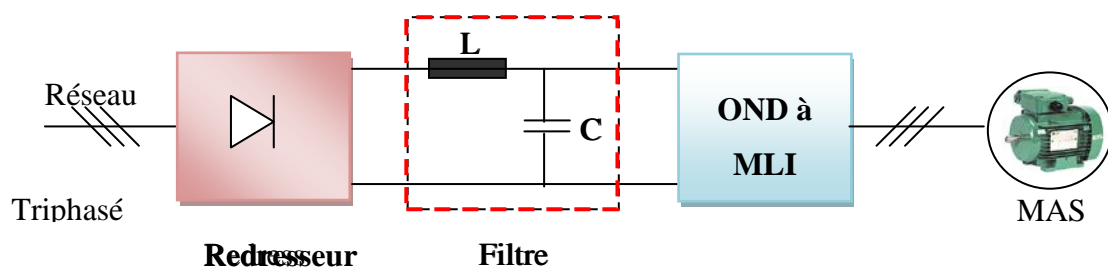


Fig.I.7: Schéma de principe de l'association convertisseur-machine

I.7.1 Modélisation du redresseur

La conversion d'énergie comprend la transformation et le contrôle de la puissance électrique avec des composants adaptés (diodes, ou autres semi-conducteurs), et inclut aussi d'autres équipements pour la mesure et le contrôle. La conversion de puissance alternative au continue «

AC/DC » est appelée redressement et l'appareil utilisé dans cette transformation est appelé redresseur [5]

La figure (I.8) représente Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes.

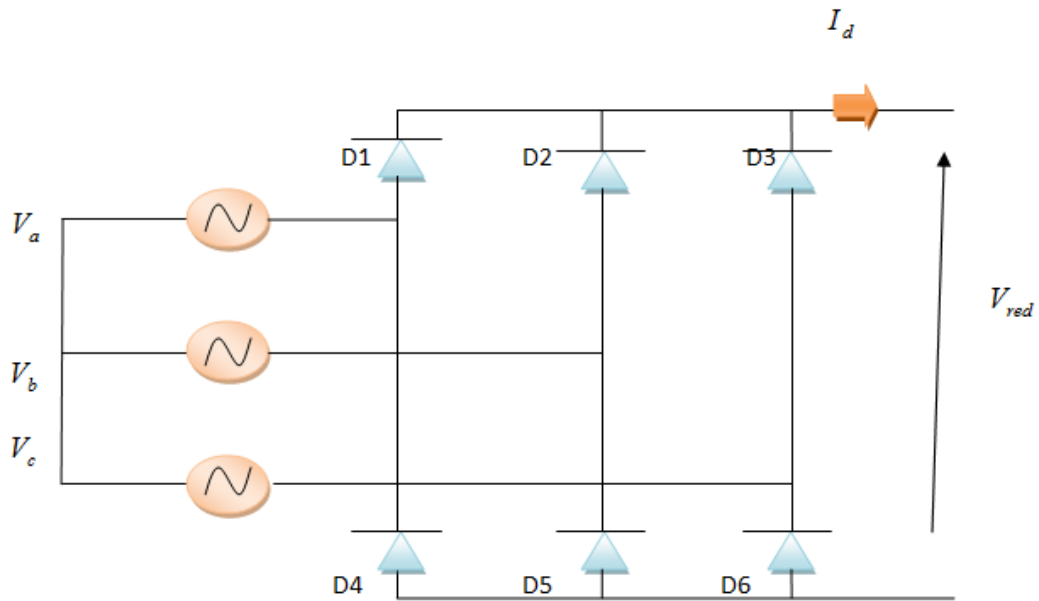


Fig.I.8: Représentation du redresseur triphasé à diodes .

Les tensions triphasées du réseau peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{I.26.}$$

I.7.2 Modélisation du filtre

A la sortie du redresseur, un filtre de type LC du deuxième ordre constitué par une inductance L_f en série avec une capacité C_f en parallèle, dont le rôle est de réduire les courants harmoniques produits par le découpage de l'onduleur et de filtrer les perturbations issues de la caténaire, et aussi de filtrer le courant de sortie du pont redresseur. [5]

La figure (I.9) représente filtre type LC.

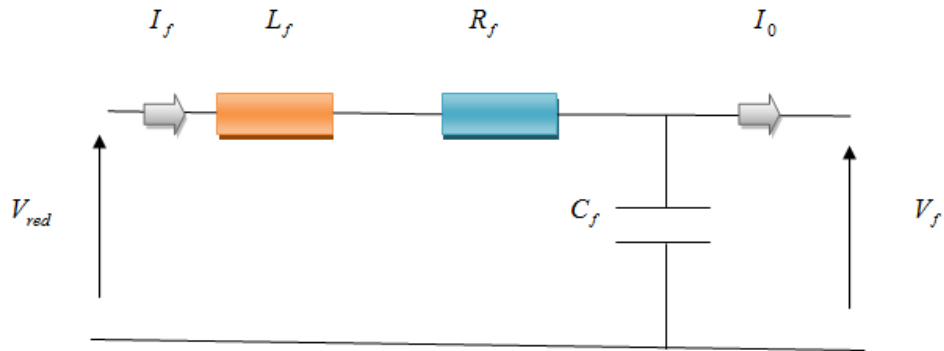


Fig.I.9: Filtre type LC

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_0) dt \end{cases} \quad \text{I.27.}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad \text{I.28.}$$

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

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad \text{I.29.}$$

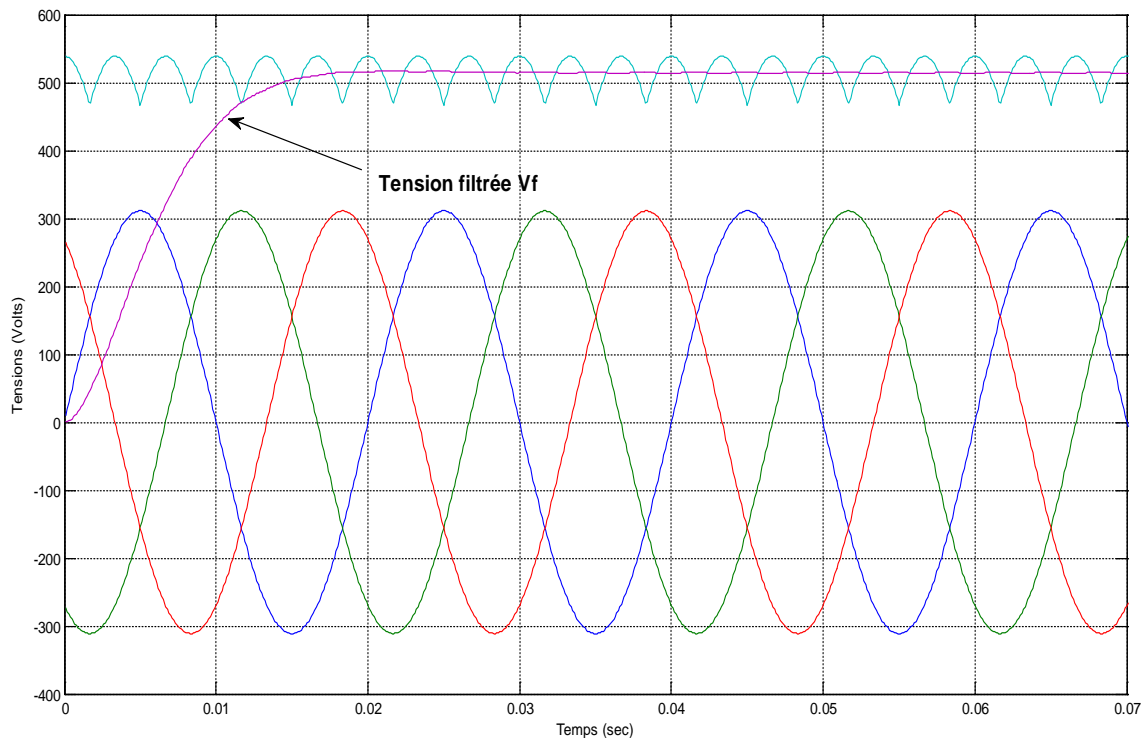


Fig.I.10: Résultats de simulation de l'ensemble Redresseur-Filtre

I.7.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

Le réglage de la vitesse rotorique d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et les tensions statoriques, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue.

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou thyristors pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On alimente le moteur asynchrone à partir d'un onduleur de tension. L'onduleur alimente le stator de la machine avec des tensions triphasées, carrées, de largeurs variables mais dont la composante fondamentale est sinusoïdale. Cette dernière permet de réaliser les variations de la vitesse de la machine.

La figure (I.11) présente un système mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de type M.L.I.

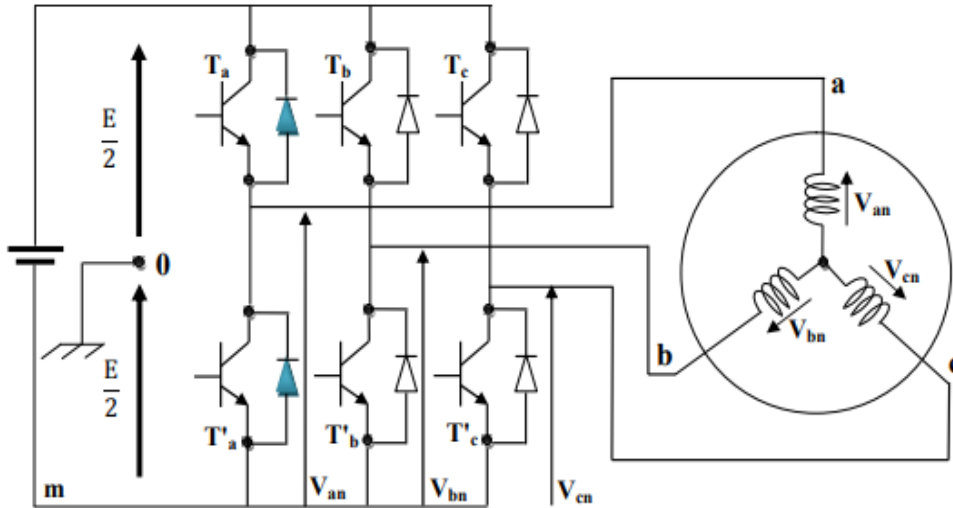


Fig.I.11: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension de la figure (I.11), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à $E/2$ connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1, T_i$ est passant et T'_i est ouvert ;

Si $S_i = 0, T_i$ est ouvert et T'_i est passant ;

avec $i = a, b, c$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad \text{I.30.}$$

où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu (figure I.11), et V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont des tensions prises par rapport au point milieu "O".

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad \text{I.31.}$$

avec, V_{no} la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif "O".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{I.32.}$$

En remplaçant l'équation (I.28) dans le système d'équations (I.27), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad \text{I.33.}$$

nous avons

$$V_{io} = S_i \cdot E - \frac{E}{2}$$

avec $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad \text{I.34.}$$

il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad \text{I.35.}$$

En remplaçant l'équation (I.29) dans l'équation (I.31), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{I.36.}$$

I.7.4 Principe de la stratégie sinus-triangle

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de tension suivant une séquence choisie permet la génération de tensions alternative à la sortie de l'onduleur. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) permet la génération de signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur de manière à générer les tensions alternatives triphasées pouvant alimenter la machine asynchrone.

Le principe de la commande MLI est présenté sur la figure (I.12) :

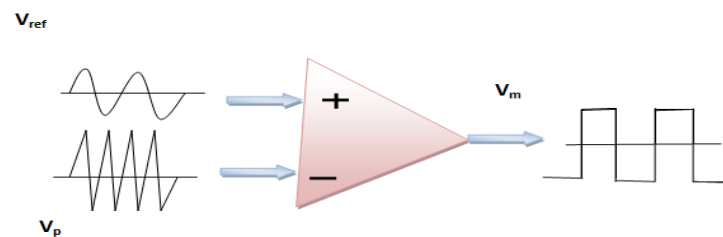


Fig.I.12: Principe de la modulation MLI type sinus-triangle

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m . La sortie du comparateur permet d'obtenir un signal MLI comme le montre la figure (I.13).

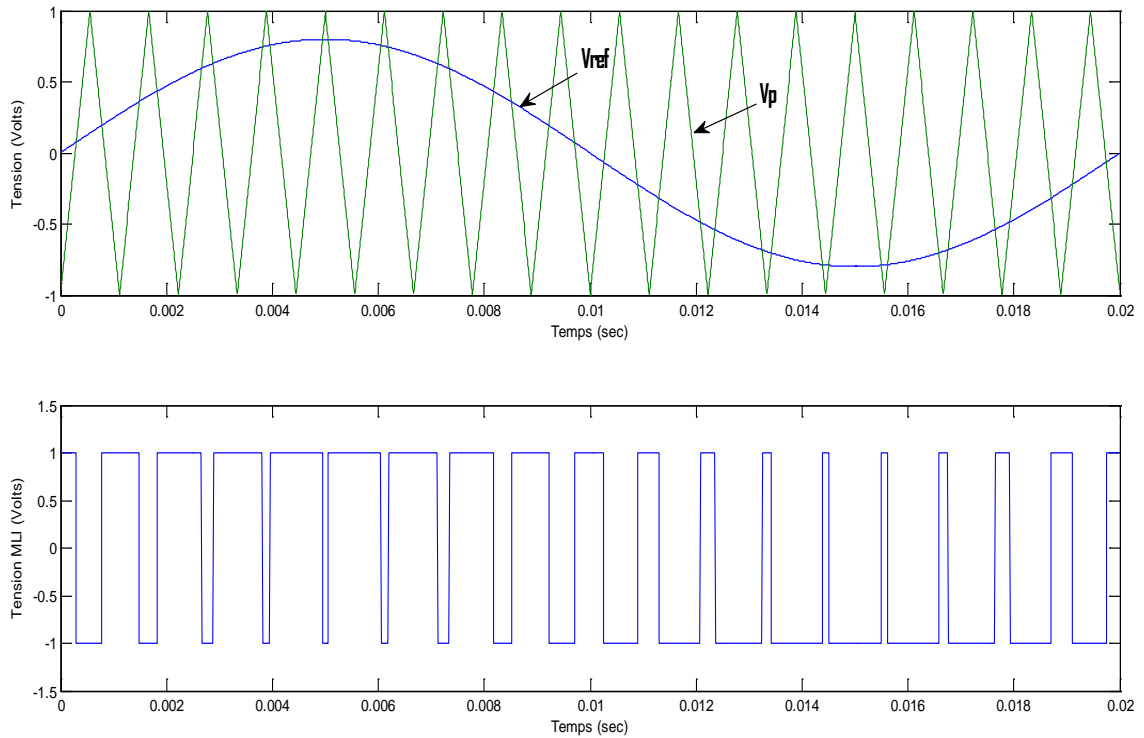


Fig.I.13: Modulation MLI sinus-triangle

L'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte est présenté sur la figure (I.14):

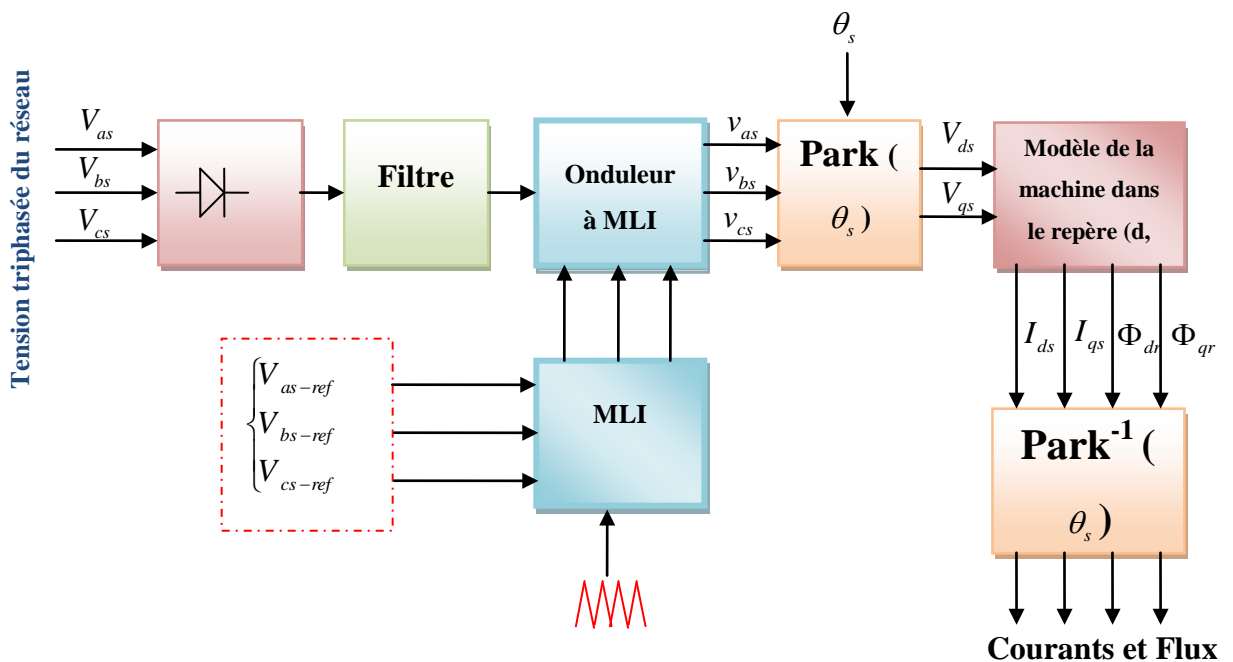


Fig.I.14: Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

I.7.5 Simulation du modèle machine-onduleur

Au modèle d'état de la machine donné par les équations (I.20) et (I.21) on associe l'ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable de la machine asynchrone. Les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentés par la figure (I.15). Les résultats de simulation sont présentés dans les figures (I.16) et (I.17).

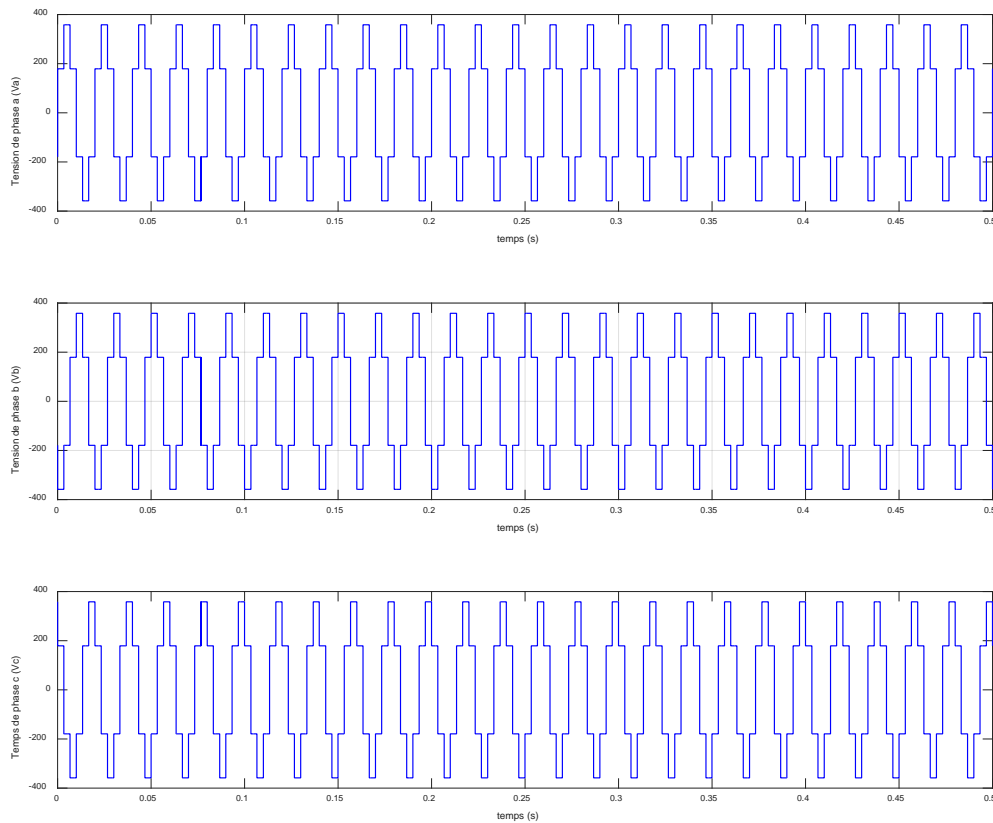


Fig.I.15: Tension triphasée générée par l'onduleur MLI

◆ A vide ($C_r = 0$), figure (I.15)

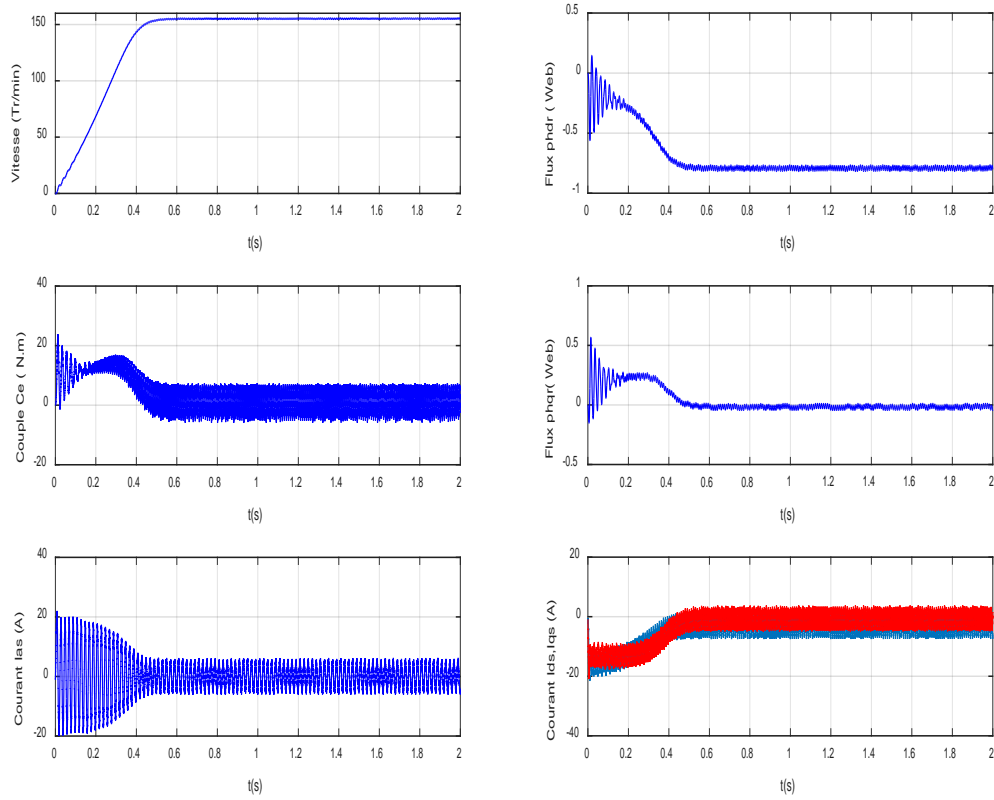


Fig.I.16: Réponse du système machine-onduleur en fonctionnement à vide $C_r = 0$

◆ En charge ($C_r = 10 Nm$), figure (I.17)

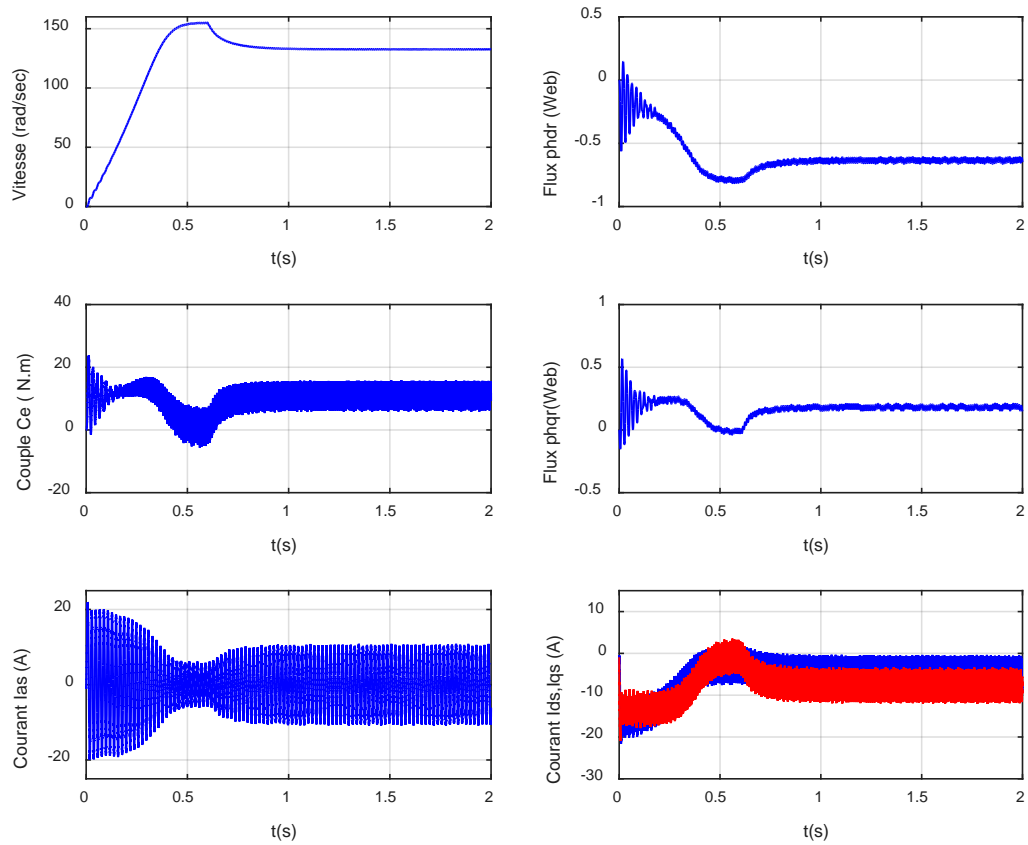


Fig.I.17: Réponse du système machine-onduleur avec $C_r = 10 N.m$ à $t = 0.6 s$

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre la modélisation de la machine asynchrone a été présentée. Cette modélisation est basée sur certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle présenté a été donné dans un repère biphasé général dans le but de réduire la complexité du modèle. Une transformation dite de Park a été utilisée pour assurer le passage entre les repères triphasé et biphasé.

Les résultats de simulation ont montré le comportement global de la machine asynchrone en présence et en absence d'un couple de charge. Deux cas de simulations ont été présentés :

- Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé
- Simulation de l'ensemble redresseur, filtre, onduleur MLI et machine asynchrone

Selon ces résultats, deux problèmes ont été constatés : La diminution de la vitesse de rotation lors de l'application d'une charge et le fort couplage entre le couple et le flux. Dans le but de remédier à ce problème et assurer le contrôle de la vitesse de la machine, une structure de commande en boucle fermée sera nécessaire, ce qui fera l'objet du deuxième chapitre.



Chapitre II

Commande vectorielle
de la machine asynchrone

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION :

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine.

Le but de ce chapitre est de présenter la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée commandée en tension [12].

II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

Par construction, la machine à courant continu produit un champ magnétique statorique toujours perpendiculaire au rotor, la position de ce dernier agissant sur la manière dont le stator est alimenté. La commande vectorielle cherche à reproduire cette configuration dans le cas des machines alternatives, qui sont globalement plus compactes et plus simples à construire.

La commande par orientation du flux consiste à régler par une composante du courant et le couple par l'autre composante, pour cela, il faut choisir un système d'axe (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Le but de la commande vectorielle est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple et du flux. Grâce à cette nouvelle technique de commande et au développement des microprocesseurs qui répondent aux exigences demandées en terme de quantité de calcul traité et de rapidité, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, ou de couple de la machine asynchrone avec des performances comparables à celles des machines à courant-continu .

La commande vectorielle peut être directe ou indirecte. Dans le cas de la commande directe la position et l'amplitude du flux rotorique sont calculés à partir des grandeurs estimées ou (rarement) mesurées, cependant un capteur de flux implanté au niveau de la machine, augmente l'encombrement de cette dernière et la rend moins pratique dans certaines applications. En revanche, dans la commande indirecte la position du flux rotorique est estimée à l'aide de la combinaison de l'angle de glissement calculée et de la position de la vitesse rotorique mesurée [13].

L'inconvénient de ces deux méthodes est la sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :

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

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple.

Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [14].

Un choix adéquat du référentiel (d, q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d) permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle deux courants orthogonaux (I_{ds} , I_{qs}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple figure (II.1).

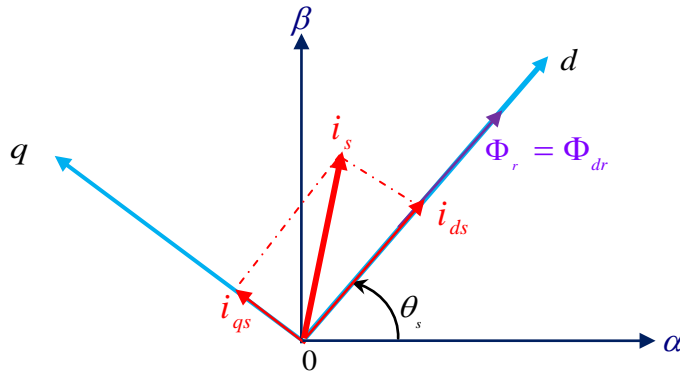


Fig.II.1: Principe de la commande vectorielle

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_{em} = k \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

Avec $k = \frac{p^2}{L_r J}$

Ceci simplifie le modèle d'équation (I. 20) comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p \Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{J L_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{II.4})$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

L'équation (II.5) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale.

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique. Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Deux méthodes de contrôle ont été utilisées, la méthode directe et la méthode indirecte.

II.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique :

Dans cette méthode (appelée slip frequency control) l'amplitude du flux rotorique n'est pas utilisée et on utilise seulement sa position calculée à partir des grandeurs de références. Alors, cette technique aura l'avantage de ne pas utiliser des capteurs de flux mais seulement l'utilisation de capteurs de vitesse rotorique.

Le schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone est présenté dans la figure (II.2).

Dans ce type de commande on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω telle que :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_{gl} + \omega \\ d'où & \\ \theta_s &= \int \omega_s dt = \int \left(\frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Le FOC (field oriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (V_{ds}^* , V_{qs}^* et ω_s). Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leurs valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des

régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle, on trouve la boucle de régulation du courant I_{ds} . Le courant I_{ds}^* de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter contre les frottements) pendant la marche normale [15].

La sortie du régulateur du courant I_{ds} donne la tension V_{ds} . Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée -triphasee.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as} , V_{bs} et V_{cs} [16][17].

• Principe du découplage par compensation :

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques sont déduites de l'équation (II.3) comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.8) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux

composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad \text{Et} \quad V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r figure (II.3).

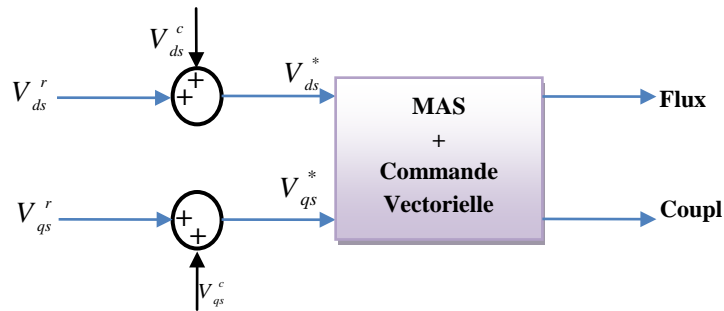


Fig.II.3: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.8) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la figure (II.4)

où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$.

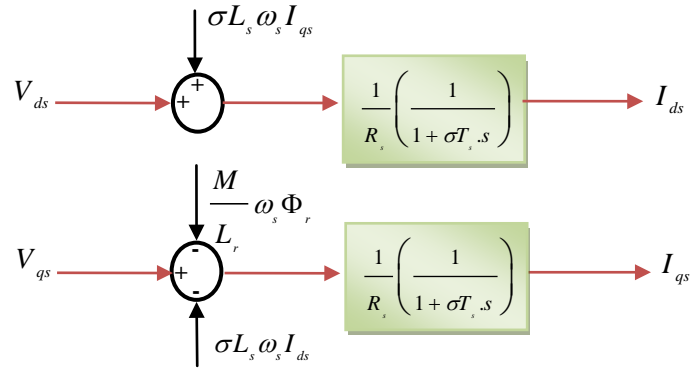


Fig.II.4: Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la figure (II.5).

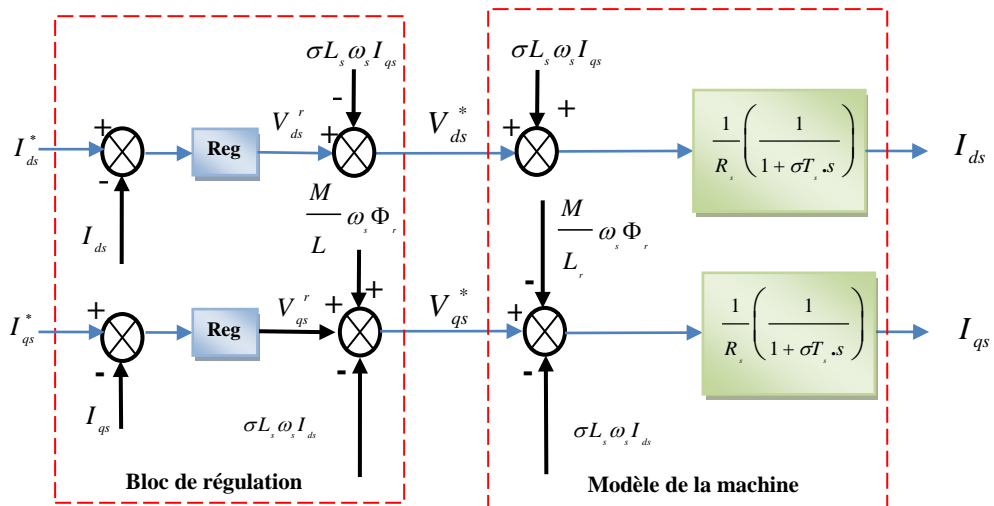


Fig.II.5: Découplage par addition des termes de couplage

II.3.1 Calcul des régulateurs :

Le dimensionnement du régulateur est basé sur la dynamique de la machine en boucle fermée par imposition de pôles. Pour ce fait, on calcule la fonction de transfert du système en boucle fermée, puis on identifie l'équation caractéristique avec le polynôme caractéristique désiré ayant des pôles complexes conjugués à parties réelles négatives $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ [18].

• **Régulation du courant :**

Du procédé du découplage, on abouti au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

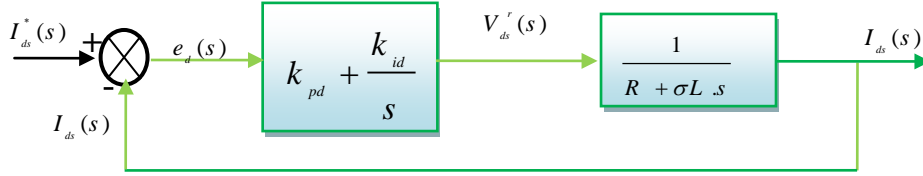


Figure II.6. Schéma fonctionnel de régulation de courant

Pour chacune des boucles de courants, on associe un régulateur de type proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à contrôler la stabilité de la boucle et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de sortie [16].

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension V_{ds}^r , nécessaire pour maintenir le flux de référence [19].

A flux constant égal à Φ_r^* , en supposant que le découplage est réalisé, on aura :

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}^r(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + \sigma T_s s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (\text{II.12})$$

L'expression du courant de référence est :

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \quad (\text{II.13})$$

La fonction du transfert en boucle fermé de la figure (II.6) est donnée par :

$$\frac{I_{ds}(s)}{I_{ds}^*(s)} = \frac{(k_{pd}s + k_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.14})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s} \quad (\text{II.15})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \tag{II.16}$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.15) et (II.16) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{id} = 2\sigma L_s \rho^2 \\ k_{pd} = 2\sigma L_s \rho - R_s \end{cases} \tag{II.17}$$

• **Régulation de la vitesse :**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f_v + J_s s} \tag{II.18}$$

Avec : $\omega = p\Omega$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la figure (II.7) :

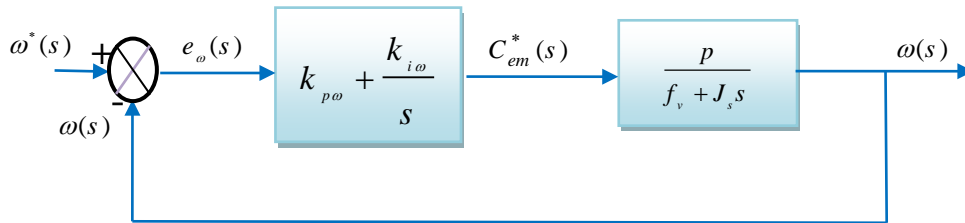


Fig.II.6: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction du transfert en boucle fermée de la figure (II.7) est donnée par :

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{(k_{p\omega} s + k_{i\omega}) \frac{p}{J}}{s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega} p}{J} \right) s + \frac{k_{i\omega} p}{J}} \tag{II.19}$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega} p}{J} \right) s + \frac{k_{i\omega} p}{J} = 0 \tag{II.20}$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \tag{II.21}$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.20) et (II.21) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2 \cdot J \cdot \rho^2}{p} \\ k_{p\omega} = \frac{2 \cdot \rho \cdot J - f_v}{p} \end{cases} \tag{II.22}$$

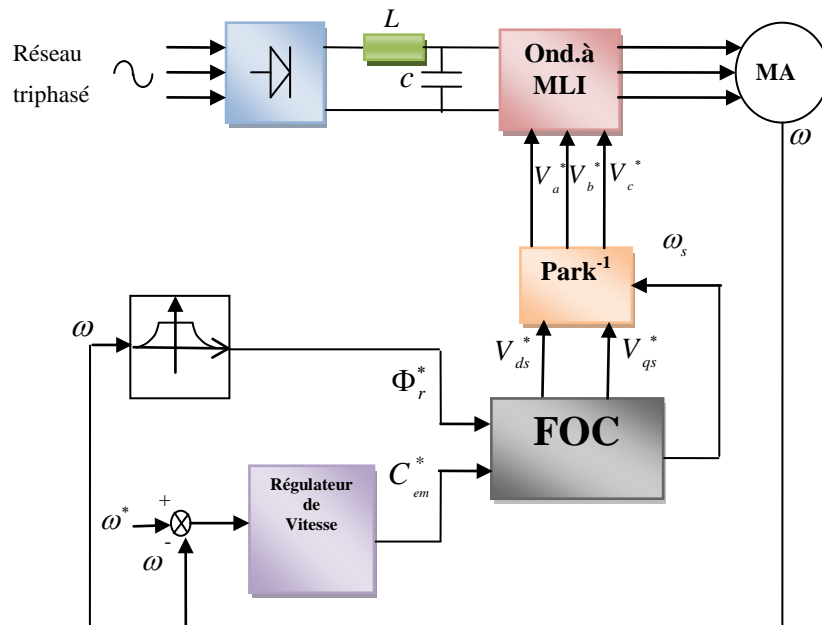


Fig.II.7: Schéma de la commande découplée par orientation de flux

II.4 SCHEMA DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :

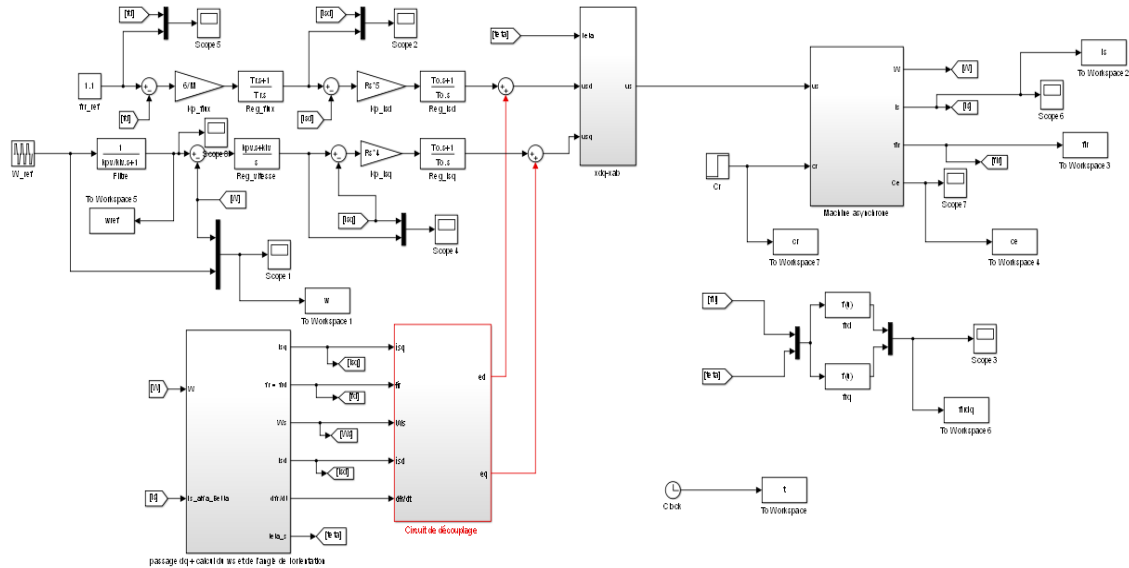


Fig.II.8: Schéma bloc de la commande vectorielle indirect

II.5 RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :

Pour montrer les performances et la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis la variation du couple de charge, des tests de simulation numériques ont été appliqués à une machine asynchrone à cage d’écureuil (MAS, « voir annexes ») dans les mêmes conditions de fonctionnements pour différents profil de vitesse.

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d’illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique pour un flux de référence de (1.1 Web). La figure (II.9) illustre le profil de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (5Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l’instant $t=9s$ on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à $t=13s$ on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.

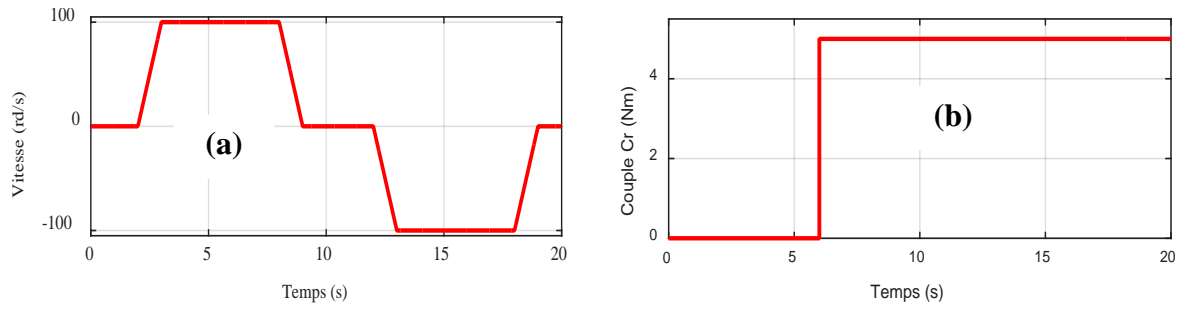


Fig.II.9: Profils de référence vitesse-Couple

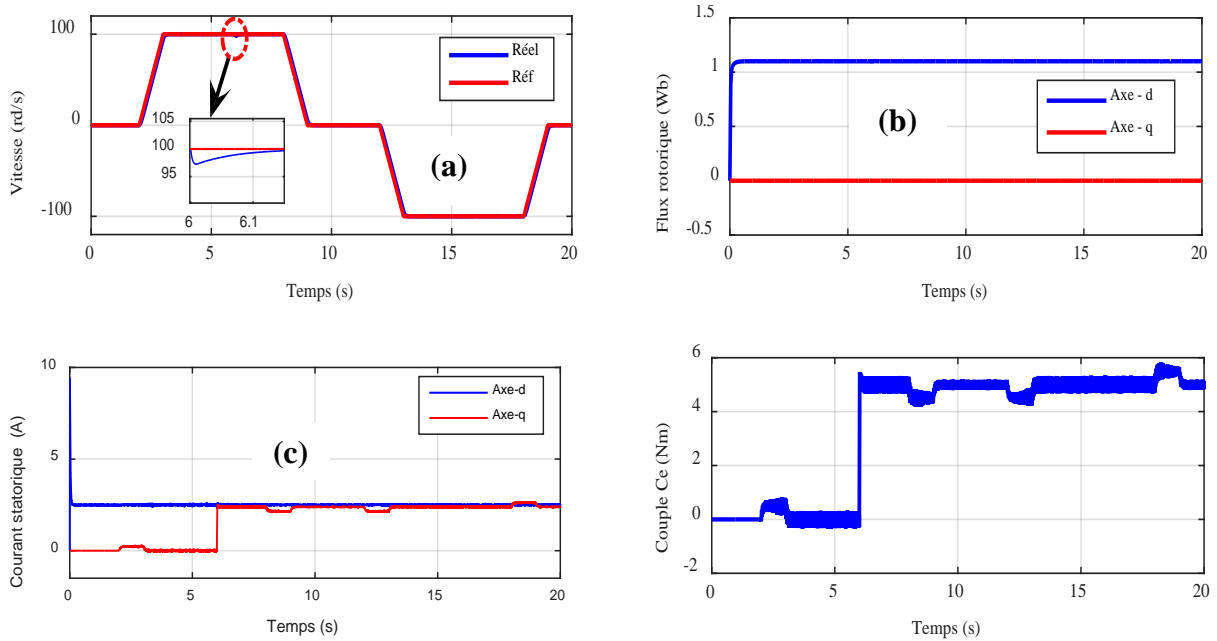


Fig.II.10: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

II.5.1 Interprétation des résultats

La figure (II-10a) montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l’action du régulateur, la figure (II-10b) montre que le découplage est bien assuré ou la composante le flux rotorique selon l’axe q est nulle alors que sa composante sur l’axe d est maintenue constante. Le découplage est bien assuré. La figure (II-10c) illustre le courant i_{ds} image du flux rotorique, qui est très peu perturbé pendant la phase d’inversion du sens de rotation, ce qui montre l’efficacité du découplage, alors que sa composante sur l’axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge.

Sur la figure (II-10a), on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l’application d’un couple de charge égale à 5 N.m. Ce qui rend cette méthode peu robuste.

II.7. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, la commande vectorielle ainsi que ses lois ont été étudiées et appliquées à la machine asynchrone. Le principe fondamental de cette commande était le découplage entre le couple et le flux. Deux types de commandes vectorielles ont été présentés, directe et indirecte. Les résultats de simulation que nous avons donnés sont relatifs à la commande vectorielle indirecte. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, le réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur (PI) donne des résultats acceptables.



Chapitre III

APPLICATION DU FILTRE
DE KALMAN ETENDU (EKF)
A LA MCHINE ASYNCHRONE

CHAPITRE III

APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU (EKF) A LA MCHINE ASYNCHRONE

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 [20], [21],[22],[23].

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.

Dans ce chapitre, nous exposons la méthode d'estimation de la vitesse à partir de l'algorithme du filtre de Kalman standard .nous déduisons par la suite l'algorithme du filtre de Kalman étendu appliqué aux systèmes non linéaires. Cette méthode sera exploitée pour l'étude d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse, La validation des résultats se fait par des simulations sous l'environnement MATLAB. .

III.1 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. [20], [24][25]

III.2 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.2.1 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[20], [26]

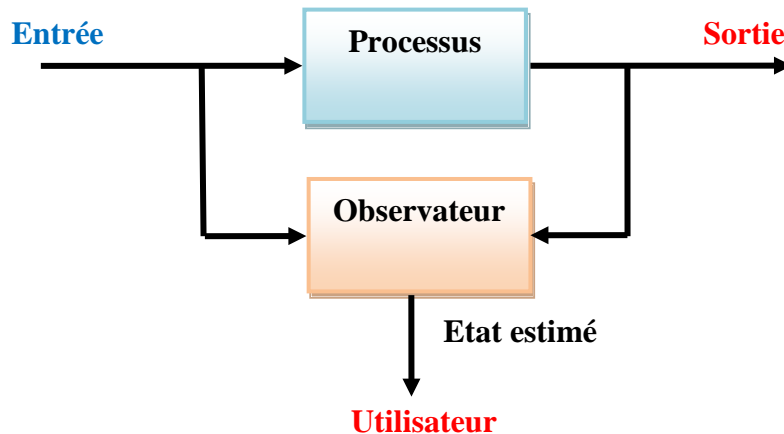


Fig.III.1 Un observateur utilisé pour la surveillance de processus.

III.2.2 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 [20], [25][27].

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 [20], [28].

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 [20], [29].

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 [20], [28].

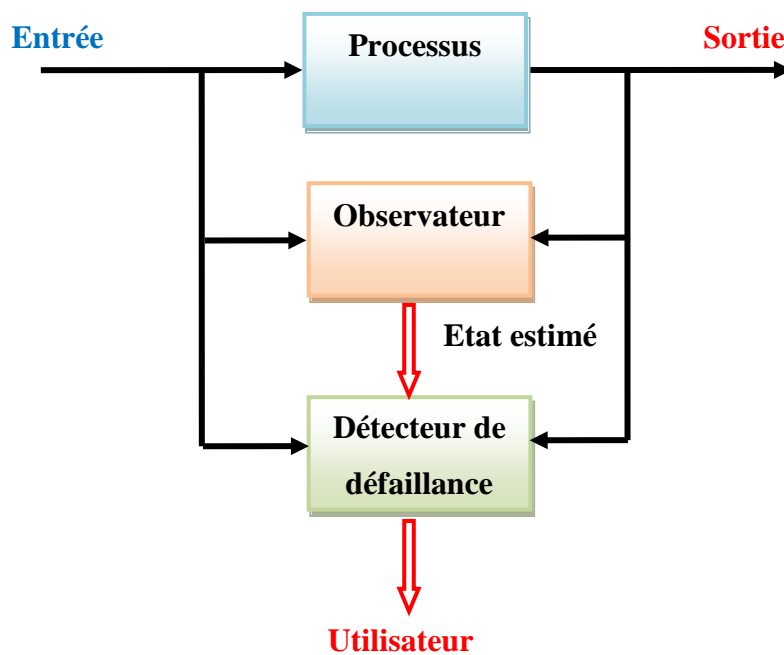


Fig.III.2 Un observateur utilisé dans un système pour la détection des défaillances.

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 [20], [28].

III.2.3 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 [20], [28].

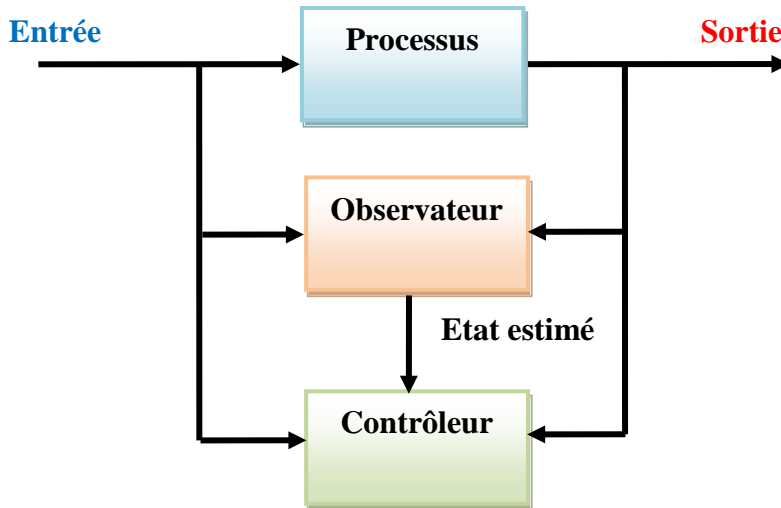


Fig.III.3 Un observateur dans une boucle de commande [20], [17].

III.3 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 [20], [30], [31]. 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). [20], [26]

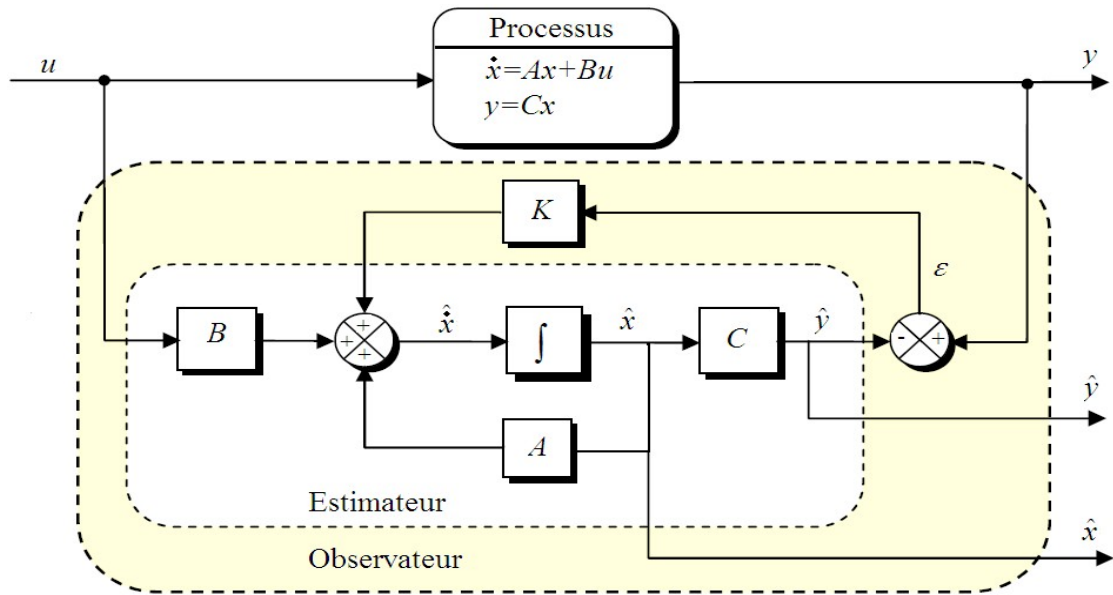


Fig.III.4 Schéma de principe d'un observateur

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 [20], [24], [32].

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 $\varepsilon = y(t) - \hat{y}(t)$. Celle-ci est multipliée par la matrice K et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés 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 :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \tag{III-1}$$

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

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A \hat{x}(t) + B u(t) \\ \hat{y}(t) &= C \hat{x}(t) \end{aligned} \quad (\text{III-2})$$

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. [20], [32]

III.3.1 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.3.2 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.3.3 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.3.4 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. [20], [28]

III.3.4.1 Observateur de Luenberger

L'observateur Luenberger constitue un estimateur en boucle ouverte décrit par l'équation caractéristique du système à observer et par une boucle de correction avec une matrice de gain K pour corriger l'erreur sur l'estimation.

La figure (III.5) illustre la structure d'un observateur de Luenberger.

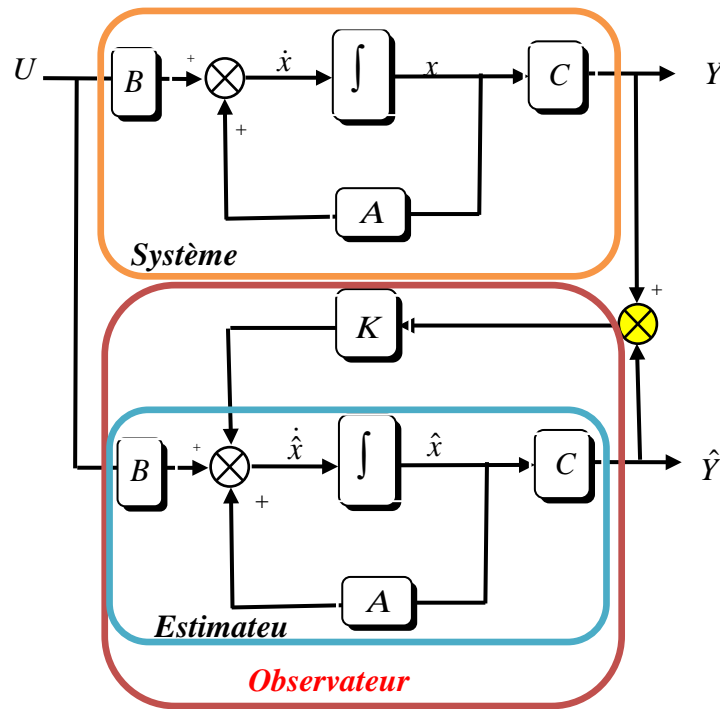


Fig.III.5 Schéma de principe d'un observateur

La mise en équation de l'observateur conduit à :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad \text{(III-3)}$$

Tel que :

$$\varepsilon = Y - \hat{Y} \quad \text{(III-4)}$$

En remplaçant l'équation (III.3) dans (III.4) on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A_0\hat{X} + BU + KY \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad \text{(III-5)}$$

Avec : $A_0 = A - KC$

A_0 : détermine la dynamique de l'observateur, elle est en fonction de la matrice de gain K.

Le choix de repère (α, β) lié au stator permet d'avoir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité d'observateur .

III.3.4.2 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 [20], [30]. La structure de l'observateur adaptatif est illustrée par la figure (III.6).

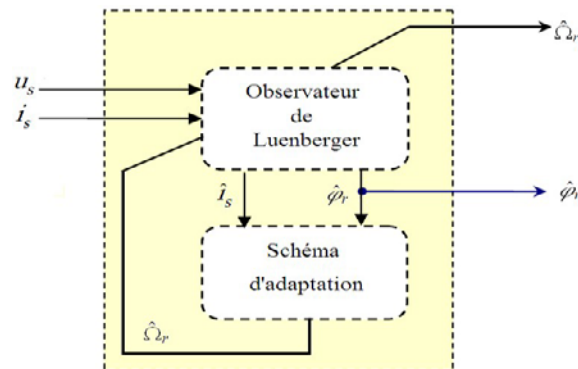


Fig.III.6 Structure de l'observateur adaptatif

III.3.4.3 Observateur MRAS

Le schéma de principe de cet observateur est illustré par la figure (III.7). 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 [20], [33]

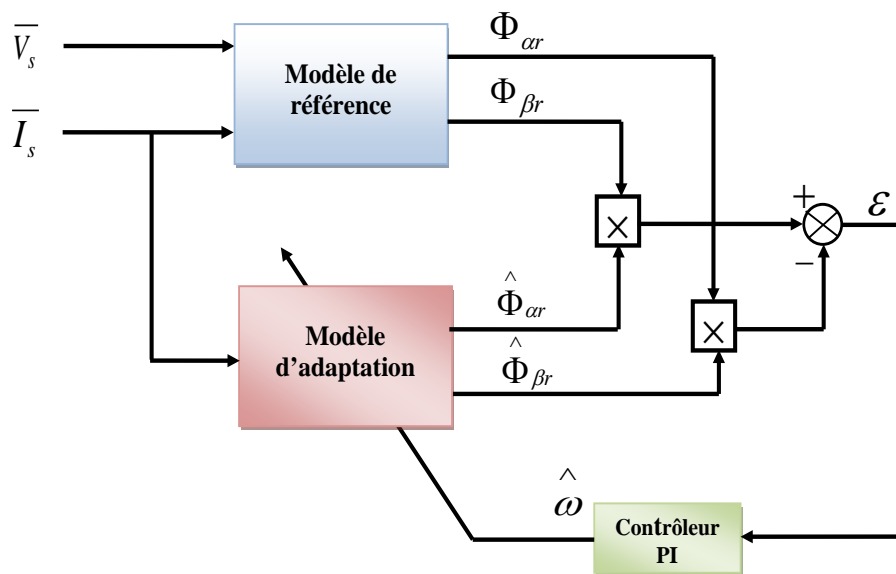


Fig.III.7 Structure MRAS

III.3.4.4 Observateurs de type stochastiques

Ces observateurs stochastiques donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques [20], [21]. 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... [20], [31].

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 [20],[24],[32].

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 [20], [24].

III.4 Filtre de Kalman

Le filtre de *Kalman* est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses notamment la présence de bruits. Le principe de base du filtre de *Kalman* est la minimisation, de la variance de l'erreur de mesure d'estimation basée sur l'état .

Dans le cas ou le système est perturbé par du bruit, il est possible de chercher une matrice de gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisation l'algorithme du filtre de Kalman [34].

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [35], [36] [37] :

- Sélection du modèle de la machine.
- Discrétisation du modèle du système.
- Détermination des matrices de covariances des bruits Q, R et d'état P.
- Implantation de l'algorithme du filtre de *Kalman*.

III.4.1 Modèle stochastique

Le choix du modèle d'état continu dans le repère statique en vue de l'estimation des variables d'états de la machine asynchrone à été effectuée au paragraphe (I.14) du premier chapitre.

Les différents signaux intervenant dans le modèle continu (I.21) sont donc échantillonnés à la période T [38], [39].

On pose alors :

$$\begin{aligned} X_k &= X(kT) \\ U_k &= U(kT) \\ Y_k &= Y(kT) \end{aligned} \tag{III-6}$$

Avec :

$$X_k = \begin{bmatrix} I_{sck} & I_{\beta sk} & \Phi_{crk} & \Phi_{brk} \end{bmatrix}^T \tag{III-7}$$

$$V_s = U_k = \begin{bmatrix} U_{csk} & U_{\beta sk} \end{bmatrix}^T \tag{III-8}$$

Le modèle discret de la machine asynchrone se déduit du modèle continu de l'équation (I.21) :

$$\begin{cases} X_{k+1} = AX_k + B_k U_k \\ Y_k = CX_k \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

$$\begin{aligned} A_k &= \exp[AT] \approx I + AT \\ B_k &\approx BT \\ C_k &= C \end{aligned} \quad (\text{III-10})$$

I : Matrice identité d'ordre 4

Il on ressort les matrices suivantes :

Avec :

$$A_k = \begin{bmatrix} 1+T \cdot \left[\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right] & 0 & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & T \cdot p\Omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 1+T \cdot \left[\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right] & -T \cdot p\Omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ T \cdot \frac{M}{T_r} & 0 & 1-T \cdot \frac{1}{T_r} & -T \cdot p\Omega \\ 0 & T \cdot \frac{M}{T_r} & T \cdot p\Omega & 1-T \cdot \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})$$

$$B_k = \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-12})$$

On introduit dans l'équation d'état du modèle un vecteur de perturbation W_k (bruit d'état) et un vecteur de bruit de mesure V_k le système s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k + W_k \\ Y_k = CX_k + V_k \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

Avec :

$W_k = W(kT)$: Bruits d'entrées (ou d'état)

$V_k = V(kT)$: Bruits de sortie

W_k et V_k caractérisées par :

On supposera que leurs valeurs moyennes sont nulles

$$\begin{aligned} E\{W_k\} &= 0 \\ E\{V_k\} &= 0 \end{aligned} \tag{III-14}$$

Leur covariance s'exprimant par :

$$\begin{aligned} E\{W_k W_j^T\} &= Q \cdot \delta_{kj} \\ E\{V_k V_j^T\} &= R \cdot \delta_{kj} \end{aligned} \text{ Où } k, j \in N \text{ et } \delta_{ij} \text{ est le symbole de Kronecker.} \tag{III-15}$$

Tel que :

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \tag{III-16}$$

L'état initial x_0 est une variable aléatoire d'espérance $x_{0/0} = E(x_0)$, de matrice de covariance $P_{0/0}$ connue, indépendante des bruits d'état et de mesure.

Où Q, R, P_0 sont des matrices symétriques définies positives

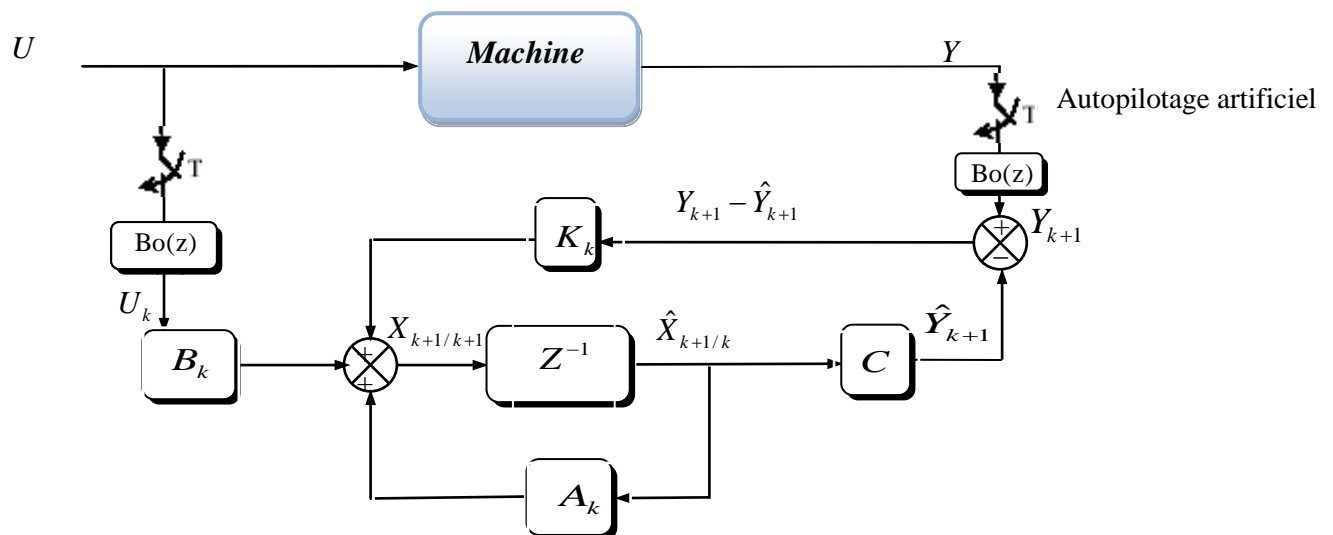


Fig.III.8 Schéma général du filtre de Kalman discret

III.4.2 Détermination des covariance de bruit et mesure Q R

Puisque la matrice de gain est prédéterminée par l’algorithme du filtre, les réglages s’opèrent alors uniquement sur les matrices de covariance Q et R du filtre. Cependant, ces ajustements peuvent conduire à un écart par rapport au réglage optimum surtout dans le cas du filtre étendu [40].

Les matrices Q et R sont le plus souvent choisies diagonales. Plus un élément de la matrice

Q sera grand et plus le filtre modifiera rapidement l’estimation de l’élément correspondant en fonction des résultats des mesures. Au contraire, plus un élément de la matrice R est grand et moins le filtre tiendra compte du résultat de la mesure correspondante.

III.4.3 Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman étendu réalise une estimation de l’état d’un processus non linéaire. Il permet notamment d’ajouter au vecteur d’état une autre variable que l’on désire estimer, il faut alors effectuer une linéarisation du système à chaque pas autour du point de fonctionnement défini au pas précédent [41], [42].

La figure (III.9) représente la structure globale de filtre de Kalman étendu.

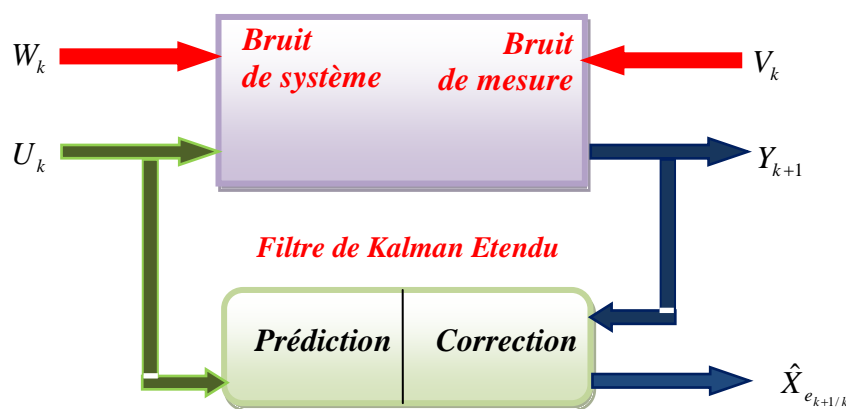


Fig.III.9 La Structure globale du FKE

Soit le modèle non linéaire suivant :

$$\begin{cases} X_{e_{k+1}} = f(X_{e_k}, U_k) + W_{ek} \\ Y_k = h(X_{e_k}) + V_k \end{cases} \quad (III-17)$$

Avec :

$$X_{e_k} = [X_k \quad \theta_k] \quad (\text{III-18})$$

Ou :

X_k : le vecteur des états à estimer.

θ_k : le vecteur des paramètres à estimer.

Sachant que :

$$\begin{aligned} E\{W_{X_k} W_{X_k}^T\} &= Q_X \\ E\{W_{\theta_k} W_{\theta_k}^T\} &= Q_\theta \end{aligned} \quad (\text{III-19})$$

Avec :

Q_X : Matrice de covariance des états.

Q_θ : Matrice de covariance des paramètres.

En supposant que les variations des paramètres et des états sont indépendantes, il résulte que la matrice Q_θ est diagonale et on définit :

$$Q = \begin{bmatrix} Q_X & 0 \\ 0 & Q_\theta \end{bmatrix} \quad (\text{III-20})$$

On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme du filtre de Kalman étendu [37], [43] :

1: Phase de prédiction

Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{e_{k+1/k}} = f(X_{e_{k/k}}, U_k) \quad (\text{III-21})$$

Prédiction de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^T + Q \quad (\text{III-22})$$

Avec :

$$F_k = \left. \frac{\partial f(X_{e_k}, U_k)}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_{k/k}}} \quad (\text{III-23})$$

2: Phase de correction

Calcul du gain de Kalman

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^T [H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^T + R]^{-1} \quad (\text{III-24})$$

Avec :

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_{e_k})}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_k/k}} \quad (\text{III-25})$$

Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{e_{k+1/k+1}} = \hat{X}_{e_{k+1/k}} + K_{k+1} (Y_{k+1} - H_k \hat{X}_{e_{k+1/k}}) \quad (\text{III-26})$$

Estimation de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k} \quad (\text{III-27})$$

III.4.3.1 Application à l'estimation de la vitesse de rotation

Pour l'estimation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone par filtre de *Kalman* étendu, nous utiliserons le modèle obtenu au chapitre I.

On considère que la dynamique de la vitesse est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques (courants et flux):

Le modèle dynamique de la machine asynchrone se présentera comme suit :

$$f(X, U) = \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right) x_1 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} x_3 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_4 x_5 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right) x_2 - \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 x_5 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - x_4 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_2 + x_2 x_5 - \frac{1}{T_r} x_4 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-28})$$

Les tensions du stator et les états sont:

$$\begin{aligned}
 U &= [V_{\alpha s} \quad V_{\beta s}]^T \\
 X &= [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \Phi_{\alpha r} \quad \Phi_{\beta r} \quad \Omega]^T
 \end{aligned}
 \tag{III-29}$$

Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (II.23) et (II.25) respectivement, sont:

$$F_k = \begin{bmatrix}
 1 - T \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right) & 0 & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_5 & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_4 \\
 0 & 1 - T \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right) & -T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_5 & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} & -T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 \\
 T \cdot \frac{M}{T_r} & 0 & 1 - T \cdot \frac{1}{T_r} & -T \cdot x_5 & -T \cdot x_4 \\
 0 & T \cdot \frac{M}{T_r} & T \cdot x_5 & 1 - T \cdot \frac{1}{T_r} & T \cdot x_3 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1
 \end{bmatrix}
 \tag{III-30}$$

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_{e_k})}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_k/k}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \tag{III-31}$$

III.4.3.2 Schéma de simulation globale

Le FKE présente un algorithme très complexe. Il est très difficile d'implanter toutes ses opérations en utilisant seulement Simulink .Ce filtre est implanté comme une s-fonction [44] et inséré dans le schéma de simulation global du système d'entraînement de la MAS illustré par la figure (III.10).

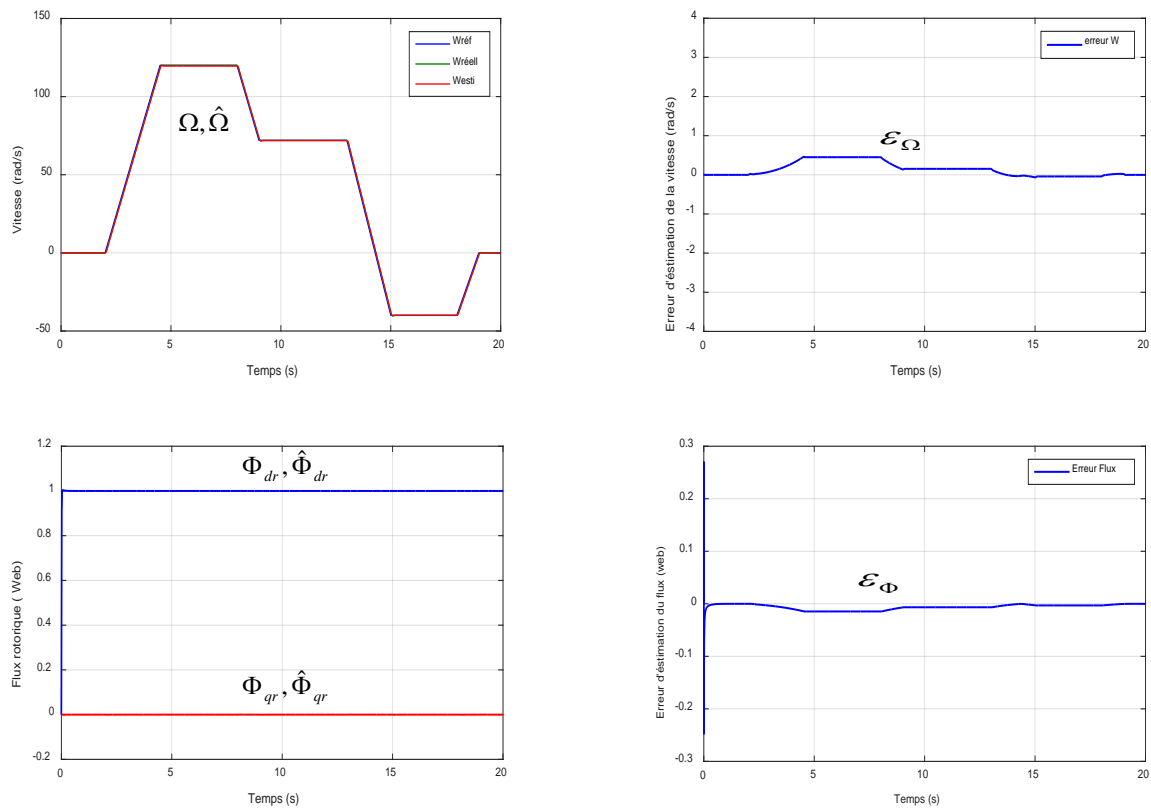
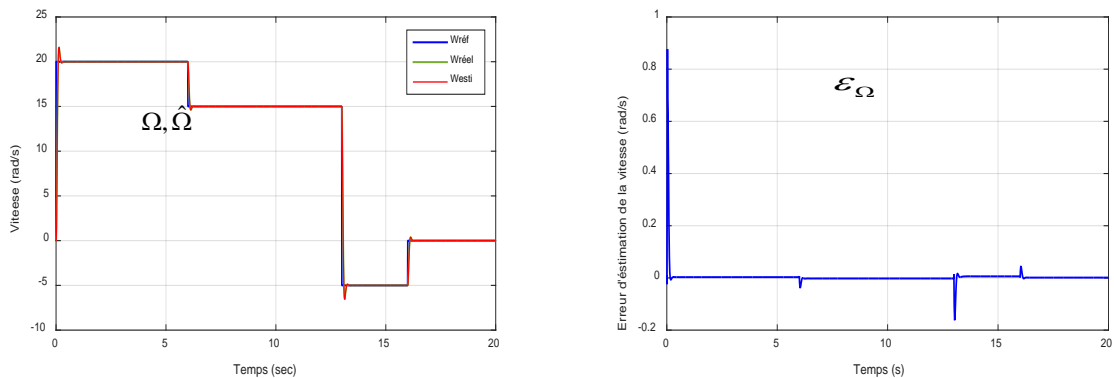


Fig.III.11 Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman étendu à vide ($C_r=0$ Nm)

III.5.1 Tests de robustesse pour les faibles vitesses

La figure (III.12) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman étendu, et du test de robustesse aux basses vitesses. On remarque que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence sans dépassement. On note aussi que les résultats d'estimation sont très satisfaisants et le FKE reste stable même, pour les basses vitesses.



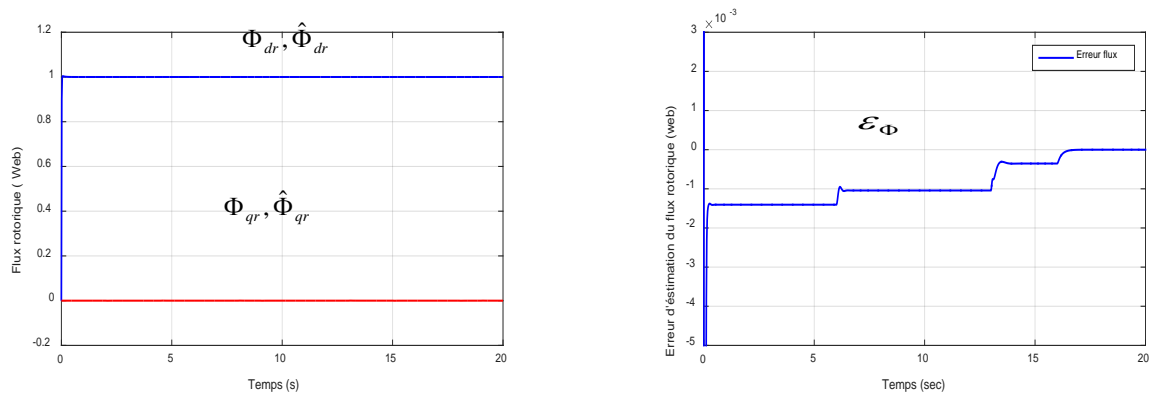


Fig.III.12 Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman étendu à basse vitesse ($C_r=0$ Nm)

III.5.2 Tests de robustesse pour une variation paramétrique

Afin d'étudier l'influence des variations paramétrique résistives sur les performances de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman étendu, on procède à différents testes de variation des paramètres R_s et R_r qui sont présentés dans la figure III.13.

La figure (III -14) montre la référence, la vitesse réelle et estimée. Nous pouvons voir dans la figure (III-15) que l'erreur d'estimation de la vitesse (erreur entre la vitesse réelle et estimée) est petite, même dans les régions proche de zéro. Comme nous pouvons le voir, après de petites variations, les erreurs d'estimation et de suivi de trajectoire convergent vers zéro. Tous ces résultats confirment l'efficacité de notre estimateur EKF et du contrôle de la vitesse. Aussi, afin de confirmer l'orientation du flux, l'axe d et q sont présentés séparément dans la figure (III-16). Nous pouvons voir que sur l'axe q le flux est maintenu presque à une valeur nulle.

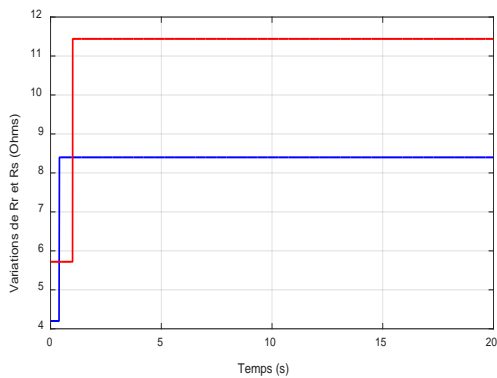


Fig.III.13 Variation de Rr et de Rs

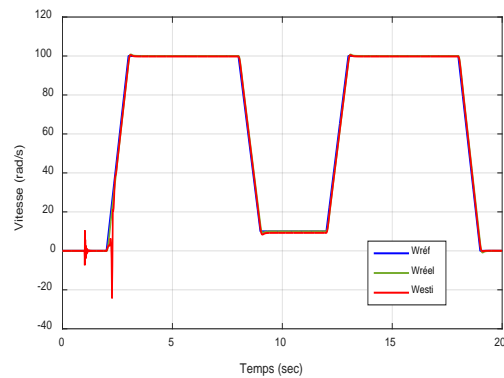


Fig.III.14 Vitesse rotorique

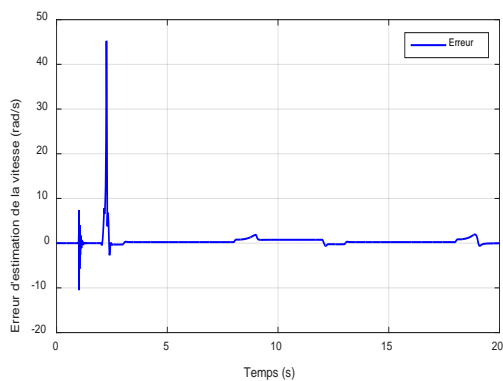


Fig.III.15 Erreur d'estimation de la vitesse

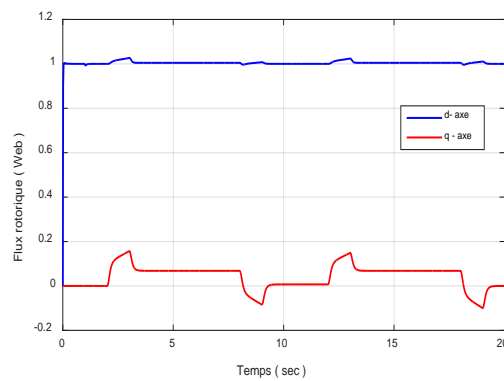


Fig.III.16 Flux rotorique

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé la méthode d'estimation de la vitesse par le filtre de Kalman qui est utilisé pour tenir en compte des bruits de mesure des variables de sorties et des bruits d'état.

Cette technique est exploitée dans une commande vectorielle sans capteur de vitesse. Les résultats de la simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global.

Concernant le fonctionnement à bases vitesses, on cette technique d'estimation présentée reste robuste et stable et permet d'estimer même à très basses vitesses. Cependant, lors des variations paramétriques le comportement de cette technique d'estimation présentée est très influencé lors de la variation de la résistance statorique.



Conclusion générale

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 pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

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 III, 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 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.

Les matrices Q et R sont le plus souvent choisies diagonales. Plus un élément de la matrice Q sera grand et plus le filtre modérera 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 .



Bibliographies

Bibliographies

- [1] L.FADILA, G. HAKIM « Etude comparative de la commande par mode glissant et la Commande vectorielle d'un machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, Université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004.
- [2] A.Merabet, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université de Québec Canada, Mai 2007.
- [3] J.P Caron, J.P Hautie,r « Modélisation de la machine asynchrone, Commande vectorielle », éditions techniques Paris 1995.
- [4] M. Pinard, « Commande Électronique des moteurs électriques », éditions Dunos, Paris 2004.
- [5] J.P Lois, « Modélisation des machines électriques en vue de leur commande », Lavoisier, Paris 2004.
- [6] L .Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [7] S.Khelfa, « Commande vectorielle d'une machine à induction ; impact de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », Thèse de magister, Université de Batna, 2001.
- [8] R.Abdessamed, M .Kadjoujdj, « Modélisation des machines électriques », Presses de L'Université de Batna 1997.
- [9] G. Grellet and G. Clerc, « Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande », Édition Eyrolles, Paris 1997.
- [10] M.Tarbouchi, «Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé », Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd), Université de Laval, Québec 1997.
- [11] S.Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997.
- [12] Chafik dass, ali ben bouali "commande vectorielle d'une machine asynchrone "Mémoire d'ingénieur ; école militaire polytechnique, UER. Electrotechnique ,1999.
- [13] B.TARK «Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST" Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.

- [14] CHekima Djamel “ commande d’un moteur asynchrone par logique floue “mémoire d’ingénieur, université d’EL-Oued 2014
- [15] S.Barkati, « Commande robuste par retour d’état d’une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d’Alger, 1997.
- [16] L .Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Universitéde Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [17] A.Kheldoun, « Amélioration des performances d’un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, 2007.
- [18] S.Chekroune, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d’une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENSET d’Oran, 2009.
- [19] S.Barkati, « Commande robuste par retour d’état d’une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d’Alger, 1997.
- [20] S. Ben Saha, L.Chekhar,S.Belloul « estimation de la vitesse d'une machine asynchrone à l'aide du filtre de kalman etendu (ekf) en vue de sa commande » mémoire d’ingénieur d’état, Université M’Sila 2011
- [21] Robert GROVER BROWN et Patrique .Y.C.HWANG "Introduction to random signals and applied Kalman filtering".
- [22] YAHIA Khaled " Estimation en ligne de l’état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé" Thèse de Magister Biskra, 2005.
- [23] NADRA MAHMOUD " optimisation par algorithmes genotoques application a la commande de la machine asynchrone"PFE université de m'sila, Algérie 2006.
- [24] ZITOUNI Ahmed Djamel Eddine et Barkat Mustapha " Commande Vectorielle Directe sans Capteur de Vitesse d’une Machine Asynchrone Triphasée, Associée à un Filtre de
- [25] 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.
- [26] Meziane Salima " Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone" Thèse de Doctorat université de Batna, Algérie 2009.
- [27] D.Alazard" Introduction au filtre de Kalman" documen 2005.
- [28] Mickael HILAIRET "Application des outils traitement du signal a la commande de les machine tournantes" Thèse de Doctorat, université de Nantes 2001.

- [29] 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.
- [30] CHIBANI Chadli et SACI Fayçal " Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur à MLI vectorielle" PFE Ecole Nationale Polytechnique, 2005.
- [31] Malek GHANES "Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique" Thèse de Doctorat, université de Nantes 2005.
- [32] Smaili BACHIR" contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique" Thèse de Doctorat, paris, 2002.
- [33] MATI abderrahmane et BENYAHIA " commande sans capteur de vitesse d'une machine a induction" PFE université de m'sila, Algérie, 2007. 92
- [34] M.Jeh and Jan, A.Melkebeek, « Speed -sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. »IEEE transactions of industry appl, Vol .36, no 3, pp. 778-785, Mai- Juin 2000.
- [35] T.Boumagoura, «Recherche de signature électromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et synthèse d'observateurs en Vue du Diagnostic.» Thèse de doctorat, Ecole Doctorale de Lyon ,26 mars 2001. .
- [36] S. Chavez Velazquez, R.Alejos Palomares, A.Nava Segura, « Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter. » Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP. 14th International Conference, 2004.
- [37] S.Bachir, JC.Trigeassou, S .Tnani, S.Cauet, « Diagnostique des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteurs de vitesse. » Conférence Internationale Francophone d'automatique, Nantes, 8 Juillet 2002.
- [38] C.Canudas de Wit, « Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation, discrétisation et observateurs.» Edition Hermes Science Europe 2000.
- [39] R.Pena Eguiluz, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire. » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [40] T.Du, P .Vas, A. F.Stronach, M.A Brdys, «Application of kalman filters and extended luenberger observers in induction motor drive.» in Proc.EPE'95,sevilla,spain,1995, pp.3.045-3.049

- [41] C.M.Lee,C.L.Chen, « Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors . » IEE Proc-Contr. Theory applications, Vol .145, pp. 359-363, May 1998.
- [42] G.Grellet, G.Clerc, « Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande. » Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.
- [43] F.Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. » Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, France, 07 janvier 2005.
- [44] K.L Shi, T.F .Chan, Y.K .Wong, S.L .Ho, « Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter. » Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 49, Issue, Feb 2002.



Annexes

Annexe A

Paramètres du moteur à induction (MAS)

A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cosφ : 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m .

A4.2 Paramètres électrique :

- Puissance électrique : $P = 1.5$ KW ;
- Résistance du stator : $R_s = 5.72$ Ω ;
- Résistance du rotor : $R_r = 4.2$ Ω ;
- Inductance du stator : $L_s = 0.462$ H ;
- Inductance du rotor : $L_r = 0.462$ H ;
- Inductance mutuelle : $M = 0.4402$ H ;

A4.3 Paramètres mécaniques:

- Moment d'inertie : $J = 0.0049$ kg.m² ;
- Coefficient de frottement : $f = 0.003$ SI .

A4.4 Paramètres électromagnétiques :

- $C_e = 10$ Nm Couple électromagnétique