



29/05/2016

Mémoire MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electronique

Spécialité : contrôle industriel

Présenté par:

DAHMANE Houssem & SOUISI Salah eddine

Thème

**Commande et diagnostic de la machine
asynchrone à l'aide d'observateur**

Soutenu publiquement

Le:29/05/2016

Devant le jury :

M.	AOUNALLAH Nacer	MCB	Président	UKM Ouargla
M.	HAMIDA Mohamed	MCB	Encadreur/Rapporteur	UKM Ouargla
M.	KADRI Farid	MAA	Examineur	UKM Ouargla
Mme.	OUARHLENT Saloua	MAA	Examineur	UKM Ouargla



Remerciement

*Notre premier remerciement va à Allah Soubhanou watahala.
Nous tenions à remercier vivement notre encadreur, Monsieur
"Mohamed Assad HAMIDA, pour sa gentillesse, sa
disponibilité et sa contribution générale à L'élaboration
de ce travail.*

*Nous souhaiterons également remercier nos enseignants de la
faculté des nouvelles technologies d'information et de la
communication*

*Et toutes les équipes de la faculté des hydrocarbures et sciences
appliquées.*

*Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous
nos proches et amis qui nous ont toujours soutenu et encouragé
pour la réalisation de ce mémoire.*



Dédicaces

Je dédie ce fruit de travail:

A ma très chère maman, pour sa tendresse, sa bienveillance, son encouragement pour ce qu'elle a fait depuis mon enfance jusqu'à ce jour.

A mon cher père du fond de cœur pour tout ce que tu as fait pour moi, A mes frères.

A tous les membres de ma grande famille qui porte le nom "Dahmane".

Et A mes amies sans exception en particulier ceux de la promotion 2ème année master "contrôle industriel".

Enfin à tout ce qui nous aime et que l'on aime.

Houssem





Dédicaces

Je tiens à dédier ce modeste travail :

A ma très chère Mère et à mon cher Père, en témoignage et en gratitude de leurs dévouement, de leurs soutien permanent durant toutes mes années d'études, leurs sacrifices illimités, leurs réconfort moral,

A ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage, à qui je dois de l'amour et de la reconnaissance.

A mes chers Frères et mes Sœurs et à toute ma famille.

A mes chers Amies en particulier ceux de la promotion master "Contrôle industriel".

A vous tous un grand merci.

SALAH EDDINE



Sommaire

Remerciement	
Dédicaces	
Sommaire	
Listes des Figures	
Notation et Symboles	
Introduction Générale	1
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone	
I.1 Introduction :.....	3
I.2 Présentation de la machine asynchrone :.....	3
I.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :.....	4
I.4 Modélisation de la machine asynchrone :.....	5
I.4.1 Hypothèses simplificatrices :.....	5
I.4.2 Mise en équations du modèle de la machine asynchrone :.....	5
I.4.3 Transformation diphasé :.....	7
I.4.4 Modèle à 4 paramètres de la machine asynchrone dans le repère lié au stator :...	9
I.5 Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone :.....	9
I.6 Simulation de modèle de Park d'une machine asynchrone (machine saine) :.....	10
I.6.1 Simulation :.....	11
I.6.2 Interprétation :.....	11
I.7 Défauts de la machine asynchrone :.....	12
I.7.1 Défauts d'origine mécanique :.....	12
I.7.1.1 Les défauts de roulements :.....	12
I.7.1.2 Les défauts d'excentricités :.....	13
I.7.1.3 Défauts du flasque :.....	13
I.7.1.4 Défauts de l'arbre :.....	13
I.7.2 Défauts d'origine électrique :.....	14
I.7.2.1 Les défauts court-circuit :.....	14
I.7.2.2 Cassure de Barre :.....	14
I.8 Conséquences des défauts de la machine asynchrone :.....	15
I.9 Modèle avec défaut de la machine asynchrone :.....	15
I.9.1 Modèle de défaut statorique :.....	15
I.9.2 Court-circuit dans une phase :.....	17

I.9.3	Modèle de défaut rotorique	18
I.10	Simulations et interprétations (machine avec défauts) :.....	19
I.10.1	Défauts rupture de barre :.....	19
I.10.2	Défauts court-circuit statorique de 58 spires sur la phase A :.....	20
I.11	Conclusion :.....	21
Chapitre II : Commande de la machine asynchrone		
II.1	Introduction :.....	22
II.2	Principe de la commande vectorielle à flux orienté :.....	22
II.3	Bloc de découplage :.....	26
II.4	Régulation :.....	27
II.4.1	Régulation des courants :.....	28
II.4.2	Régulation du flux :.....	30
II.4.3	Réglage de la vitesse :	31
II.5	Résultats de simulation de la commande vectorielle :.....	32
II.5.1	Démarrage à vide suivi de l'application d'une charge résistive :	33
II.5.2	Simulation de l'inversion du sens de rotation et du fonctionnement à basse vitesse :.....	34
II.5.2.1	L'inversion du sens de rotation :.....	34
II.5.2.2	La réponse du système à basse vitesse :.....	34
II.5.3	Simulation avec l'introduction d'un court circuit statorique de 58 spires :.....	35
II.5.4	Simulation de l'introduction d'un défaut de rupture de 2 barres :	35
II.6	Conclusion :.....	36
Chapitre III : Observation et diagnostic de la machine asynchrone		
III.1	Introduction :.....	37
III.2	Diagnostic de la machine asynchrone :.....	37
III.2.1	Approche modèle :.....	37
III.2.2	Le diagnostic à l'aide d'observateur :.....	38
III.3	Détection et localisation de défaut :.....	38
III.3.1	Détection de défaut :.....	38
III.3.2	Localisation de défaut :	39
III.4	Comparaison entre résidu en boucle fermée et en boucle ouverte :	39
III.5	Dilemme commande-diagnostic :.....	40

III.6 Types des Observateurs :	40
III.6.1 Observateurs déterministes :	41
III.6.2 Observateurs stochastiques :	41
III.6.3 Observateurs linéaires :	41
III.6.4 Observateurs non linéaires :	41
III.7 Observateur adaptatif :	42
III.7.1 Modèle de la MAS dans le repère (α, β) :	43
III.7.2 Observateur de Luenberger :	43
III.7.3 Détermination de la matrice de gain K :	43
III.7.4 Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de la vitesse :	44
III.7.5 Simulation de l'observateur adaptatif :	46
III.7.5.1 Démarrage à vide avec l'introduction d'un couple de charge :	46
III.7.5.2 Réponse à basse vitesse avec inversion du sens de rotation :	47
III.7.5.3 Effet d'un défaut de court-circuit statorique de 58 spires :	48
III.7.5.4 Effet d'un défaut de rupture de barres :	49
III.8 Conclusion :	50
Conclusion générale :	51
Bibliographie	53
Annexe	56

Liste Des Figures

Figure	Titre	Page
<i>Chapitre I</i>		
I.1	Constitution d'un moteur asynchrone	4
I.2	Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée	5
I.3	Repérage angulaire des systèmes d'axe dans l'espace	8
I.4	Schéma équivalent de la machine asynchrone avec fuites ramenées au stator	9
I.5	Simulation machine asynchrone (saine)	11
I.6	Dimension du roulement à bille	12
I.7	Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte	13
I.8	Defaut cour-circuit statorique	14
I.9	Schéma équivalent de la machine asynchrone avec défauts statorique	16
I.10	Différents défauts statoriques de la machine asynchrone	16
I.11	modèle avec défaut rotorique de la machine asynchrone	18
I.12	Résultats de simulation de la MAS avec défaut rotorique	19
I.13	Résultats de simulation de la MAS avec défaut statorique	20
<i>Chapitre II</i>		
II.1	Analogie entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'une MAS	23
II.2	Orientation du flux rotorique sur l'axe d	24
II.3	Structeur de bloc de découplage	27
II.4	Structure de la commande vectorielle	28
II.5	Boucle des courants avant le découplage	28
II.6	Boucle de régulation du flux	30
II.7	Boucle de régulation du vitesse	31
II.8	Résultats de la simulation de la MAS avec sa commande	33
II.9	Résultats de la simulation de la MAS avec sa commande dans les deux sens	34
II.10	Résultats de la simulation de la MAS avec sa commande à basse vitesse	34
II.11	Résultats de simulation de la MAS avec défaut de type court-circuit statorique	35
II.12	Résultats de simulation de la MAS avec défaut de type rupture de barres rotoriques	36
<i>Chapitre III</i>		
III.1	Principe de la méthode de diagnostic à l'aide d'observateur	38
III.2	Architecture d'un banc d'observateur	39
III.3	Schéma de Principe d'un observateur	41
III.4	Principe de l'observateur adaptatif	42
III.5	Fonctionnement de l'observateur à vide et en charge	47
III.6	Réponse à basse vitesse de l'observateur adaptatif	48

III.7	Effet de l'introduction du défaut de court-circuit sur l'observateur adaptatif	49
III.8	Effet de défaut de rupture de barre sur le fonctionnement de l'observateur	50

Notations et Symboles

MAS : Machine ASynchrone.
MCC : moteur a courant continue.
CV : commande vectorielle.
MRAS: Model Reference Adaptive System.
g : glissement d'une machine asynchrone.
P : nombre paire des pôles électriques du moteur.
d,q,0: Les indices de repère de Park.
a, b, c : Les indices de repère thriphasé
[V] : Vecteur de tension.
[I] : Vecteur de courant.
[Φ]: Vecteur de flux.
s, r : Indice stator et rotor, respictivements.
R : Resistance d'une phase.
l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.
l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.
m_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
m_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_{sr} : La mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
θ : L'angle électrique variable en fonction du temps.
θ_s : Angle mesuré sur de la périphérie interne du stator.
θ_r : Angle mesuré sur de la périphérie externe du rotor.
m_{sr} : Le maximum l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
M_{rs} : La matrice transposée de M_{sr}.
J : inertie totale des parties mobile.
M : inductance mutuelle cyclique entre stator et . rotor
C_e : couple électromagnétique du moteur.
Ω : Vitesse mécanique de rotation.
C_r : Couple de charge.
C_f : couple resistant de frottement.
f_v : coefficient des frottements visqueux.
ω : vitesse angulaire électrique.
ω_s : La pulsation statorique.
ω_r : La pulsation rotorique.
[p]:Matrice de passage direct de Park.
$[p]^{-1}$:Matrice de passage inversede Park.
L_m : Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système.
[X] : Vecteur d'état.
[U] : Entrée de la machine.
[Y] : Sortie de la machine.

n_{cck} : Nombre de spires en court-circuit sur la $k^{ème}$ phase.
n_s : Nombre de spires sur une phase saine.
$i_{\alpha\beta cck}$: courant de court-circuit de la $k^{ème}$ phase.
K_1 : constante de MCC.
K_2 : constante de MSA.
L_f : l'inductance de fuite au stator.
k_p : Constante de proportionnalité.
k_i : Constante d'intégration.
T_i : constante de temps d'intégration.
ε_γ :Residé.
\hat{e} : L'erreur d'estimation.
v : fonction de Lyapunov.
λ : Une constante positive.

Introduction Générale

Introduction générale

Pour de nombreuses applications industrielles, la demande est de plus en plus croissante pour améliorer la fiabilité et la disponibilité des systèmes électriques. Pour atteindre des niveaux de fiabilité suffisants et assurer la longévité des chaînes de production, on se tourne inévitablement vers la machine électrique la plus robuste, qui n'est autre que la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Malgré le fait que la machine asynchrone à cage soit réputée pour être la plus robuste des machines électriques, un certain nombre de contraintes de différentes natures (thermique, électrique, mécanique et d'environnement) peuvent affecter la durée de vie de celle-ci en faisant apparaître des pannes dans le stator et le rotor. Ces pannes occasionnent des pertes économiques considérables, obligeant les chercheurs à mettre en œuvre des systèmes de surveillance adéquats.

La surveillance est un moyen de garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic fait partie de la surveillance. Il a pour objectif de détecter d'une façon précoce un défaut avant qu'il ne conduise à une défaillance totale de l'installation industrielle. Les deux principales tâches de diagnostic sont : la détection et la localisation des défauts. La détection consiste à signaler l'existence des défauts, tandis que la localisation a pour objet de trouver la différence entre détection et localisation.

Ces dernières années, des travaux importants ont été réalisés dans le domaine du diagnostic des machines électriques. Deux grandes catégories de méthodes de diagnostic ont été développées. La première catégorie repose sur des techniques de traitement du signal. Parmi ces méthodes on trouve la technique de l'analyse des grandeurs accessibles de la machine asynchrone. Cette approche est la plus simple à mettre en œuvre. Les signaux peuvent par exemple être analysés par des techniques de transformée de Fourier ou de transformation en ondelettes afin de détecter des variations brusques dans un signal [2].

Contrairement à la première méthode, la seconde est basée sur la disponibilité d'un modèle mathématique du système. Ces méthodes sont basées sur le modèle de la machine où les sorties du système réel et du modèle pour une même entrée sont comparées et utilisées pour construire des résidus exploités pour la détection des défauts. Les méthodes à base d'observateurs d'état sont les méthodes les plus étudiées dans le domaine du diagnostic avec modèles [1]. Différents observateurs ont été proposés.

L'objectif de ce travail est de réaliser le diagnostic de la machine asynchrone à l'aide d'un observateur pour la détection des défauts de rupture de barres rotoriques et de court-circuits statoriques.

- **Structure du mémoire :**

Le mémoire est composé de trois chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre présente le fonctionnement et la modélisation de la machine asynchrone dans le cas sain et dans le cas en présence de défauts. Plusieurs simulations seront présentées pour étudier le fonctionnement de cette machine.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Des régulateurs de types PI sont mis en œuvre.

Dans le troisième chapitre un type d'observateur (observateur adaptatif) est développé. Une validation par simulation numérique est réalisée.

Enfin, ce travail est complété par une conclusion générale afin de synthétiser les principaux résultats obtenus et énoncer quelques perspectives.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction :

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple, cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour le calcul de certaines commandes [3].

Ce chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone. Nous commencerons par des présentations sur les machines asynchrones. Ensuite nous traiterons la modélisation classique puis la modélisation dans le référentiel de Park, la modélisation par schémas équivalents généralisés et le modèle à 4 paramètres. Enfin nous présenterons les modèles des défauts de court-circuit statorique et la rupture de barre rotorique. Puis des simulations de la MAS dans l'environnement Matlab/Simulink seront également présentées.

I.2 Présentation de la machine asynchrone :

La machine asynchrone, connue également sous le terme (anglo-saxon) de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor.

Le moteur asynchrone triphasé est constitué de deux parties principales : le stator (inducteur) et le rotor (induit).

Le stator : est composé de trois bobines alimentées par un système de tension triphasée de fréquence f . ces trois bobines créent un champ magnétique tournant qui se répartit sinusoïdalement dans l'entrefer (espace entre le rotor et le stator) de la machine.

Le rotor : peut-être (à cage d'écureuil) ou bobiné le rotor ne possède une liaison électrique avec le stator, Le rotor est constitué de conducteurs en court-circuit qui sont parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques [3].

La figure (I.1) présente les 2 parties principales du moteur asynchrone.



Figure (I.1) constitution d'un moteur asynchrone.

I.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :

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

$$n1 = \frac{f}{p} \quad (I.1)$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant $n1$ diffère de celle du rotor n , c'est-à-dire, lorsque $n \neq n1$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $n = n1$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport :

$$g = \frac{n1-n}{n1} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (I.2)$$

A l'arrêt : $g = 1$ car $n = 0$ ($\Omega = 0$).

g : Est appelé glissement d'une machine asynchrone [6].

I.4 Modélisation de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est de nature triphasée. La structure symétrique et équilibrée de la machine permet de passer à partir d'une représentation triphasée à une représentation biphasée équivalente (transformation de Park), réduisant considérablement la complexité du modèle en vue de la commande. Toutes les grandeurs électromagnétiques (flux, courants) soient statoriques ou rotoriques sont ramenées sur un seul repère. Ce repère peut être soit fixe par rapport au stator (repère α - β), soit tournant (repère d-q). Un repère tournant implique la présence d'une variable supplémentaire qui permet de définir la position de ce repère [7].

I.4.1 Hypothèses simplificatrices :

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices :

- le circuit magnétique est non saturé.
- l'entrefer est parfaitement lisse.
- la densité du courant est uniforme dans les conducteurs élémentaires.
- les pertes dans le fer sont négligeables.

I.4.2 Mise en équations du modèle de la machine asynchrone :

La représentation de la machine asynchrone par un schéma électrique équivalent est donnée sur la figure (I.2) elle munie de six enroulements :

- Le stator du moteur est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversée par trois courants variables.
- Le rotor peut-être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° , ces enroulements sont en court-circuit.

L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases a et A choisis comme axes de référence [3].

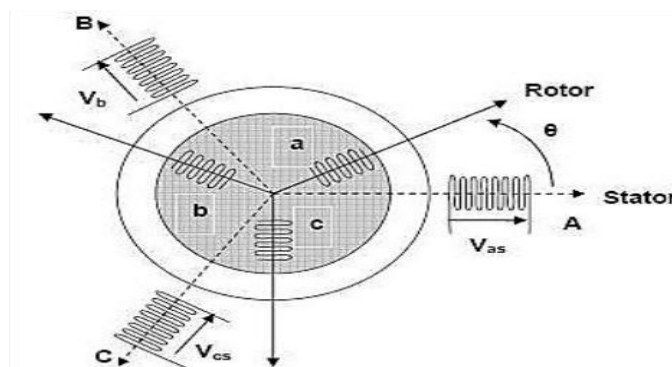


Figure (I.2) représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.

❖ **Equations électriques :**

Par l'application de la loi de Faraday aux enroulements de la machine [4] nous pouvons écrire les équations des tensions statorique et rotorique sous la forme matricielle suivants :

$$[V_{abcs}] = R_s \cdot [I_{abcs}] + \frac{d[\Phi_{abcs}]}{dt} \quad (I.3)$$

$$[V_{abcr}] = R_r \cdot [I_{abcr}] + \frac{d[\Phi_{abcr}]}{dt} \quad (I.4)$$

La resistance étant la même pour les 3 phases (statorique ou rotorique), il n'y a pas lieu d'écrire une matrice de résistance. Avec :

$[V_{abc}]$: Vecteur de tension;

$[I_{abc}]$: Vecteur de courant;

$[\Phi_{abc}]$: Vecteur de flux;

R : Resistance d'une phase;

s,r : Indices stator et rotor, respectivement [8].

❖ **Equation magnétique :**

Ces fonctions sont donnant la relation liant les flux et les courants [4]:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abcs} \\ \Phi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{sr} \\ M_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abcs} \\ I_{abcr} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

où $[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont des sous-matrices de dimension 3*3 et $[\Phi_s]$, $[\Phi_r]$, $[I_s]$ et $[I_r]$ des vecteurs colonnes de dimension 3 [9].

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

D'où :

$$M_{sr} = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique;

m_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques;

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique;

m_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques;

M_{sr} : la mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique;

m_{sr} : Le maximum l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique;

θ : L'angle électrique variable en fonction du temps;

M_{rs} : La matrice transposée de M_{sr} .

❖ **Equation mécanique :**

L'équation mécanique est donnée par :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + C_f = C_e - C_r \\ \Omega = \frac{\omega}{p} \\ C_f = f_v \cdot \Omega \end{cases} \quad (I.9)$$

Avec :

J : Inertie totale des parties mobile ;

Ω : Vitesse mécanique de rotation ;

ω : Vitesse angulaire électrique ;

P : Nombre paire des pôles électriques du moteur ;

C_f : Couple résistant de frottement ;

f_v : Coefficient des frottements visqueux ;

C_r : Couple de charge ;

C_e : Couple électromagnétique du moteur.

I.4.3 Transformation diphasé :

❖ **Transformation de Park :**

Cette transformation a été présentée par **R.H Park** lors de l'étude de la machine asynchrone, comme moyen pour simplifier les équations de celle-ci.

L'idée de Park repose sur le fait qu'un champ tournant crée par un système triphasé peut l'être aussi à l'identique par un système biphasé de deux bobines à $\pi/2$ alimentée par deux courants I_d et I_q la transformation qui traduit ce passage est donnée par :

$$[x_{dq0}] = [P] [x_{abc}]$$

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

La transformation inverse sera alors :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

La transformation de Park permet de passer du repère (abc) vers le repère Clark ou Concordia ($\alpha\beta$) puis vers le repère Park.

On fait appel à la transformation de Park qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe (d-q) à condition de conserver la force magné-motrice et la puissance instantanée.

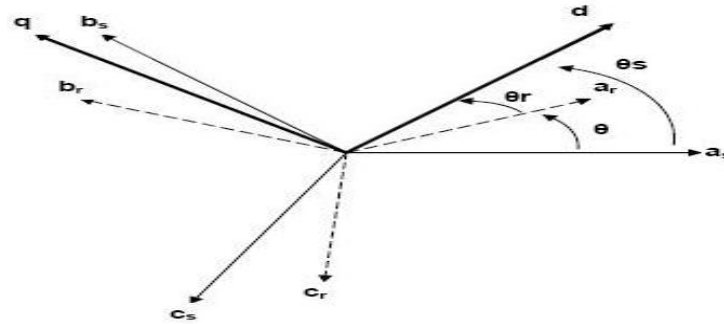


Figure (I.3) Repérage angulaire des systèmes d'axe dans l'espace.

En appliquant la transformation de PARK sur les équations électrique et magnétique et en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte :

❖ Equations électriques :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \cdot \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \cdot \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \cdot \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \cdot \end{cases} \quad (I.12)$$

$$\omega_s = \frac{d(\theta_s)}{dt} \tag{I.13}$$

$$\omega_r = \frac{d(\theta_r)}{dt} \tag{I.14}$$

ω_s : La pulsation statorique.

ω_r : La pulsation rotorique.

θ_s : L'angle entre a_s et d (a_s : phase statorique) et $\theta_s = \theta_r + \theta$.

❖ **Equations magnétiques :**

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

Avec:

$L_s = l_s - m_s$ inductance cyclique statorique ,

$L_r = l_r - m_s$ inductance cyclique rotorique ,

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$: inductance mutuelle cyclique entre stator-rotor [3].

I.4.4 Modèle à 4 paramètres de la machine asynchrone dans le repère lié au stator :

Le problème du modèle présenté précédemment est qu'il n'est pas identifiable. Une solution consiste à totaliser les fuites au stator, ce qui permet le passage au modèle à 4 paramètres comme indique sur la figure suivante :

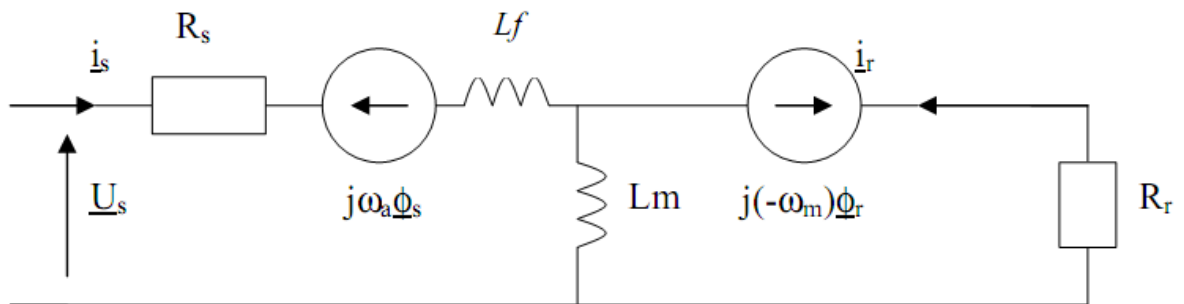


Figure (I.4) Schéma équivalent de la machine asynchrone avec fuites ramenées au stator.

I.5 Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone :

Les équations différentielles du système (I.12) et les équations du système (I.15) décrivent de manière générale le fonctionnement de la machine. Elles permettent de définir une représentation d'état du système.

On peut écrire le modèle de la machine asynchrone sous forme d'état en associant le vecteur d'état que contient les courants statoriques $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ et le flux rotorique $(\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$ ainsi que l'entrée et la sortie du système correspondant respectivement aux tensions V_α, V_β et courant statorique.

❖ **Modèle d'état continu :**

$$[\dot{X}] = [A(\omega)]. [X] + [B]. [U] \quad (I.16)$$

$$[Y] = [C]. [X]$$

Avec:

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} ; \text{ Vecteur d'état}$$

$$[U] = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} ; [Y] = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} ; \text{ entrée et sortie de la machine;}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s + R_r}{L_f}\right) & 0 & \frac{R_r}{L_m L_f} & \frac{\omega}{L_f} \\ 0 & -\left(\frac{R_s + R_r}{L_f}\right) & -\frac{\omega}{L_f} & \frac{R_r}{L_m L_f} \\ R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_m} & -\omega \\ 0 & R_r & \omega & -\frac{R_r}{L_m} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$\omega = p. \Omega$: Pulsation électrique.

p : Nombre paires des pôles et Ω : la vitesse mécanique [10].

I.6 Simulation de modèle de Park d'une machine asynchrone (machine saine) :

Après avoir présenté la modélisation de la machine asynchrone, nous nous intéressons à la simulation des modèles présentés qui permet d'avoir une idée globale sur leurs performances.

La machine asynchrone dont les paramètres sont donnés elle est alimentée directement par le réseau triphasé équilibré.

Les résultats de simulations sont présentés sur la figure (I.5).

I.6.1 Simulation :

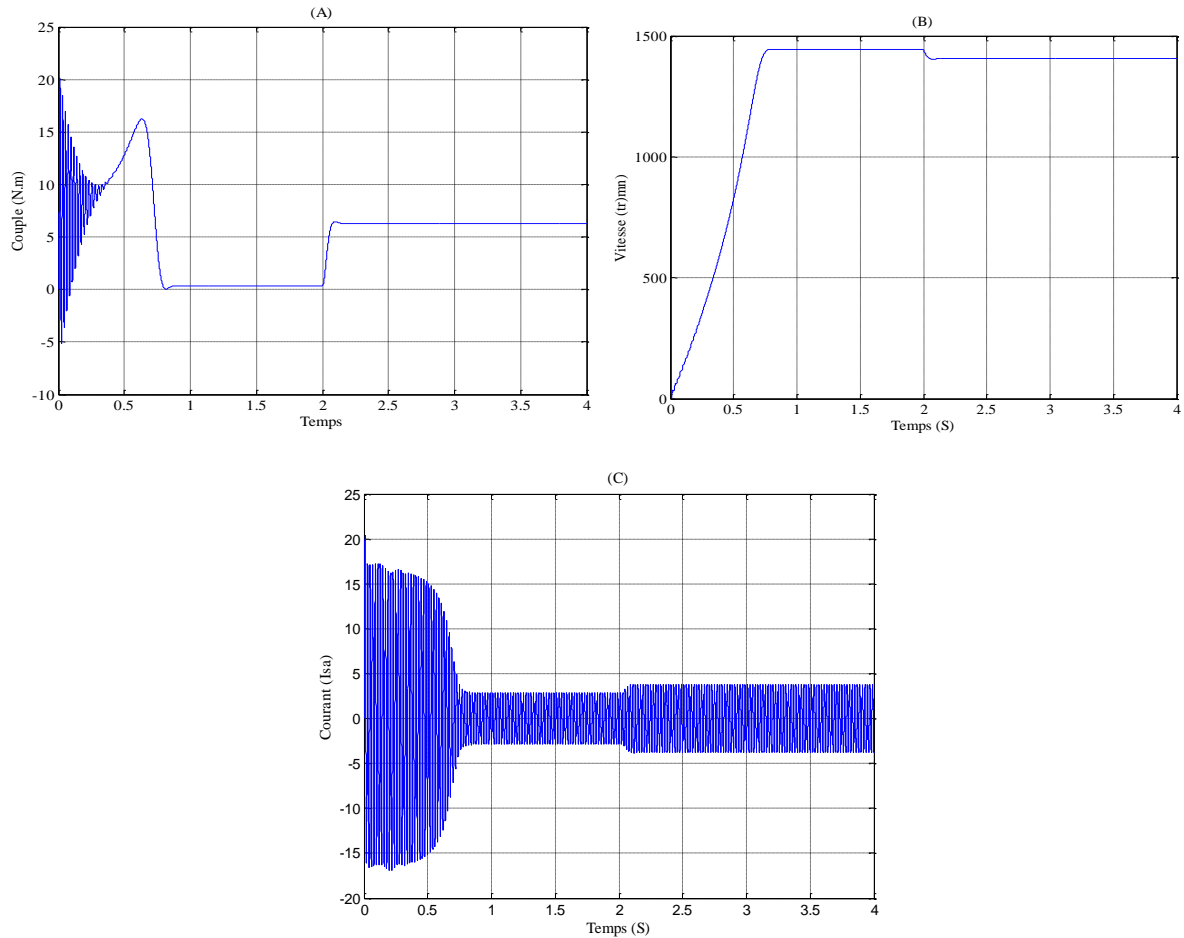


Figure (I.5) simulation machine asynchrone (saine).

I.6.2 Interprétation :

Le couple figure (I.5–A) admet une forte valeur (fort appel de courant au démarrage, bref mais important) avec des oscillations puis se rétablit à zéro (charge nulle) et ensuite après $t=2$ s il atteint la valeur du couple de charge $C_r=6.5$ Nm L'allure de la vitesse figure (I.5–B) présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Le régime établi est atteint au bout de (0.8s).Après l'introduction du couple de charge à $t=2$ s, la vitesse se dégrade au-dessous de sa valeur nominale.

Le courant de démarrage est excessif et est dû à l'appel de puissance pour pouvoir démarrer la machine.

Ces pulsations de courant disparaissent au bout de quelques alternances pour donner une forme sinusoïdal d'amplitude constant .à $t=2s$ ce courant sinusoïdal augmente pour atteindre le nouveau courant permanent.

I.7 Défauts de la machine asynchrone :

Malgré que la machine asynchrone à cage d'écureuil est robuste, elle peut parfois présenter différents types de défauts, qui peuvent être soit d'origine électrique, ou mécanique. Cependant, les contraintes de différentes natures auxquelles ces machines sont sollicitées, sont les principales causes des défauts structurels et fonctionnels qui selon leur nature, peuvent endommager totalement la machine et causer inévitablement l'arrêt du processus, donc une perte conséquence de la production [11].

I.7.1 Défauts d'origine mécanique :

I.7.1.1 Les défauts de roulements :

Les roulements se composent généralement de deux bagues, une bague intérieure et une autre extérieure entre lesquelles existe un ensemble de billes ou de rouleaux tournants figure (I-6). En fonctionnement normal, la défaillance due à la fatigue commence par de petites fissures situées au-dessous des surfaces du chemin de roulement et de l'élément roulant, qui se propage graduellement sur la surface. Les défauts de roulements entraînent une augmentation du niveau sonore et l'apparition de vibrations dans le couple de charge de la machine. Ces défauts ont des causes multiples telles que la contamination du lubrifiant, une charge excessive ou encore des causes électriques comme la circulation des courants de fuites induits par les onduleurs.

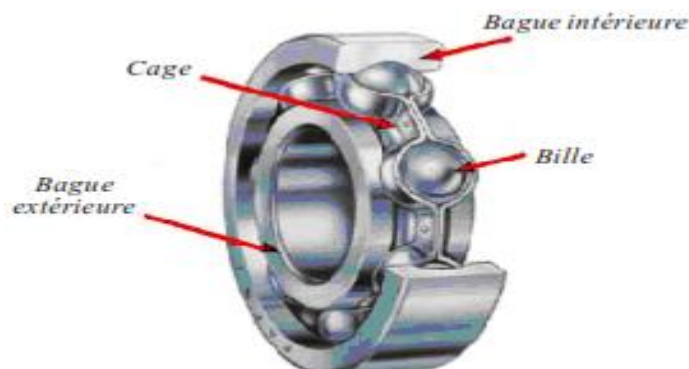


Figure (I.6) Dimension du roulement à bille.

I.7.1.2 Les défauts d'excentricités :

Les défauts mécaniques se manifestent généralement au niveau de l'entrefer par des défauts d'excentricité statique, dynamique ou mixte. L'excentricité de la machine est le résultat d'uniformité d'entrefer. Ce défaut peut être la cause d'une flexion de l'arbre, d'un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, de l'usure du roulement ou encore d'un déplacement du noyau statorique (voir figure (I.7)).

Il est pourtant bon de préciser que les défauts d'excentricité sont inévitables étant donné qu'il existe avant même le fonctionnement de la machine, soit, lors de sa construction trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées [13,14]

- L'excentricité statique figure (I.7(a)) généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. La cause principale c'est un défaut de centrage des flasques.
- L'excentricité dynamique Figure (I.7(b)) correspond, elle à un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator, mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator [15]. Ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.
- L'excentricité mixte Figure (I.7(c)) – la somme des deux cas présentés ci-avant.

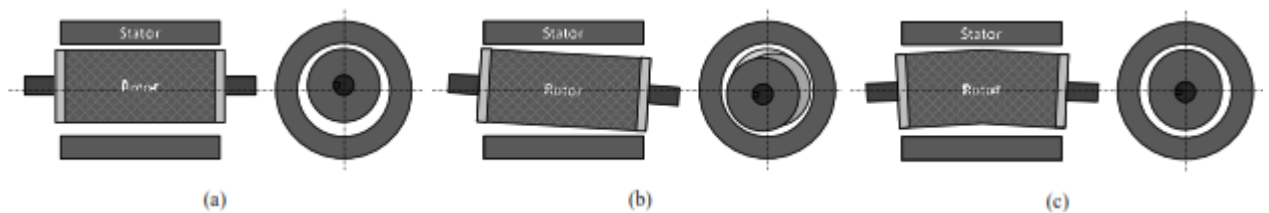


Figure (I.7) Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte.

I.7.1.3 Défauts du flasque :

Les défauts créés par les flasques de la machine asynchrone sont généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes. Par conséquent, induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine.[12]

I.7.1.4 Défauts de l'arbre :

L'utilisation d'un mauvais matériau lors de la construction de l'arbre de la machine peut causer une fissure. Cette fissure peut provoquer une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine.

Par exemple, l'humidité peut provoquer des micros fissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une excentricité statique dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables [14].

I.7.2 Défauts d'origine électrique :

I.7.2.1 Les défauts court-circuit :

Le court-circuit entre spires de la même phase est un défaut fréquent qui peut apparaître soit au niveau des têtes de bobines soit dans les encoches, ce qui entraîne une diminution du nombre de spires effectives de l'enroulement, d'autre part, il entraîne aussi une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases et dans le cas des machines asynchrones, il amplifie les courants dans le circuit rotorique .

La contrainte thermique amenée par le courant de court-circuit risque d'entraîner la propagation du défaut à d'autres spires, ce qui peut conduire du déclenchement des protections électriques dans l'alimentation.

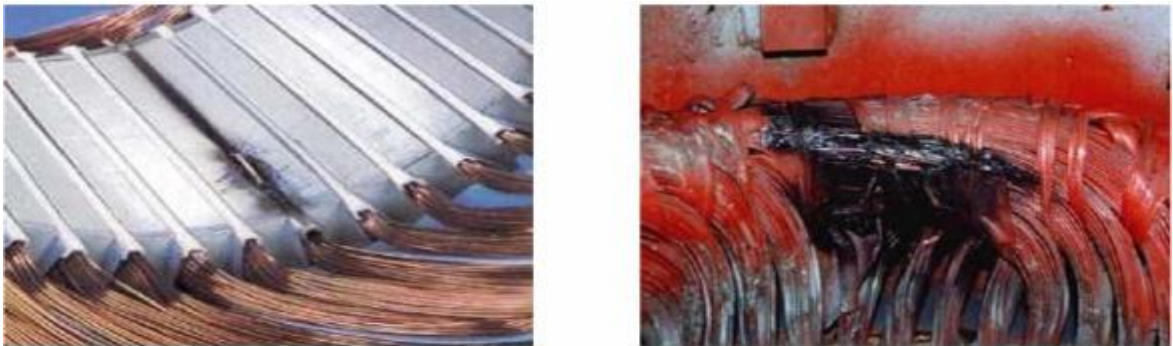


Figure (I.8) défaut court-circuit statorique.

I.7.2.2 Cassure de Barre :

Parmi les défauts les plus étudiés, la rupture de barres rotoriques de la machine asynchrone à cage, fait sans doute partie des plus courants. La rupture d'une barre rotorique ou d'un segment d'anneau de court-circuit peut être induite par plusieurs facteurs, qui sont souvent indépendants les uns des autres. Parmi ceux-ci, nous pouvons citer par exemple :

- L'augmentation de la température due à une surcharge de la machine.
- Les efforts magnétiques provoqués par les forces électromagnétiques.
- Les efforts résiduels dus aux problèmes de fabrication.
- Des efforts environnementaux provoqués par la contamination et l'abrasion du matériel rotorique dues aux produits chimiques ou à l'humidité.
- L'environnement hostile dans lequel la machine fonctionne [11].

I.8 Conséquences des défauts de la machine asynchrone :

Les défauts qui surviennent sur les machines asynchrones conduisent à de multiples problèmes qui affectent la rentabilité de l'installation globale, et qui peuvent aller jusque à l'arrêt total.

On cite parmi les conséquences des défauts :

- Fluctuations au niveau du couple et de la vitesse.
- Appel supplémentaire de courant.
- Déséquilibre au niveau de la tension et du courant de ligne.
- Augmentations des arrêts non-programmés, des pertes de production, et par conséquent, du rendement global.

I.9 Modèle avec défaut de la machine asynchrone :

Nous avons présenté deux modèles de la machine asynchrone à cage. Chaque modèle est dédié à un défaut particulier (court-circuit des spires au stator et rupture de barres au rotor).

En milieu industriel, les défauts intervenant en cours de fonctionnement sont rarement localisés dans une seule partie de la machine. En effet la réaction en chaîne des incidents est fortement envisageable car le rotor, comme le stator, sont soumis au même environnement. Ainsi, il est préférable, dans une optique de surveillance généralisée de la machine, d'envisager un diagnostic de défauts simultanés stator/rotor [17].

I.9.1 Modèle de défaut statorique :

Les défauts au stator peuvent être à l'origine d'un problème électrique, thermique, mécanique ou environnemental. Ces problèmes engendrent principalement des défauts d'isolation qui à leurs tours provoquent au niveau de la machine asynchrone des défauts qui peuvent être : des courts circuits entre spires des enroulements de la même phase ou de phase différentes, des courts circuits phase-terre, une ouverture de phase provoque une dissymétrie au niveau du stator, ou encore un déséquilibre dans les tensions d'alimentation. La figure (I.10) représente de manière significative les différents types de court-circuit pouvant affecter le stator de la machine asynchrone.

La figure (I.9) propose un modèle de défauts stator/rotor qui fait intervenir le fonctionnement sain de la machine (modèle de Concordia), les courts circuits de spires au stator (quadripôles de court-circuit) et la rupture de barres au rotor à travers la matrice résistance de défaut [17].

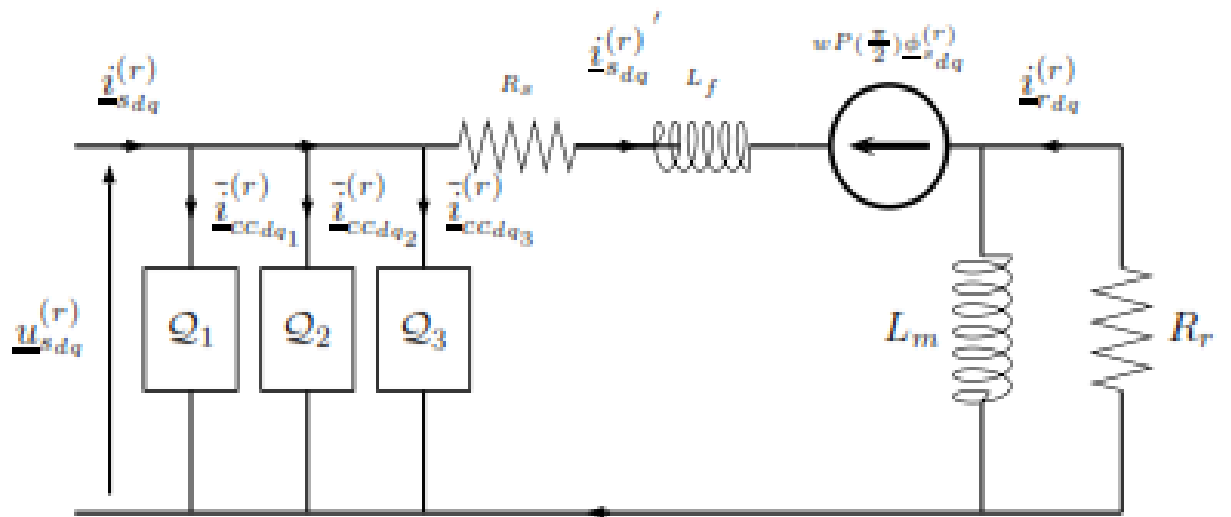


Figure (I.9) Schéma équivalent de la machine asynchrone avec défauts statoriques [9].

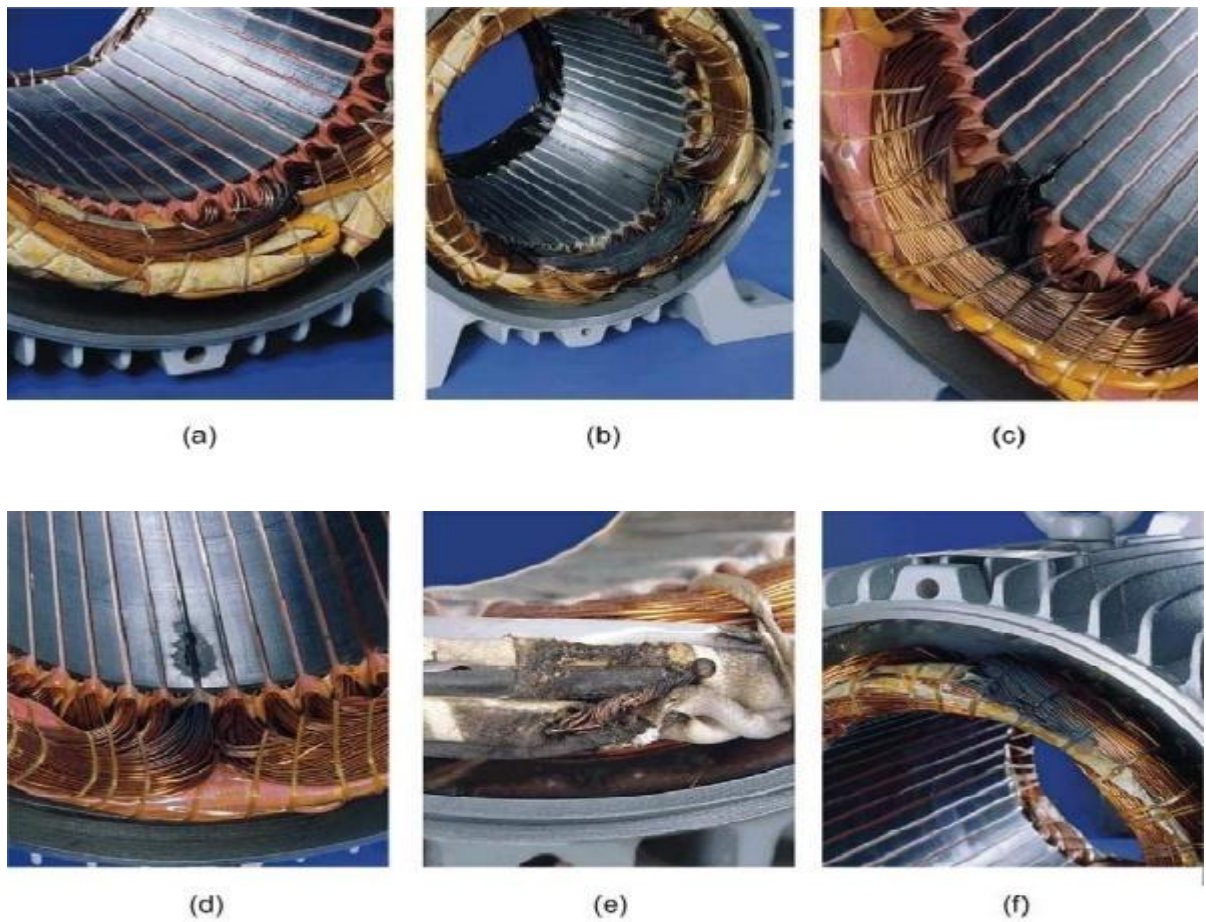


Figure (I.10) Différents défauts statoriques de la machine asynchrone.

I.9.2 Court-circuit dans une phase :

Un court-circuit dans une phase est un des problèmes les plus difficiles à tolérer [13]. Dans ce cas, la littérature présente la phase concernée comme perdue, sur une machine triphasée avec un onduleur à 3 bras, cela implique l'arrêt de la machine à cause des conséquences physiques sur le moteur en cas de maintien de l'alimentation.

La conséquence la plus importante est l'apparition des courants de court-circuit, le principal problème étant l'échauffement important pouvant propager la faute. L'importance des courants de faute dépend directement du nombre de spires en court-circuit. Il faut aussi prendre en compte le fait que des spires en court-circuit engendrent un couple résistant dû aux courants induits par le flux d'excitation circulant et les mutuelles de la machine en fonctionnement, ce couple résistant est une valeur à caractériser pour en prévoir les conséquences sur le fonctionnement suite à la panne de la machine [16].

Le rapport de court-circuit notée η_{cc} est égal au rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut. Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de spires en court-circuit.

Le modèle continu de la machine asynchrone avec défaut de court-circuit est représenté alors sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Où D représente la matrice d'anticipation donnée par :

$$D = \sum_{k=1}^3 \frac{2\eta_{cck}}{3R_s} Q(\theta_{cck}) \quad (\text{I.18})$$

$$\eta_{cck} = \frac{n_{cck}}{n_s}$$

n_{cck} : Nombre de spires en court-circuit sur la $k^{\text{ème}}$ phase.

n_s : Nombre de spires sur une phase saine

$$i_{\alpha\beta s} = i'_{\alpha\beta s} + \sum_{k=1}^3 i_{\alpha\beta cck} \quad (\text{I.19})$$

$i_{\alpha\beta cck}$: courant de court-circuit de la $k^{\text{ème}}$ phase.

La matrice $Q_{cck}(\theta_{cck})$ permet la localisation du défaut à travers l'angle θ_{cck} .

$$Q_{cck}(\theta_{cck}) = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{cck})^2 & \cos(\theta_{cck})\sin(\theta_{cck}) \\ \cos(\theta_{cck})\sin(\theta_{cck}) & \cos(\theta_{cck})^2 \end{pmatrix} \quad (\text{I.20})$$

I.9.3 Modèle de défaut rotorique :

Une rupture de barre rotorique est à l'origine d'un champ stationnaire par rapport au rotor et dirigé selon l'angle θ_0 de la barre en défaut ,un paramètre supplémentaire η_0 est naturellement introduit pour quantifier le défaut rotorique ,

Le rotor sous le repère biphasé de Concordia comporte donc un troisième bobinage court –circuit du fait de la cage d'écreuil et parcouru par un courant fictif i_0 de défaut.

La figure (I, 11) illustre le schéma de modèle avec défaut rotorique sous repère statorique de la machine asynchrone en régime dynamique avec fuite ramenée au stator.

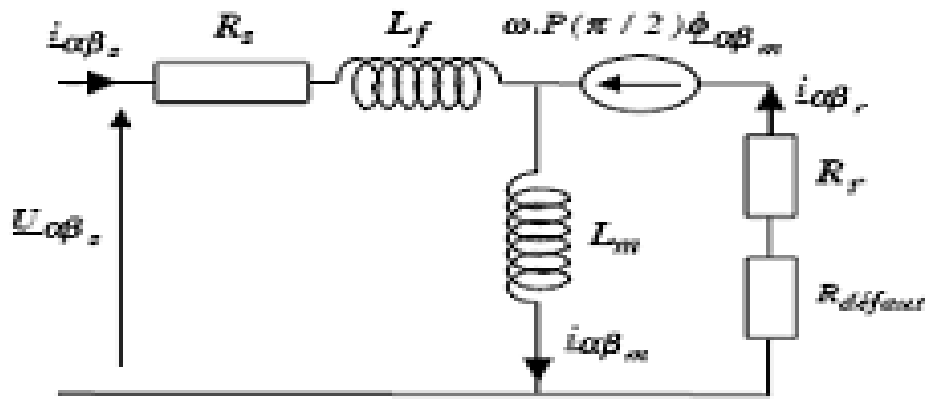


Figure (I.11) modèle avec défaut rotorique de la machine asynchrone.

$$R_{eq} = R_r + R_{défaut} \tag{I.21}$$

$$R_{eq} = R_r - \frac{\alpha}{1-\alpha} Q(\theta_0) R_r \tag{I.22}$$

$$\alpha = \frac{2}{3} \eta_0 \tag{I.23}$$

θ_0 : Angle repérant le défaut .

η_0 : (Nombre de barres en défaut) / (Nombre total de barres) [13].

I.10 Simulations et interprétations (machine avec défauts) :

I.10.1 Défauts rupture de barre :

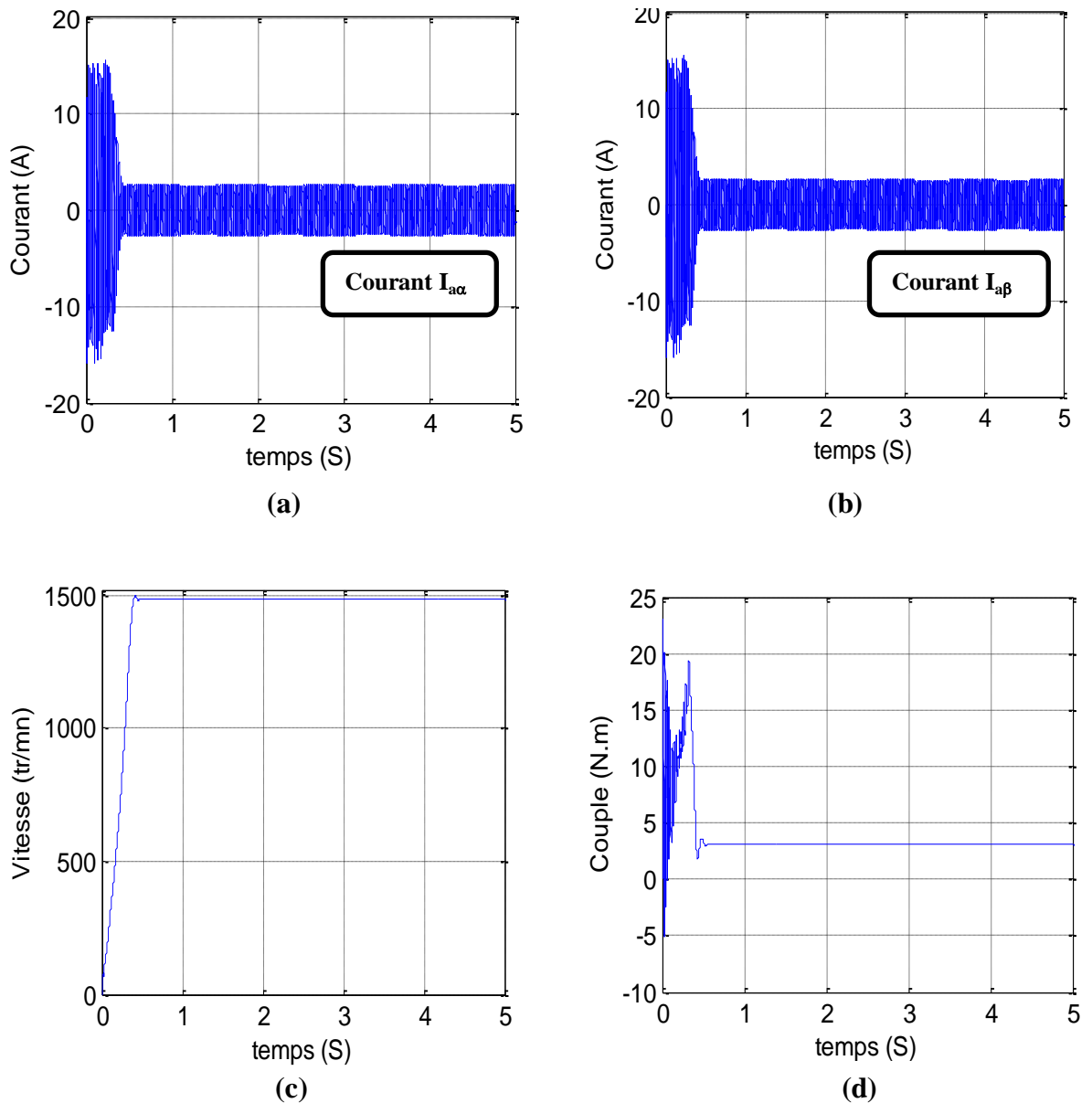


Figure (I.12) Résultats de simulation de la MAS avec défaut rotorique.

Les figures (a) et (b) représentent les allures des courants de phases statoriques lors de l'introduction d'un défaut de rupture de barre rotorique. Ces figures permettent de vérifier l'apparition d'ondulation sur les courants statoriques.

Des oscillations apparaissent également sur la vitesse et le couple électromagnétique (figure (c) et (d)), les valeurs moyennes des deux grandeurs restent constantes.

I.10.2 Défaits court-circuit statorique de 58 spires sur la phase A :

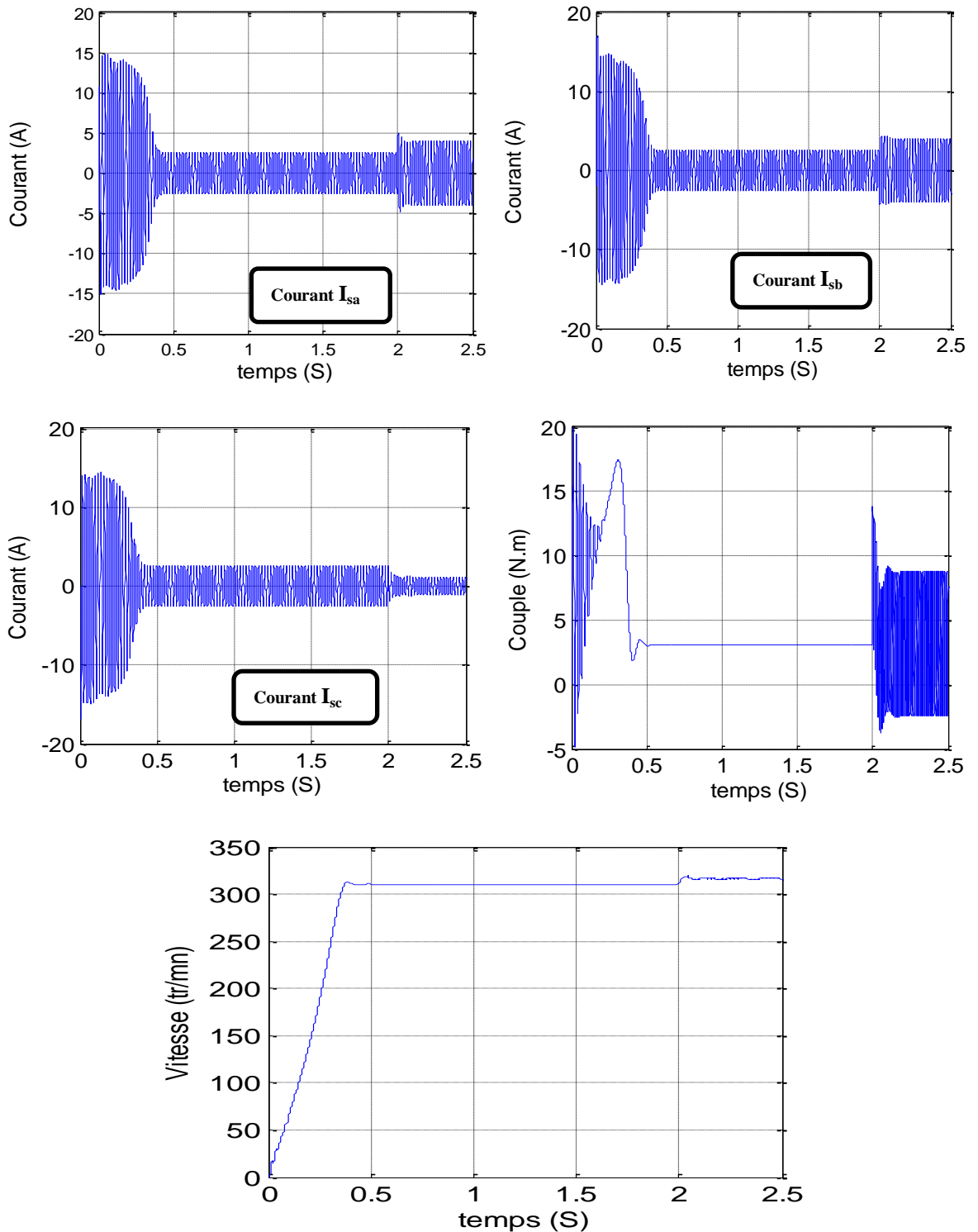


Figure (I.13) Résultats de simulation de la MAS avec défaut statorique.

Sur ces figures on remarque des ondulations très agressives sur la courbe du couple électromagnétique ce qui peut facilement endommager la machine et une légère augmentation avec des ondulations sur la courbe de la vitesse de rotation et on constate aussi une perte d'équilibre sur les courbes des courants triphasés.

I.11 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons représenté les différentes parties constituant la machine asynchrone triphasée que permet de trouver un modèle dédié à la simulation donnant ainsi une image approximative de l'état de la machine lors de ses régimes de fonctionnement (sain ou avec défaut), en appliquant la transformation de Park.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au stator, ce modèle présente l'état normal de la machine asynchrone c'est-à-dire l'état sain, ensuite, nous avons survolé les différents défauts qui peuvent apparaître sur la machine asynchrone ainsi que les conséquences de ces défauts sur le fonctionnement de la machine, un modèle de défaut a été proposé par la suite.

Afin d'avoir de bonnes performances en régime dynamique de la machine, cette dernière est asservie par une commande vectorielle dont le principe est rappelé dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II

Commande de la machine asynchrone

II.1 Introduction :

Une véritable mutation de l'industrie mondiale imposée par la robotisation de plus en plus intense fait appel à des machines à courant alternatif en particulier asynchrones pilotées par des variateurs de vitesse [17].

Récemment, des recherches universitaires et industrielles continuent d'être effectuées afin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple, qui sont deux variables essentielles de réglage, sont découplés et commandés indépendamment. Cette idée mise en œuvre par BLASCHKE en 1971 sous le nom de « commande vectorielle », a connue un développement spectaculaire grâce à la micro-informatique et à l'électronique de puissance [18], [19].

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à découpler orthogonalement le flux et le couple, d'une manière astucieuse, non au niveau de la machine mais au niveau de sa commande.

Le présent chapitre est consacré à l'étude de ce type de contrôle. Nous traiterons la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une MAS alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré.

II.2 Principe de la commande vectorielle à flux orienté :

Le principe du contrôle du couple électromagnétique par la méthode du flux orienté est basé sur la connaissance du modèle dynamique (modèle de Park) de la machine, le contrôle vectoriel du flux permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à une machine à courant continu pour lequel le couple électromagnétique est proportionnel à deux grandeurs indépendantes (le flux inducteur et le courant d'induit) [20].

Les équations de tensions et flux de la machine asynchrone dans le référentiel (dq) sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec: $\omega_r = \omega_s - \omega$: pulsation de glissement.

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (II.2)$$

L'expression du couple électromagnétique de la machine est donnée par:

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (II.3)$$

Le but est d'obtenir une expression du couple électromagnétique C_e telle que:

$$C_e = k \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \quad (II.4)$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu donnée par :

$$C_{e.MCC} = k_\phi I = k I_a I_f \quad (II.5)$$

Cette analogie est illustrée ci-dessous dans la figure (II.1).

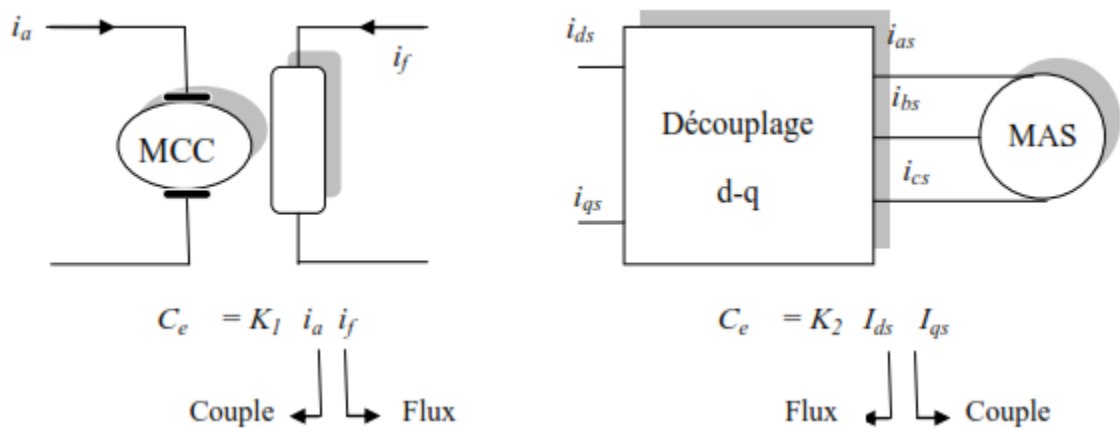


Figure (II.1) Analogie entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'une MAS.

Plusieurs stratégies sont envisageables en fonction de la nature du flux dans la machine : le flux statorique, le flux d'entrefer et le flux rotorique.

Ainsi, trois stratégies de commande vectorielle peuvent être adoptées [25],[26]:

- Commande vectorielle par orientation du flux rotorique.
- Commande vectorielle par orientation du flux statorique.
- Commande vectorielle par orientation du flux d'entrefer (flux magnétisant).

Dans ce qui suit, on s'intéresse à la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

❖ **Orientation du flux rotorique :**

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée, car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [20],[21],[22]. Cette commande est réalisée en orientant le flux rotorique suivant l'axe direct d du repère tournant, tels que:

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

La figure (II.2) montre le flux rotorique orienté sur l'axe d .

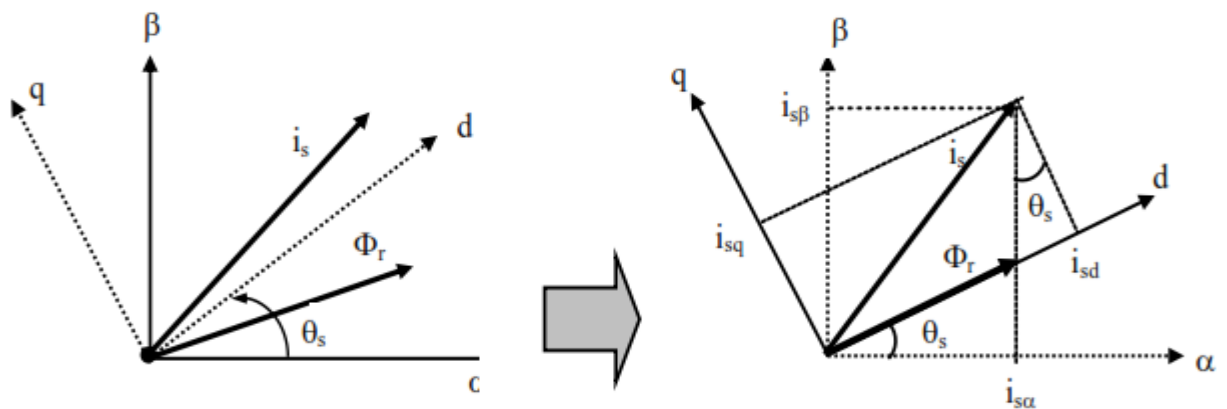


Figure (II.2) Orientation du flux rotorique sur l'axe d .

Pour que le couple électromagnétique dépende du produit $(I_{ds}I_{qs})$ il faut que I_{rq} soit proportionnel à I_{qs} et que I_{dr} soit nul.

Dans le cas d'une orientation du flux rotorique selon l'axe d , il résulte les propriétés suivantes:

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

D'après les propriétés de l'orientation du flux rotorique, on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = Cst \\ \Phi_{qr} = 0 \\ I_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En remplaçant (II.6) dans (II.2), on obtient :

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= MI_{dr} \\ 0 &= L_r I_{qr} + MI_{qs} \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

En régime permanent, le flux Φ_{dr} est constant et imposé par la composante I_{ds} du courant statorique comme suit :

A partir de (II.7), on a :

$$I_{qr} = -\frac{M}{L_r} I_{qs} \quad (\text{II.8})$$

En remplaçant dans l'équation du couple (II.3) on obtient:

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} I_{qs} \quad (\text{II.9})$$

Ou encore :

$$C_e = p \frac{M^2}{L_r} I_{dr} I_{qs} \quad (\text{II.10})$$

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = L_f \left(\frac{d}{dt} I_{ds} + \frac{1}{a} I_{ds} \right) - \left(L_f \omega_s I_{qs} + \frac{1}{\tau_r} \Phi_r \right) \\ V_{qs} = L_f \left(\frac{d}{dt} I_{qs} + \frac{1}{a} I_{qs} \right) - \left(L_f \omega_s I_{ds} - \omega \frac{\Phi_r}{1} \right) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

L_f : l'inductance de fuite au stator ;

Pour le rotor :

$$T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = MI_{ds} \quad (\text{II.12})$$

$$\omega_r = \omega_s - \omega = \frac{MI_{qs}}{T_r \Phi_r} \quad (\text{II.13})$$

Le couple électromagnétique se réduira à :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (\text{II.14})$$

Ces expressions peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage permettant de contrôler, de manière indépendante, le couple par la composante I_{qs} et le flux rotorique par la composante I_{ds} [20], [21], [22].

Le contrôle de flux rotorique se fait grâce au contrôle de I_{ds} , et l'estimation de la pulsation des grandeurs rotoriques s'exprime en fonction de Φ_{dr} et de I_{qs} :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dr} = \frac{L_m}{1+T_{rs}} I_{ds} \\ \omega_r = \frac{R_r I_{qs}}{\Phi_{dr}} \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

Avec l'estimation de la pulsation rotorique et la détermination de la vitesse de rotation ω de la machine (avec capteur ou à l'aide d'un observateur), on peut facilement calculer la pulsation statorique par l'expression suivante :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (\text{II.16})$$

II.3 Bloc de découplage :

Le bloc de découplage entre les tensions (V_{ds}, V_{qs}) permet de contrôler de manière indépendante le couple par la composante I_{qs} et le flux rotorique par la composante I_{ds} , définissons deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telle que V_{ds1} réagisse que sur I_{ds} et V_{qs1} sur I_{qs} telle que:

$$\begin{array}{l} V_{ds} = V_{ds1} + E_d \\ V_{qs} = V_{qs1} + E_q \end{array} \quad (\text{II.17})$$

Les équations de tension avant le découplage sont:

$$V_{ds1} = L_f \left(\frac{d}{dt} I_{ds} + \frac{1}{\sigma} I_{ds} \right) \quad (\text{II.18})$$

$$V_{qs1} = L_f \left(\frac{d}{dt} I_{qs} + \frac{1}{\sigma} I_{qs} \right) \quad (\text{II.19})$$

Avec $T_r = \frac{L_m}{R_r}$ et $a = \frac{L_f}{R_s + R_r}$.

Les équations de découplage sont définies par les expressions suivantes :

$$E_d = L_f \omega_s I_{qs} + \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (\text{II.20})$$

$$E_q = -L_f \omega_s I_{ds} - \omega \Phi_r \quad (\text{II.21})$$

La structure du bloc de découplage est représentée par la figure suivante :

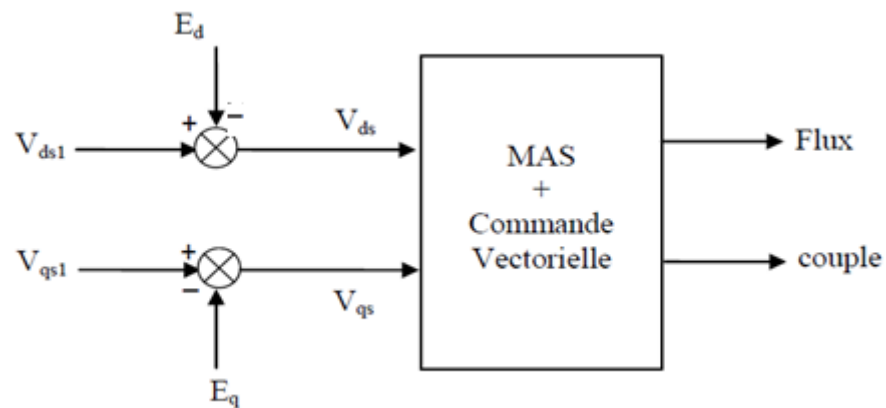


Figure (II.3) structure de bloc de découplage.

II.4 Régulation :

Les régulateurs utilisés dans ce travail sont des régulateurs simples de type PI qui combinent l'action proportionnelle et intégrale pour améliorer le régime permanent et transitoire des réponses du système. La méthode utilisée pour calculer ces régulateurs est la méthode de compensation pôle et zéro, c.-à-d que le zéro de correcteur compense le pôle le plus lent du système.

Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, deux boucles internes sont éventuellement réalisées pour les courants et deux boucles externes pour la vitesse et le flux de la machine comme l'illustre la figure suivante :

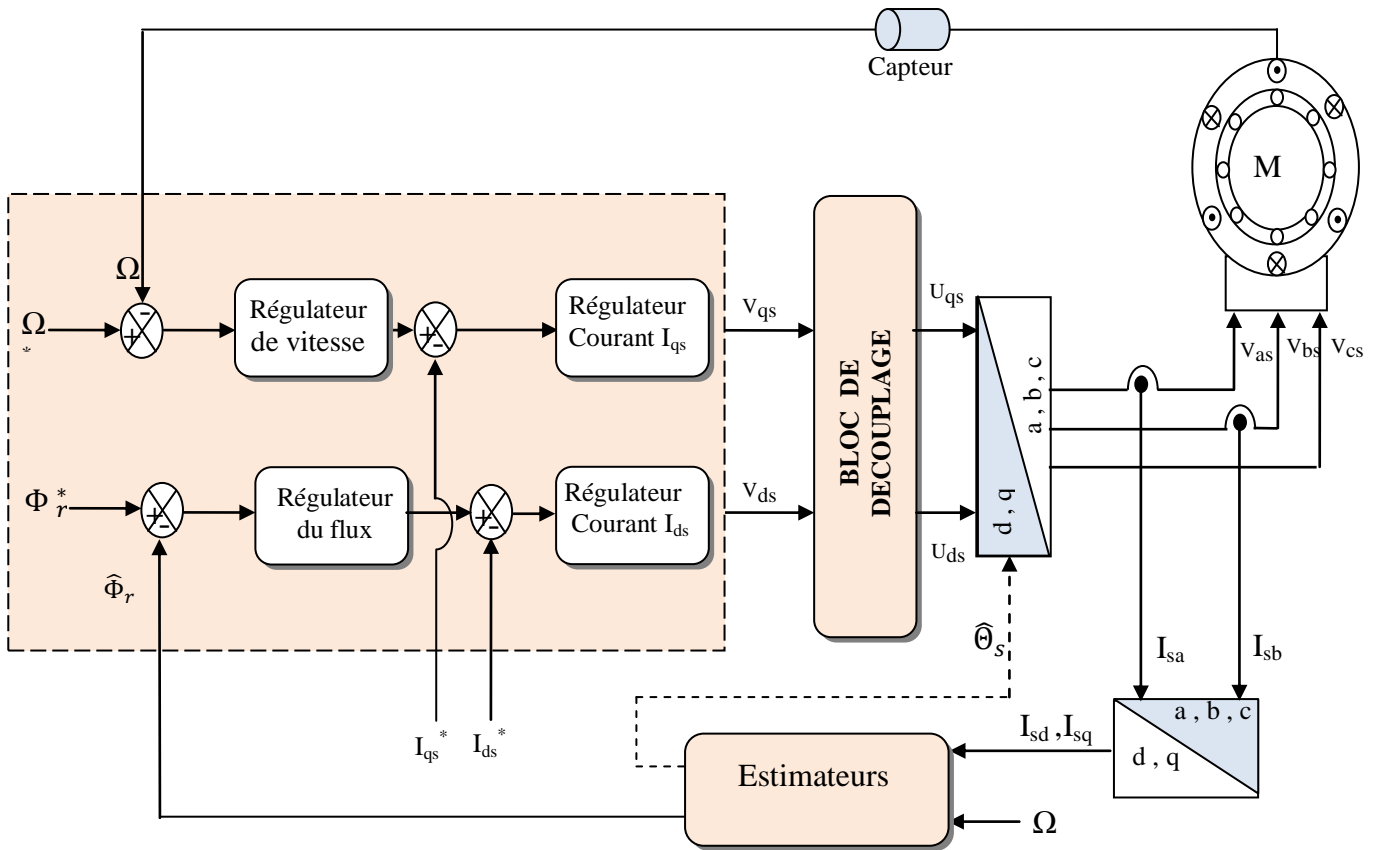


Figure (II.4) Structure de la commande vectorielle.

II.4.1 Régulation des courants :

Le découplage proposé à la figure (II.1), on aboutit au schéma bloc de régulation des courants simple et identique pour les deux axes d et q :

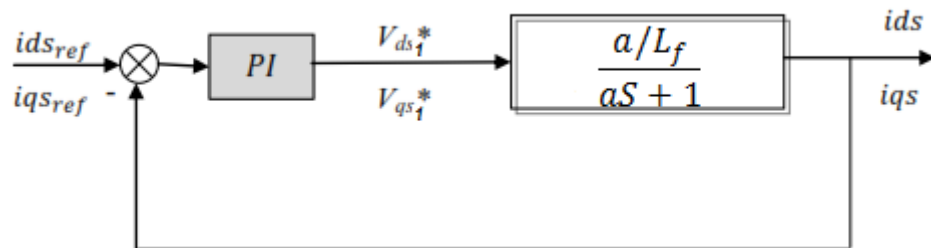


Figure (II.5) Boucle des courants avant le découplage.

Chaque boucle de courant est dotée d'un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne.

Le régulateur proportionnelle-intégrale (PI) est une combinaison d'un régulateur à action proportionnelle P et d'un régulateur à action intégrale I . La fonction du régulateur (PI) en continue est donnée par :

$$C(t) = k_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau) \quad (\text{II.22})$$

Sa fonction de transfert dans le domaine de Laplace est donnée par :

$$C(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

k_p : Constante de proportionnalité.

$k_i = \frac{k_p}{T_i}$: Constante d'intégration.

T_i : constante de temps d'intégration, elle est choisie d'une manière à satisfaire un compromis stabilité-rapidité.

On calcule la fonction de transfert en boucle ouverte, de la figure (II.5) :

$$G_o(s) = \left(k_{pI} + \frac{k_{iI}}{s} \right) \cdot \left(\frac{a/L_f}{a s + 1} \right) \quad (\text{II.24})$$

Par compensation on aura :

$$\frac{k_{iI}}{k_{pI}} = \frac{1}{a} = \frac{R_s + R_r}{L_f} \quad (\text{II.25})$$

Après les développements de calcul, on trouve la fonction de transfert suivante :

$$G_o(s) = \frac{a s + 1}{s^2 + \frac{1}{a} s} \quad (\text{II.26})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est obtenue de la forme suivante :

$$F(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{a s + 1}{s^2 + \left(\frac{1}{a} + a \right) s + 1} \quad (\text{II.27})$$

Le dénominateur de (II. 27) a la forme canonique d'un système de 2^{ème} ordre :

$$D(s) = \frac{1}{w_n^2} S^2 \left(\frac{2\xi}{w_n} \right) S + 1 \quad (\text{II.28})$$

Avec :

$$1 = \frac{1}{w_n^2} \quad (\text{II.29})$$

$$\frac{1}{a} + a = \frac{k_{iI}}{k_{pI}} + \frac{k_{pI}}{k_{iI}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (\text{II.30})$$

On choisit la dynamique de la boucle de courant qui est rapide par rapport à celle de la vitesse. On déduit k_{pI} et enfin k_{iI} .

Remarque :

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

II.4.2 Régulation du flux :

Le découplage proposé dans le paragraphe (II.3) permet d'écrire :

$$\frac{\Phi_r}{I_{ds}} = \frac{M}{T_r S + 1} \quad (\text{II.31})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type premier ordre. Le schéma de régulation du flux avec un régulateur (PI) est donné par la figure (II.6) :

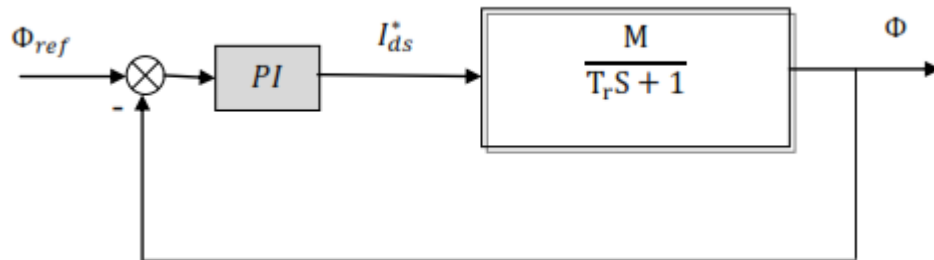


Figure (II.6) Boucle de régulation du flux.

La fonction de transfert du régulateur (PI) du flux est donnée par :

$$C_\Phi(S) = K_{p\Phi} + \frac{K_{i\Phi}}{S} \quad (\text{II.32})$$

Par compensation de pôle par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur.

Soit :

$$\frac{K_{p\Phi}}{K_{i\Phi}} = T_r \quad (\text{II.33})$$

En boucle ouverte la fonction de transfert s'écrit :

$$G_0(S) = \frac{1}{\frac{S}{MK_{i\Phi}}} \quad (\text{II.34})$$

En boucle fermée la fonction de transfert s'écrit :

$$F(S) = \frac{1}{\frac{s}{MK_{i\Phi}} + 1} \quad (\text{II.35})$$

Donc :

$$\tau_{\Phi} = \frac{1}{MK_{i\Phi}} \quad (\text{II.36})$$

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_{i\Phi} = \frac{1}{M\tau_{\Phi}} \\ K_{p\Phi} = \frac{T_r}{M\tau_{\Phi}} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

On choisit τ_{Φ} correspondant à la dynamique du flux pour déduire les valeurs numériques des gains du correcteur.

II.4.3 Réglage de la vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse avec un régulateur (PI) est donné par la figure (II.7)

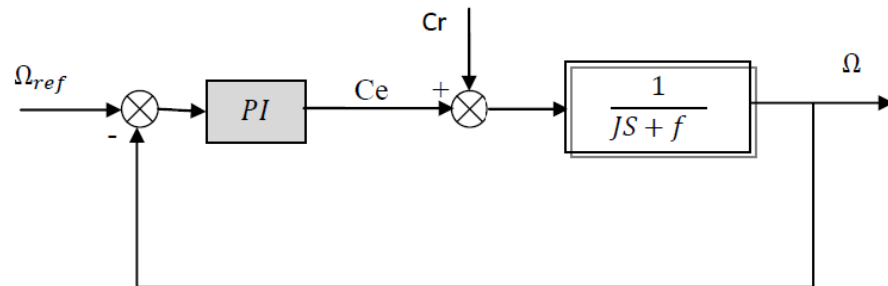


Figure (II.7) Boucle de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert du régulateur (PI) de la vitesse est donnée par:

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (\text{II.38})$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_v \Omega \quad (\text{II.39})$$

En introduisant l'opérateur de Laplace (s), on obtient :

$$\Omega = \frac{1}{f_v + js} (Ce - C_r) \quad (\text{II.40})$$

Ou encore:

$$\Omega = \frac{1}{f_v + jS} \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{f_v + jS} C_r \quad (\text{II.41})$$

Finalment la vitesse est:

$$\Omega = \frac{K_{\Omega} s + K_{i\Omega}}{(j s^2 + (K_{p\Omega} + f) + K_{i\Omega})} \Omega^* - \frac{s}{(j s^2 + (K_{p\Omega} + f) + K_{i\Omega})} C_r \quad (\text{II.42})$$

En considérant le couple de charge nul $C_r = 0$:

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} s + 1}{\frac{j}{K_{i\Omega}} s^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} \right) s + 1} \Omega^* \quad (\text{II.43})$$

Puis:

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} s + 1}{\frac{j}{K_{i\Omega}} s^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} \right) s + 1} \quad (\text{II.44})$$

Le dénominateur de (II.44) a la forme canonique suivante:

$$D(s) = \frac{1}{w_n^2} s^2 \left(\frac{2\xi}{w_n} \right) s + 1 \quad (\text{II.45})$$

Par identification, on trouve

$$\frac{j}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{w_n^2} \quad (\text{II.46})$$

Et:

$$\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} s = \frac{2\xi}{w_n} \quad (\text{II.47})$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ($\xi = 0.7$), et un temps de réponse du système $t_r = 0.2$ [23][24][25].

II.5 Résultats de simulation de la commande vectorielle :

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle avec des régulateurs de type PI, on a simulé la machine et sa commande sous l'environnement Matlab/Simulink.

II.5.1 Démarrage à vide suivi de l'application d'une charge résistive :

La figure (II.8) montre les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage, suivi de l'application de la charge nominale à $t=1.5s$, puis suppression de la charge à l'instant $t=3s$. la figure(II.8) représente les réponses de la vitesse, du couple, des deux courants de l'axe d et de l'axe q et le courant de phase statorique.

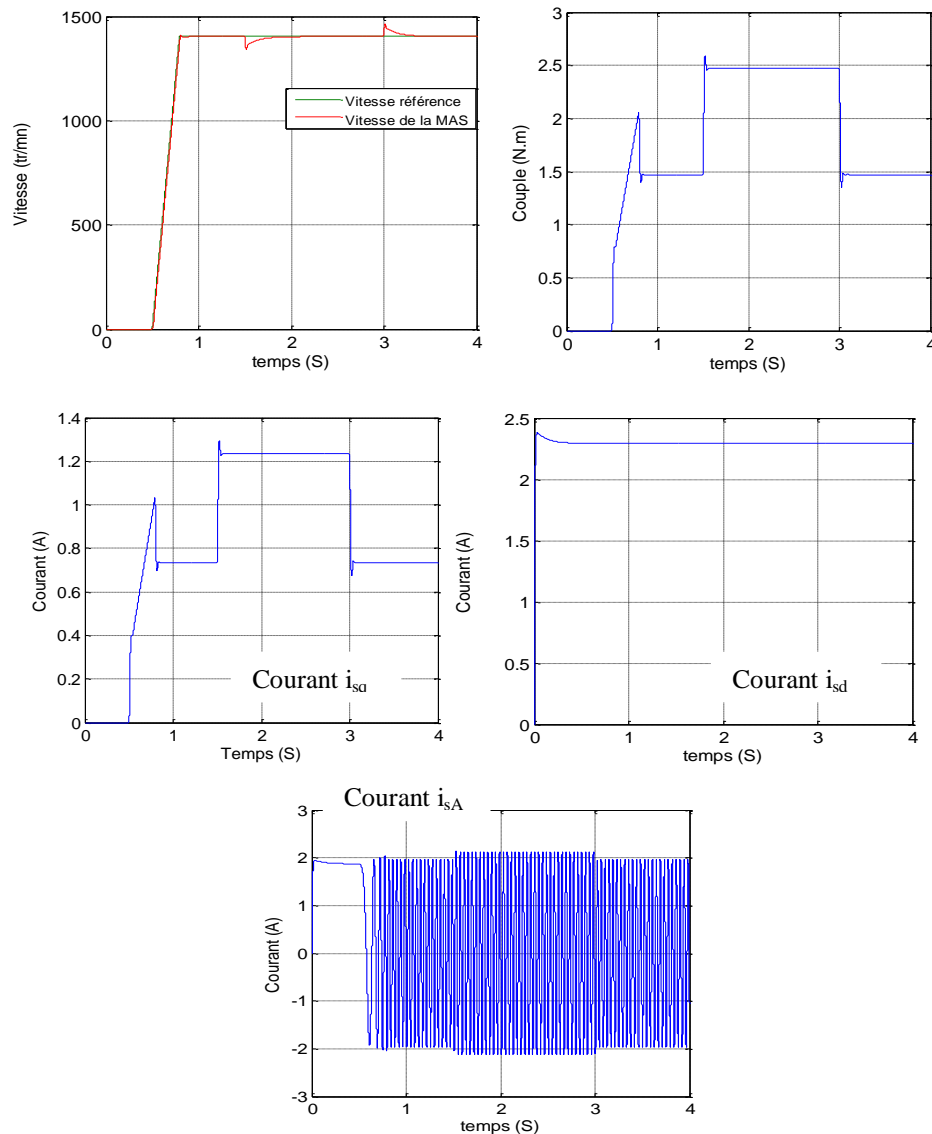


Figure (II.8) Résultats de la simulation de la MAS avec sa commande.

Cette figure montre que la vitesse suit parfaitement sa référence. L'application à $t=1.5s$ de la charge puis sa suppression à l'instant $t=3s$ perturbe la vitesse mais elle rejoint par la suite sa référence, ce qui montre la robustesse des correcteurs vis-à-vis des variations de la charge.

L'échelon de couple de charge ne perturbe pas le courant I_{ds} grâce à une parfaite compensation des termes de couplage entre les deux axes d et q.

II.5.2 Simulation de l'inversion du sens de rotation et du fonctionnement à basse vitesse :

II.5.2.1 L'inversion de sens de rotation :

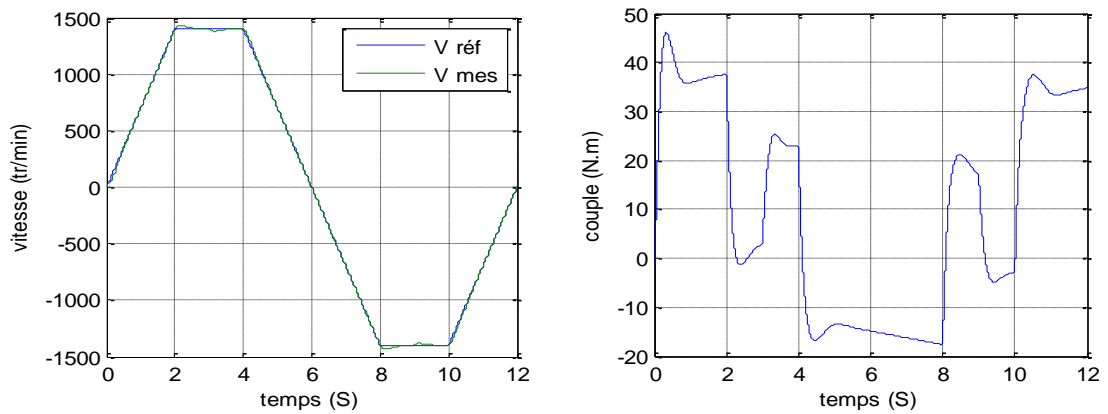


Figure (II.9) Résultats de la simulation de la MAS avec sa commande dans les deux sens.

Lors de l'inversion du sens de rotation de la machine (1400 tr/mn à -1400 tr/mn) l'application à t=3 s de la charge puis sa suppression à l'instant t=9s perturbe la vitesse mais elle rejoint par la suite sa référence, ce qui montre la robustesse des correcteurs vis-à-vis des variations de la charge,

Les résultats montrent que la vitesse suit parfaitement sa consigne avec une erreur statique nulle, ce qui traduit la bonne performance des correcteurs pour les deux sens de rotation.

II.5.2.2 La réponse du système à basse vitesse :

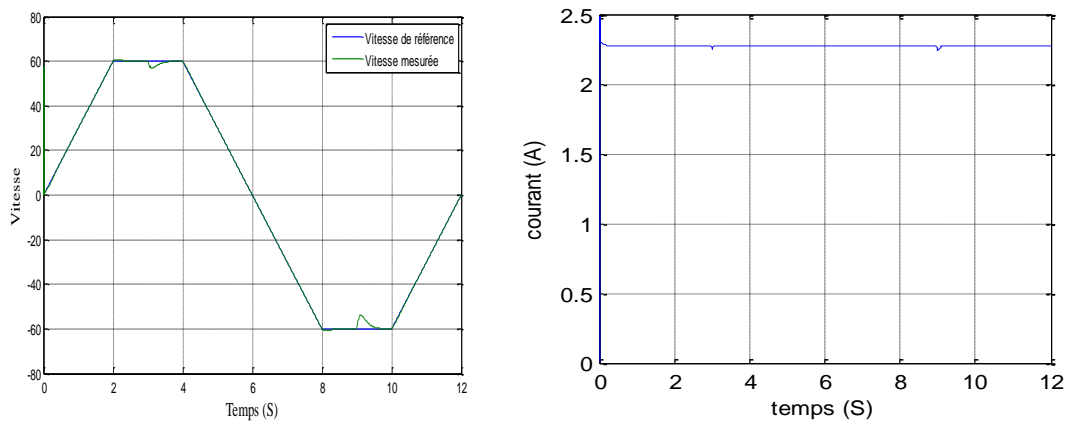


Figure (II.10) Résultats de la simulation de la MAS avec sa commande à basse vitesse.

Des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse (+60 tr/mn à -60 tr/mn). et L'application à $t=3$ s de la charge puis sa suppression à l'instant $t=9$ s perturbe la vitesse mais elle rejoint par la suite sa référence ce qui montre la robustesse des correcteurs vis-à-vis des variations de la charge.

Les résultats de simulation de l'inversion de sens de rotation et du fonctionnement à basses vitesses montrent le bon découplage entre l'axe d et l'axe q (entre le flux et le couple) ainsi que la bonne performance des correcteurs de courant et de vitesse.

II.5.3 Simulation avec l'introduction d'un court circuit statorique de 58 spires :

Pour étudier l'influence de défaut de court-circuit sur la machine asynchrone avec sa commande, on a simulé la machine pour un démarrage normal avec l'introduction du défaut de court-circuit à l'instant $t=3$ s. Les résultats de simulation sont donnés par la figure suivante :

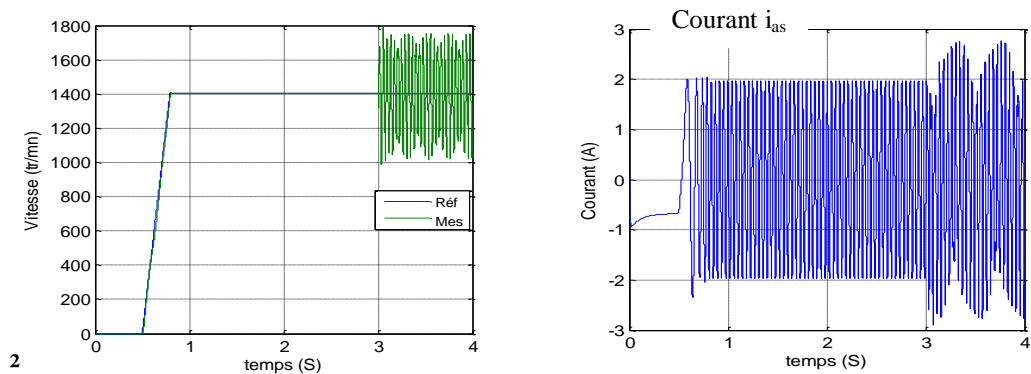


Figure (II.11) Résultats de simulation de la MAS avec défaut de type court-circuit statorique.

Durant la phase de court-circuit, on observe des perturbations sur la vitesse et le courant de phase statorique, d'après ces résultats on peut dire que le défaut de court-circuit affecte le comportement de la machine.

II.5.4 Simulation de l'introduction d'un défaut de rupture de 2 barres :

De même que pour le court-circuit statorique, on a simulé la machine avec sa commande pour voir l'influence de ce type de défaut sur le comportement de la machine.

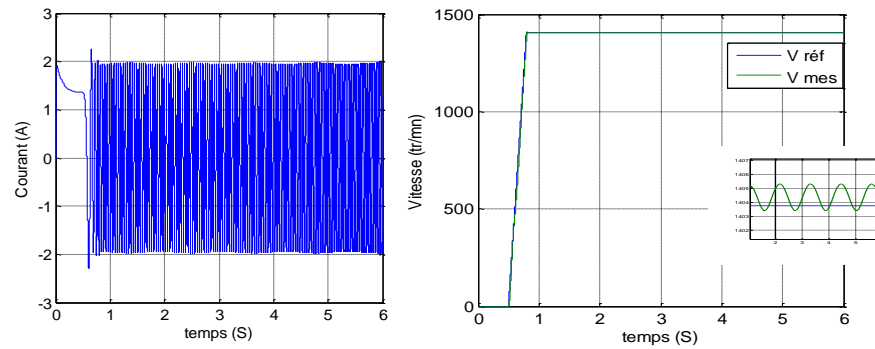


Figure (II.12) Résultats de simulation de la MAS avec défaut de type rupture de barres rotoriques.

Sur la figure (II.12) on constate que la rupture des barres rotoriques introduit des ondulations sur la vitesse et le courant de phase statorique. De même que pour le défaut de court-circuit, la rupture de barres rotoriques affecte le comportement de la machine.

II.6 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi la commande vectorielle de la machine asynchrone avec découplage du contrôle du flux et du couple.

Les résultats de simulation que nous avons présentés sont relatifs à la commande vectorielle. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs l'utilisation du réglage à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances malgré les échelons du couple de charge, ce qui montre le bon rejet de perturbation de la commande. Ces résultats attestent de la performance de la commande vectorielle de la MAS mise en œuvre.

La commande vectorielle directe nécessite la connaissance de grandeurs difficiles à mesurer comme le flux rotorique et la vitesse. Ces grandeurs peuvent par contre être estimées en utilisant des observateurs comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

Observation et diagnostic de la machine asynchrone

III.1 Introduction :

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones nécessitent des performances statiques et dynamiques élevées. Pour assurer le bon fonctionnement de la commande, il faut disposer d'une excellente information provenant de la machine à contrôler. Cette information exige entre autres des capteurs mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux mesurés, dans ces conditions, la suppression de ces capteurs présente un intérêt certain, et dans le cas où certaines grandeurs internes de la machine ne sont ni accessibles ni mesurables directement, des observateurs sont développés pour reconstruire ces grandeurs afin d'estimer la vitesse par exemple, nous étudions dans ce chapitre un type d'observateur déterministe pour estimer les états de notre système ainsi que la vitesse, cet observateur est utilisé par la suite dans la commande sans capteur et le diagnostic des défauts de la machine asynchrone.

III.2 Diagnostic de la machine asynchrone :

Les différents défauts présentés précédemment provoquent généralement des couples pulsatoires, des fluctuations de vitesse, l'augmentation du bruit et des vibrations, le changement des résidus de courants, l'échauffement de la machine asynchrone et la variation des paramètres électriques, c'est pour cela que le diagnostic des machines asynchrones est souvent basé sur la surveillance de ces indicateurs [27].

Deux approches différentes peuvent être utilisées, le diagnostic basé sur des algorithmes d'observations (approche modèle) et celui basé sur le traitement des signaux mesurables.

Dans cette section nous donnerons un aperçu sur l'état de l'art du diagnostic de la MAS par l'utilisation des observateurs.

III.2.1 Approche modèle :

Cette méthode est basée sur l'estimation des signaux non mesurables ou sur le suivi des paramètres durant le fonctionnement [27], elles supposent une connaissance approfondie du procédé sous forme de modèle numérique. Dans le cas de la machine asynchrone, une modélisation dans le référentiel triphasé ou biphasé équivalent est nécessaire. Des signaux ou des paramètres de ces modèles sont mesurés ou estimés pour avoir une signature de défauts. on teste la cohérence entre les mesures et les estimations par des grandeurs caractéristiques de l'état du procédé, appelées résidus, le vecteur des résidus nul en fonctionnement normal, est comparé en ligne aux signatures de pannes. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue [32]:

- ✓ Le diagnostic à l'aide d'observateurs [35].
- ✓ Le diagnostic par redondance analytique (espace de parité)
- ✓ Le diagnostic par estimation paramétrique [36].

III.2.2 Le diagnostic à l'aide d'observateur :

Le principe de cette méthode est d'utiliser les erreurs d'estimation sur les sorties comme résidus, l'objectif est de construire des résidus menant à la détection des défauts, dans certains cas l'utilisation de plusieurs observateurs peut être nécessaire pour garantir la localisation des défauts.

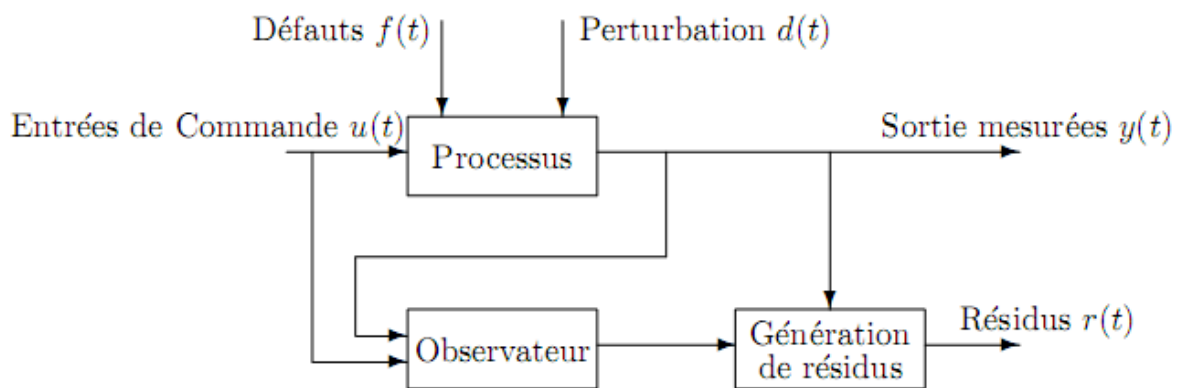


Figure (III.1) Principe de la méthode de diagnostic à l'aide d'observateur.

III.3 Détection et localisation de défaut :

III.3.1 Détection de défaut :

La détection de défaut est une opération qui consiste à déterminer l'apparition et l'instant d'occurrence d'un défaut. Cette fonction peut être obtenue en utilisant le résidu $r(t)$ généré en comparant le comportement du modèle du système à celui du système réel. Idéalement un résidu est nul lorsque le système est en fonctionnement normal. Dans les méthodes de diagnostic à base d'observateurs, généralement, le résidu $r(t)$ est formé par la comparaison des sorties mesurées et estimées: $r(t) = y(t) - \hat{y}(t)$.

Le vecteur de résidu $r(t)$ permet la détection d'un défaut $f(t)$.

Dans des situations réelles, le résidu $r(t)$ en l'absence de défaut est à moyenne nulle à cause de la présence de bruit. Afin de pouvoir détecter un défaut le résidu $r(t)$ est comparé à un seuil J défini en fonction des erreurs de modélisation. On choisit la logique de décision suivante :

$r(t) < J_s$ pas de défaut détecté.

$r(t) > J_s$ présence de défaut.

III.3.2 Localisation de défaut :

Après la détection d'un défaut dans le système, il est important de pouvoir situer exactement le composant affecté. Cette étape s'appelle la localisation de défaut. Elle s'appuie fréquemment sur la génération de résidus de manière à ce qu'un ensemble de ces résidus soit sensible à certains défauts et insensible aux autres défauts, l'utilisation d'un banc d'observateurs est une autre méthode de localisation défauts ou le nombre d'observateurs à intégrer dans le banc dépend du nombre de défauts à détecter et à localiser.

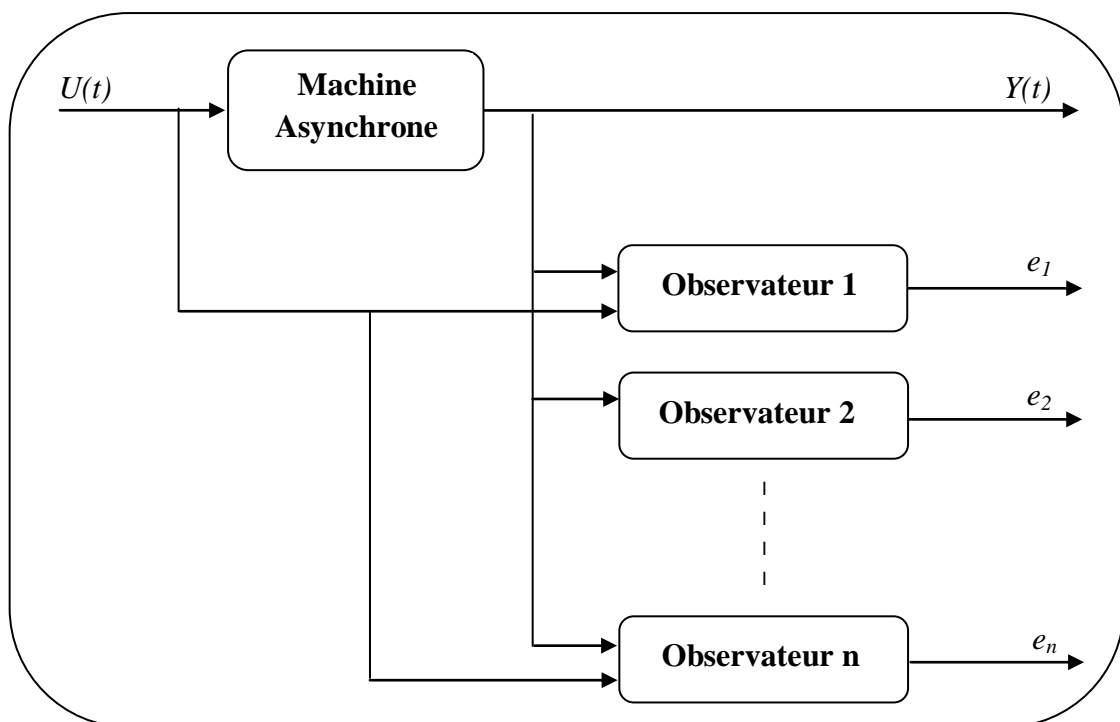


Figure (III.2) Architecture d'un banc d'observateur.

III.4 Comparaison entre résidu en boucle fermée et en boucle ouverte :

Le but recherché est la mise en évidence de l'influence de la commande sur les résidus et donc l'influence de la commande sur la qualité du diagnostic, la démarche suivie consiste à comparer les résidus générés à partir du système en boucle ouverte avec les résidus du même système inséré dans une boucle de régulation.

III.5 Dilemme commande-diagnostic :

Les systèmes de contrôle ont pour but de permettre d'assurer la stabilité de fonctionnement des machines, de minimiser l'influence des perturbations ou des défauts et d'optimiser les performances globales. Le but de la commande est de maintenir certaines variables au voisinage de leur valeur désirée appelée consigne ou référence qui peut être fixe ou variable avec le temps, et ce quelque soient les influences de l'environnement des machines.

En revanche, la tâche du diagnostic est de signaler et de localiser la présence de défauts agissant sur la machine dès leur apparition afin d'entreprendre des actions appropriées (maintenance) pour éviter une perte totale de la machine qui peut survenir suite à un défaut critique par exemple.

Concrètement, le dilemme commande-diagnostic peut être expliqué comme suit : la commande est souvent calculée de façon à avoir un comportement entrée-sortie satisfaisant la contrainte suivante : $\lim_{t \rightarrow \infty} (v(t) - y(t)) = 0$, où $v(t)$ est l'entrée de référence et $y(t)$ les sorties contrôlées.

La génération de résidus s'appuie sur l'écart entre la référence et la sortie contrôlée, écart qui témoigne qu'un défaut est survenu lorsqu'il est non nul. L'objectif de la commande étant de réduire, voir annuler cet écart, le diagnostic devient difficile à établir. En effet, un faible écart de la sortie contrôlée par rapport à la référence ne traduit peut être pas l'absence de défaut mais plutôt une commande efficace [29].

III.6 Types des Observateurs :

L'observateur est un système qui consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des variables accessibles et mesurables du système. La figure suivante illustre le principe d'un observateur d'état.

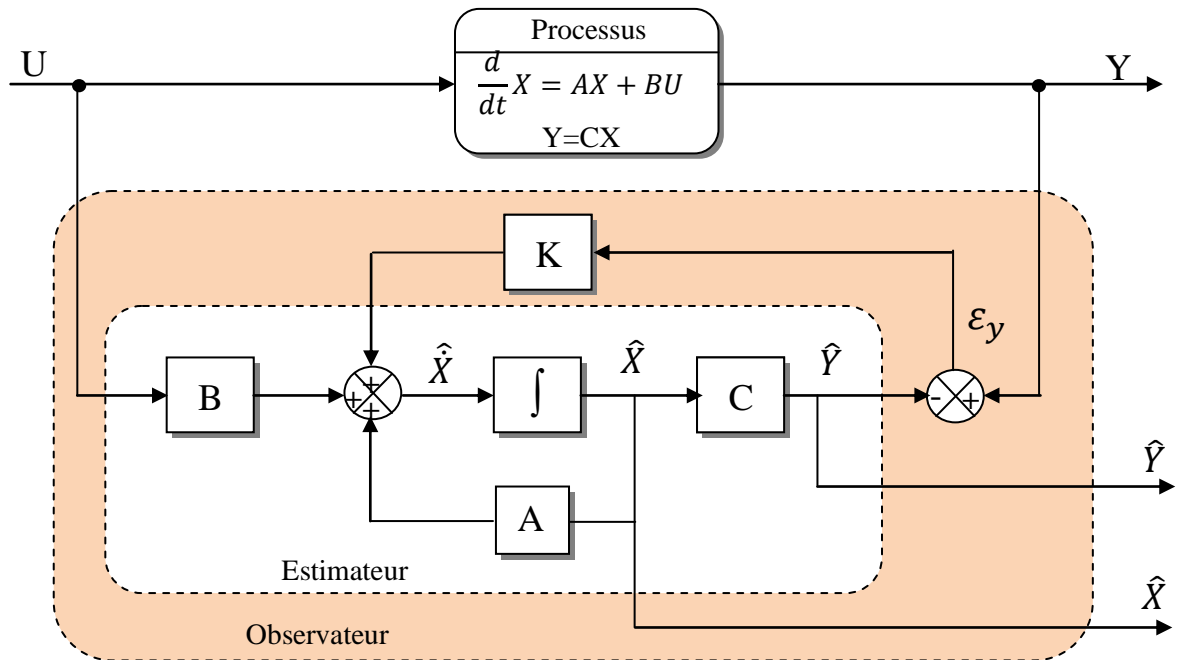


Figure (III.3) Schéma de principe d'un observateur.

III.6.1 Observateurs déterministes :

Ce type d'observateur ne prend pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état. Dans cette famille, on trouve plusieurs observateurs comme celui de Kubota et l'observateur adaptatif.

III.6.2 Observateurs stochastiques :

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Ils prennent en compte la présence du bruit d'état et de sortie dans le système. Dans cette famille on trouve par exemple le filtre de Kalman.

III.6.3 Observateurs linéaires :

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice A du système qui est linéaire et invariante dans le temps. Les observateurs de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

III.6.4 Observateurs non linéaires :

Ce sont les observateurs utilisés pour observer des systèmes non linéaires comme les machines électriques. Il existe deux approches de développement de ces observateurs :

- ✓ La linéarisation autour du point de fonctionnement, le filtre de Kalman à état retardé fonctionne avec cette approche.
- ✓ La construction du gain d'observation sur la base de la non-linéarité du système : c'est le cas de l'observateur à Grand gain et l'observateur de Kalman like, ces observateurs sont synthétisés en prenant en compte la modélisation non linéaire du système.

III.7 Observateur adaptatif :

La méthode du MRAS (Model Reference Adaptive System) est basée sur le choix de deux modèles pour représenter un système. Le premier est appelé « modèle de référence », l'autre sera nommé « modèle adaptatif ». Le modèle de référence ne doit pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer alors que le second en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, généralement un PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence, conformément à la figure (III.4).

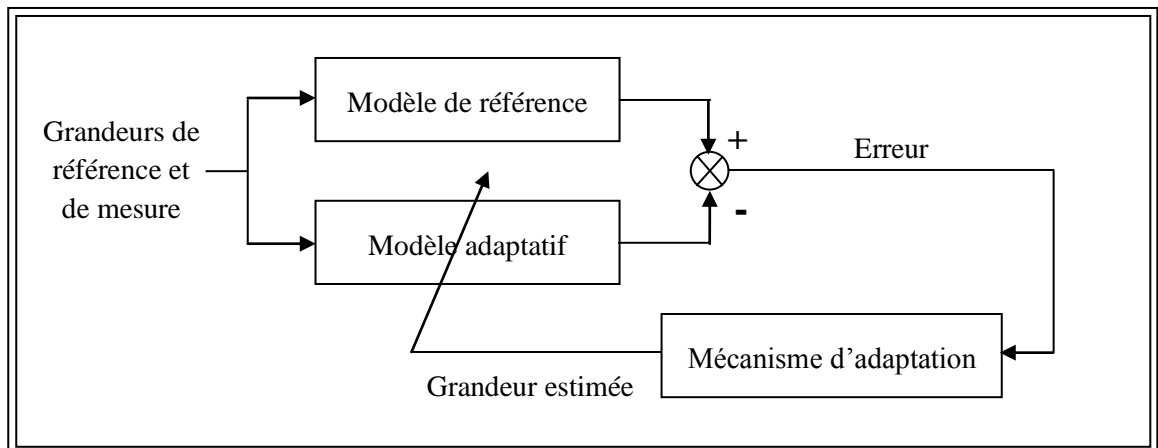


Figure (III.4) Principe de l'observateur adaptatif.

Donc pour réaliser notre observateur nous devons choisir les grandeurs du système. Dans le cas de la commande vectorielle de la machine asynchrone on suppose que :

- ✓ Les paramètres du modèle sont connus et invariants (dans le cas sain),
- ✓ Les courants statoriques sont mesurés ainsi que les tensions statorique,
- ✓ Les flux rotoriques sont estimés
- ✓ La vitesse rotorique est estimée,

III.7.1 Modèle de la MAS dans le repère (α,β) :

Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de [37] choisir le modèle de la MAS dans le repère (α,β) lié au stator et donné par la représentation d'état suivante:

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A(\omega)]. [X] + [B]. [U] \\ [Y] = [C]. [X] \end{cases} \quad (III.1)$$

Tel que :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix}; \quad [U] = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}; \quad [Y] = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Avec

$$A = \begin{bmatrix} [a_1 & 0] & [a_2 a_4 & a_2 \omega_{est}] \\ [0 & a_1] & [a_2 \omega_{est} & a_2 a_4] \\ [a_3 & 0] & [a_4 & -\omega_{est}] \\ [0 & a_3] & [\omega_{est} & a_4] \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$\text{Où } a_1 = -\frac{R_s + R_r}{L_f}; a_2 = \frac{1}{L_f}; a_3 = R_r; a_4 = \frac{R_r}{L_r}; b = \frac{1}{L_f}.$$

III.7.2 Observateur de Luenberger :

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [35]. L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \hat{X} = A(\omega). \hat{X} + B. U + K \varepsilon_Y \\ \hat{Y} = C. \hat{X} \end{cases} \quad (III.2)$$

Tel que :

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

III.7.3 Détermination de la matrice de gain K :

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

$$\begin{cases} \hat{X} = A_0. \hat{X} + B. U + KY \\ \hat{Y} = C. \hat{X} \end{cases} \quad (III.4)$$

Avec :

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

La matrice A ne dépend que de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. La matrice A_0 détermine la dynamique de l'observateur, ce qui impose une certaine structure à la matrice gain K qui peut s'écrire [33] :

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & -k_2\omega_{est} \\ k_2\omega_{est} & k_1 \\ k_3 & -k_4\omega_{est} \\ k_4\omega_{est} & k_3 \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

On doit définir les gains de l'observateur en respectant les conditions de la théorie de Popov. La matrice P n'intervenant pas dans la réalisation de l'observateur, elle sert à prouver la stabilité du système et elle est choisie de manière à faciliter les calculs par exemple :

$$P = \begin{bmatrix} x_1 I & x_3 I - x_4 J \\ x_3 I - x_4 J & x_2 I \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

où

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; J = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice Q devient :

$$Q = \begin{bmatrix} a.I & b.I + c.\omega.J \\ b.I - c.\omega.J & d.I \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

$$\begin{cases} a = 2(a_1 + k_1).x_1 + 2(a_3 + k_3).x_3 + 2.k_4.\omega.x_4 \\ b = (a_1 + k_1 + a_4).x_3 + ((1 - k_2)\omega).x_4 + a_2.a_4.x_1 + (a_3 + k_3).x_2 \\ c.\omega = a_2.\omega.x_1 + \omega(1 - k_2).x_3 - (a_1 + k_1 + a_4).x_4 - k_4.\omega.x_2 \\ d = 2(a_2.a_4.x_3) - 2a_2.\omega.x_4 + 2a_4.x_2 \end{cases} \quad (III.9)$$

Ensuite on démontre que Q est définie négative et P positive.

III.7.4 Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de la vitesse :

D'après notre système, on peut représenter l'observateur par le système d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 a_4 & a_2 \omega_{est} \\ 0 & a_1 & a_2 \omega_{est} & a_2 a_4 \\ a_3 & 0 & a_4 & -\omega_{est} \\ 0 & a_3 & \omega_{est} & a_4 \end{bmatrix} \hat{X} + \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 \omega_{est} \\ k_2 \omega_{est} & k_1 \\ k_3 & -k_4 \omega_{est} \\ k_4 \omega_{est} & k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

Cette représentation peut prendre la forme suivante :

$$\dot{\hat{X}} = A(\omega). \hat{X} + B.U + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (III.11)$$

Avec :

$$(I_s - \hat{I}_s) = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.12)$$

Supposons maintenant que la vitesse Ω est un paramètre constant inconnu. Il est nécessaire de chercher une loi pour estimer ce paramètre.

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

$$\dot{e} = (A - KC)e + (\Delta A)\hat{X} \quad (III.13)$$

Avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_2 p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & a_2 p \Delta \Omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & p \Delta \Omega & 0 \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

Où :

$$\Delta \Omega = \Omega - \hat{\Omega} \quad (III.15)$$

$$e = X - \hat{X} = \begin{bmatrix} e_{I_{s\alpha}} \\ e_{I_{s\beta}} \\ e_{\Phi_{r\alpha}} \\ e_{\Phi_{r\beta}} \end{bmatrix} \quad (III.16)$$

Maintenant considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$v = e^T e + \Delta \Omega^2 / \lambda \quad (III.17)$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dv}{dt} = \left\{ \frac{d(e^T)}{dt} \right\} e + e^T \left\{ \frac{de}{dt} \right\} + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \Delta\Omega^2 \quad (\text{III.18})$$

$$\frac{dv}{dt} = e^T \{ (A - KC)^T + (A - KC) \} e - 2a_2 \Delta\Omega \left(e_{I_{s\alpha}} \widehat{\Phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta\Omega \frac{d}{dt} \Delta\Omega^2 \quad (\text{III.19})$$

De cette équation, on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation (III.19). On obtient [31] :

$$\widehat{\Omega} = \lambda \cdot a_2 \int_0^t \left(e_{I_{s\alpha}} \widehat{\Phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \right) dt \quad (\text{III.20})$$

Où λ est une constante positive.

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

$$\widehat{\Omega} = k_p \left(e_{I_{s\alpha}} \widehat{\Phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \right) + k_i \int \left(e_{I_{s\alpha}} \widehat{\Phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \right) dt \quad (\text{III.21})$$

Avec k_p et k_i des constantes positives.

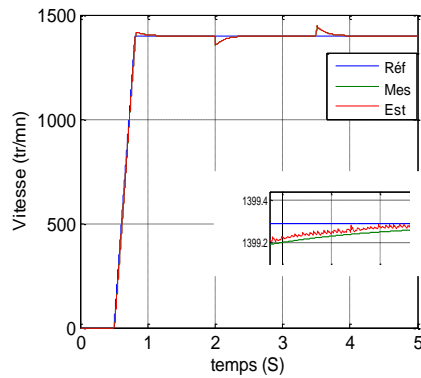
III.7.5 Simulation de l'observateur adaptatif :

Dans cette partie sont montrés les résultats de simulation de l'observateur adaptatif dans les modes de fonctionnement suivants :

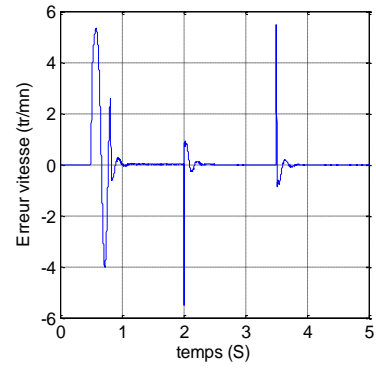
- ✓ Démarrage à vide avec introduction du couple de charge.
- ✓ Réponses à basses vitesses.
- ✓ Effet d'un défaut de court circuit 58 spires sur la phase a.
- ✓ Effet d'un défaut de rupture de deux barres.

III.7.5.1 Démarrage à vide avec l'introduction d'un couple de charge :

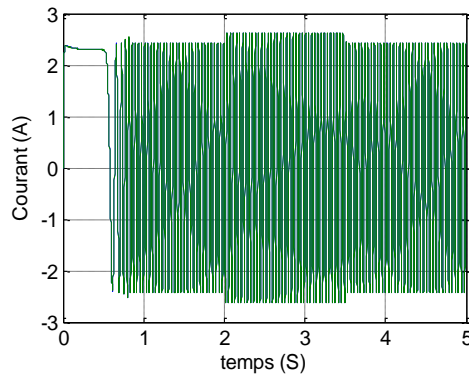
Les figures suivantes présentent les résultats de simulation de la commande sans capteur mécanique de vitesse pour un démarrage à vide et après l'application d'une charge résistive à l'instant $t=2s$, puis la suppression de cette charge à $t=3,5s$.



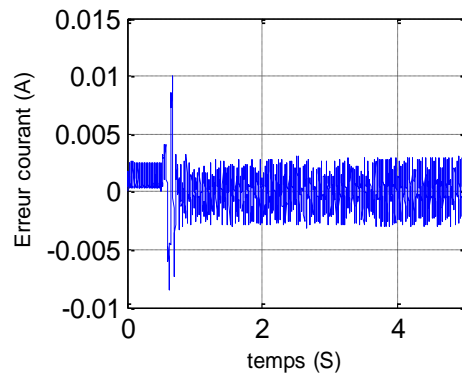
Vitesse rotorique



Erreur d'estimation de la vitesse



Courant de phase A mesuré et estimé



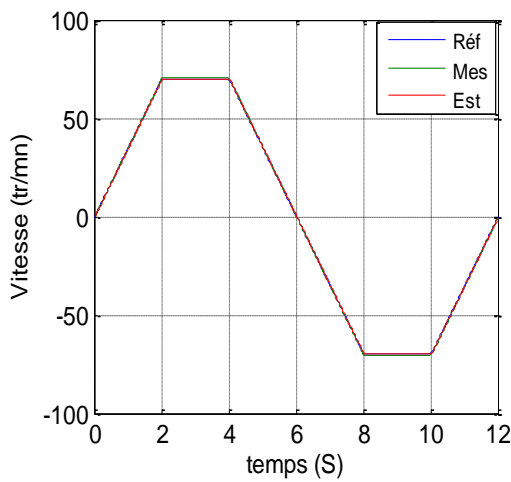
Erreur d'estimation de courant

Figure (III.5) Fonctionnement de l'observateur à vide et en charge.

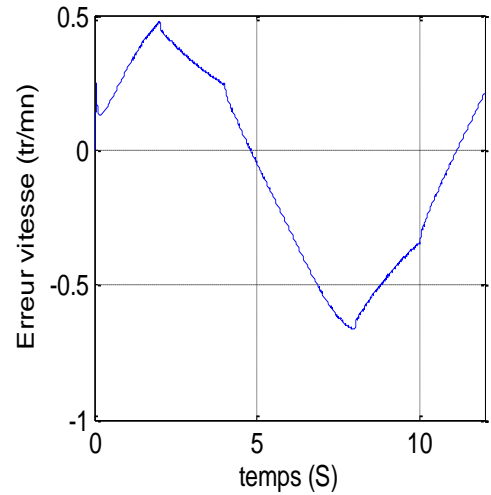
Ces figures illustrent les performances de l'observateur adaptatif avec une erreur d'estimation quasi nulle en régime permanent. La figure des courants présente l'allure des deux courants de phase mesuré et estimé. Sur cette figure, on voit bien que les deux courants sont superposés, ce qui justifie le bon comportement de notre observateur.

III.7.5.2 Réponse à basse vitesse avec inversion du sens de rotation :

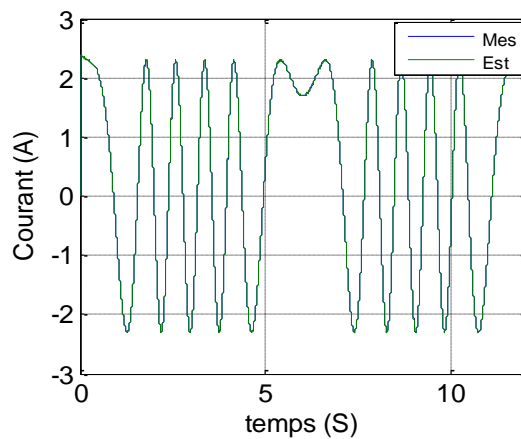
Les figures suivantes présentent les résultats de la simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse.



Vitesse rotorique



Erreur d'estimation de vitesse.

Courant de phase I_{sa} **Figure (III.6)** Réponse à basse vitesse de l'observateur adaptatif

Sur la courbe de vitesse, on observe que la vitesse suit parfaitement sa référence avec une erreur inférieure à 1%, la courbe de courant montre que les deux courants sont bien superposés.

III.7.5.3 Effet d'un défaut de court-circuit statorique de 58 spires :

Pour étudier l'influence d'un défaut de court-circuit statorique sur le fonctionnement de la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone, on a simulé l'ensemble pour un démarrage normal avec l'introduction du défaut à l'instant $t=3s$. Les figures suivantes présentent cet effet.

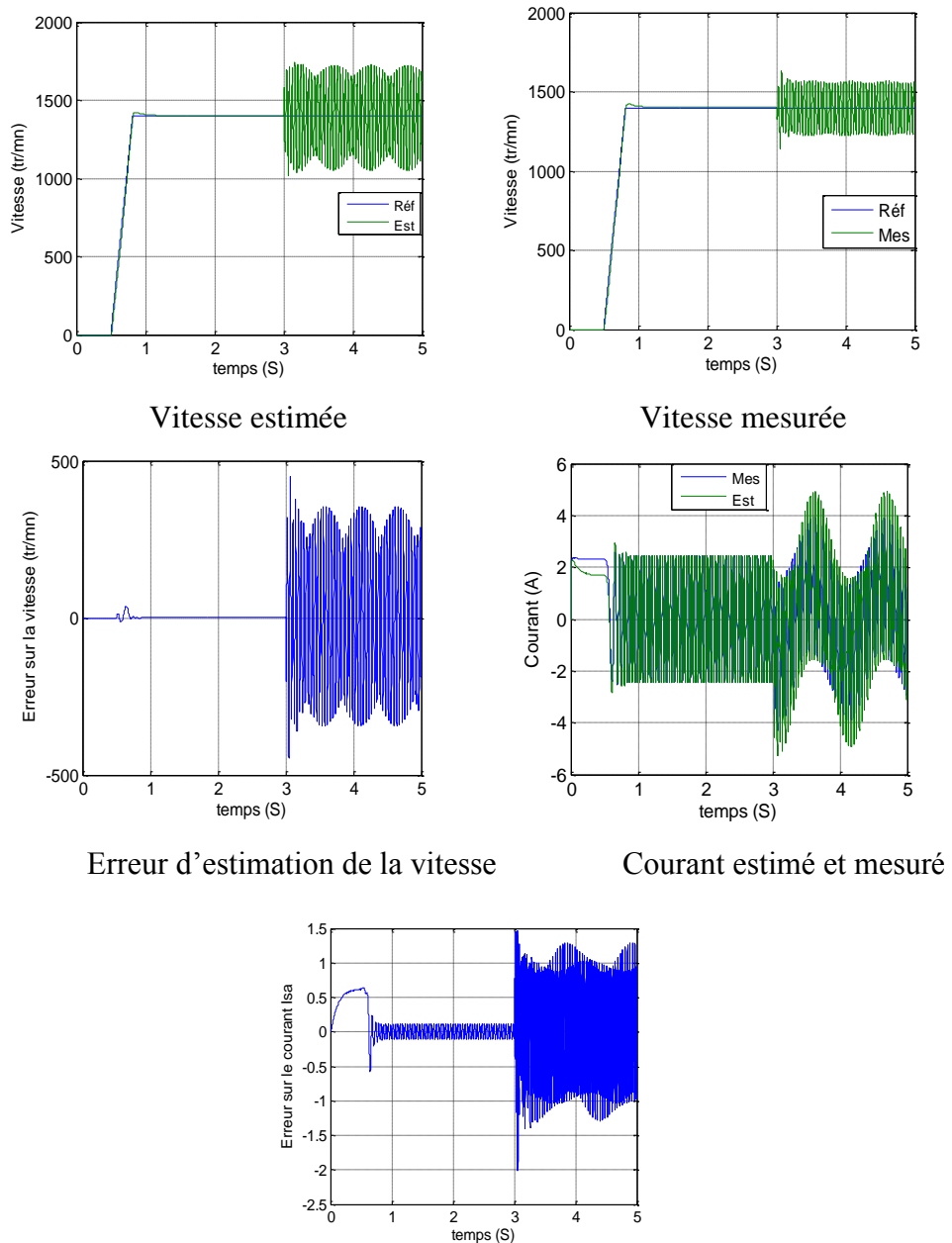


Figure (III.7) Effet de l'introduction du défaut de court-circuit sur l'observateur adaptatif.

Sur l'ensemble des résultats, on voit bien que notre observateur est très sensible aux défauts comme l'illustrent les courbes de vitesse et de courant de phase estimé. On observe des changements sur les résidus de la vitesse et de courant de phase statorique en présence de défaut.

III.7.5.4 Effet d'un défaut de rupture de barres :

Comme pour le court-circuit statorique, on simule la machine asynchrone avec sa commande vectorielle et en l'absence du capteur mécanique de vitesse pour voir l'influence de ce type de défaut sur le fonctionnement de l'ensemble.

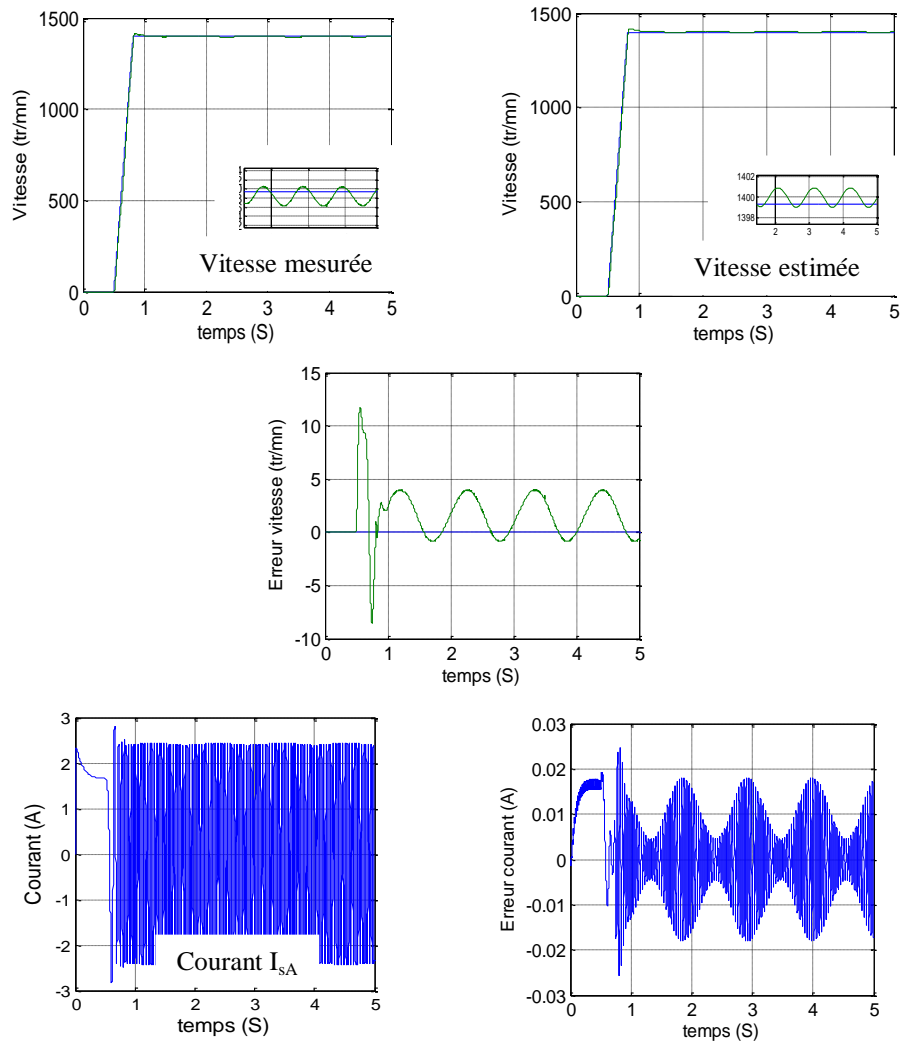


Figure (III.8) Effet de défaut de rupture de barre sur le fonctionnement de l’observateur.

Les résultats obtenus montrent que l’observateur est sensible au défaut de rupture de barres rotoriques, les résidus sur la vitesse et le courant de phase statoriques sont plus grands en présence de défaut par rapport aux résidus obtenus dans le cas d’une machine saine. Ces résidus seront utilisés par la suite pour la détection des défauts à l’aide d’observateurs.

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre un type d’observateur de flux et de la vitesse a été étudié. Les résultats des simulations sont satisfaisants, la convergence est acquise et la stabilité est également garantie. On a utilisé cet observateur pour la commande sans capteur mécanique de vitesse. L’introduction des défauts de court-circuit statorique et rupture de barres rotorique prouve la robustesse de ce type d’observateur.

A la fin du chapitre, on a montré que la commande risque de masquer l’effet des défauts qui influe sur le diagnostic de ces défauts.

Conclusion Générale

Conclusion générale

L'objectif de ce travail était de faire une étude sur les observateurs pour le diagnostic et la commande de la machine asynchrone à cage d'écoreuil.

Le diagnostic et la surveillance des systèmes électriques sont de plus en plus utilisés dans la plupart des domaines industriels, d'où l'intérêt grandissant porté à ce sujet. La machine asynchrone étant l'élément le plus utilisé et l'un des plus importants dans les systèmes électriques, sa surveillance et son diagnostic ont fait et font toujours l'objet de plusieurs études

Dans notre travail, nous avons exécuté une étude par simulation pour le diagnostic de défauts de court-circuit statorique et rupture de barre rotorique de la machine asynchrone à cage d'écoreuil. Notre choix s'est porté sur la méthode des observateurs qui est une parmi plusieurs méthodes utilisées pour le diagnostic de la machine asynchrone.

Nous avons développé un modèle pour l'étude de la machine asynchrone en présence de défaut, il permet de simuler le comportement de la machine lors d'un court-circuit statorique et ou rupture de barre rotorique. Nous avons simulé des performances de la machine (le couple, la vitesse de rotation, le courant statorique...) à l'état sain puis avec défaut de court-circuit statorique et la rupture de barres rotorique.

Dans le deuxième chapitre, on a assuré le découplage entre le flux et le couple par une commande vectorielle à flux rotorique orienté. Ce découplage est prouvé par une série de simulations de la MAS associé à la commande vectorielle. Les tests de robustesse ont prouvé que la commande vectorielle permet de faire fonctionner la machine avec bonnes performances dynamiques et statiques. Cette étude à été terminée par des simulations de l'ensemble machine-commande. Les résultats de simulations obtenus ont montré l'efficacité de la commande vectorielle proposée dans toutes les gammes de vitesse malgré la présence des perturbations.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté deux types d'observateurs pour la commande et le diagnostic de la machine asynchrone, ces observateurs permettent d'éliminer le capteur mécanique de la vitesse et utilisés aussi pour la génération des résidus qui nous a permis de détecter les défauts de la MAS, les résultats de simulations obtenus prouvent que la sensibilité des observateurs lors de l'introduction des défauts. Le dilemme commande-diagnostic se pose et la qualité du diagnostic est influencée par la commande.

Ce travail nous a permis de développer et tester des outils qui peuvent être utilisés efficacement au diagnostic et à la commande des machines asynchrones.

D'autres travaux peuvent être effectués pour la détection des défauts comme l'utilisation d'un banc d'observateurs.

Le travail, présenté dans ce rapport, amène à soulever les perspectives de recherche suivantes :

- ✓ Application de nouveau type d'observateurs non Linéaire tel que l'observateur par mode glissant qui reflète bien le modèle non linéaire de la chaîne asynchrone.
- ✓ L'utilisation d'un banc d'observateurs pour localiser les défauts.

Bibliographie

Bibliographie

[1]: H. Baikeche, « Diagnostic des systèmes linéaires en boucle fermée », école doctorale IAEM Lorraine département de Formation Doctorale en Automatique, Lorraine, 2007.

[2]: G. Didier, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Octobre 2004.

[3]: F.kadri, « commande des actionneurs électriques », support de cours, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2015.

[4]: J.CHATELAIN, Machines électriques, Traité d'électricité, Vol X, Presse Polytechniques romandes, édition Georgi, 1983.

[5]: D.AGUGLIA, « Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle », Thèse de doctorat, université de l'université de Laval, Décembre 2004.

[6]: Radouane *BOUSSEKSOU*, « Modélisation analytique des machines Asynchrone », Université Mentouri Constantine, 2007.

[7]: J.LESENNE, Francis NOTELET, Guy SEGUIER, « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Technique et documentation, 1981.

[8]: YAHYA Khaled, « Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé », mémoire de magister, Université mohamed khider Biskra, 2005.

[9]:coursmsa,<http://www.electrocouffigna.site.ac-strasbourg.fr/site-php/cours2007/cours-mas.pdf>.

[10]: R.Casimir, « Diagnostic des Défaut des Machines Asynchrones par Reconnaissance des Formes », *Thèse de Doctorat, L'Ecole Centrale de Lyon*, Décembre 2003.

[11]: Haylock, « IPM synchrone machine drive response to symmetrical and asymmetrical short circuit faults », *IEEE transactions on energy conversion* pp .vol .18 n° 2.PP.291 .298 .03

- [12]: G. Didier, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », Thèse de doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.
- [13]: M. EL Tabache, « Détection des défauts mécaniques par l'analyse des Signaux d'alimentation des moteurs asynchrones », Thèse de doctorat, Nancy, Juillet 2002.
- [14]: S. Nandi, T. C. Ilamparithi, L. Sang Bin, and H. Doosoo , « Detection of Eccentricity Faults in Induction Machines Based on Nameplate Parameters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 1673-1683, May 2011.
- [15]: R. N. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli, and F. M. Sargos, « Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual-Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 4238-4251, December 2008.
- [16]: H. Razik, « Le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art », *La revue 3EI*, vol. 29, pp. 48-52, Juin 2002.
- [17]: F. Blaschke, « The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines » *Siemens Rev.*, vol. 34, pp 217-220, 1972.
- [18]: P. Vas, « Vector control of AC machines », Clarendon Press, Oxford 1990.
- [19]: A.Benchaib, « Application des modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes, 1998.
- [20]: BAGHLI Lotfi, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » Thèse de doctorat à l'université Henri Poincaré, Nancy I, 1999.
- [21]: CHAOUCH Souad, « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse » Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.
- [22]: TARBOUCHI Mohamed, « Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé » Thèse de doctorat, Université de Laval. Québec, 1997.
- [23]: KHELDOUN Aissa, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté » Thèse de doctorat de l'université de Boumerdes, 2007.
- [24]: MERABET Adel, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université du Québec, 2007.

- [25]: AGUGLIA David, « Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle ». Mémoire de Maître en Sciences, Université Laval – Québec, 2004.
- [26]: C. Canudas De Wit, « Commande des moteurs synchrones 2, modélisation control vectoriel et DTC » édition Hermes science europe, 2000.
- [27]: A. Bouzida and M.A. Boumaza, « Diagnostic « de défauts au rotor par l’approche de l’estimation paramétrique ». PFE, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, 2005.
- [28]: S. Bachir, « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique », Thèse de doctorat de l’université de Poitiers, Décembre 2002.
- [29]: H. Baikeche, « Diagnostic des systèmes linéaires en boucle fermée », Thèse de doctorat de l’université de lorraine, 2007.
- [30]: Y. Beddiaf, « Etude et Simulation d’estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009.
- [31]: A. Benchaib, « application des modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la machine Asynchrone » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 1998.
- [32]: Boumegoura « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d’observateurs en vue du diagnostic » Thèse, Ecole centrale de Lyon, France, 2001.
- [33]: T. B. De Fornel, J. Louis, « Identification et observation des actionneurs électriques 2 », Edition Hermès-Lavoisier, 2007.
- [34]: G. Grellet, G.Clerc, « Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande » Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 1997.
- [35]: D. Ichalal, « Estimation et diagnostic de systèmesnon linéaires » Thèse de doctorat, INPL Nancy, 2009.
- [36]: S. Moreau, « Contribution à la modélisation et l’estimation paramétrique des machines électriques à courant alternatif : Application au diagnostic » Thèse de doctorat ENSIP Poitiers, 1999.
- [37]: F. Morand, « Techniques d’observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrone » Thèse de doctorat, Ecole doctorale de Lyon, 2005.

Annexe

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisés dans les simulateurs :

Paramètres électriques		Paramètres Mécaniques	
Résistance Statorique	9.81 Ω	Moment d'inertie	0.025 Kg.m ²
Résistance Rotorique	3.83 Ω	Frottement visqueux	0.02
Inductance de fuite	0.0762 H		
Inductance mutuelle	0.436 H		
Fréquence de synchronisme	50 Hz		
Nombre paire des pouses	2		

Résumé

Les systèmes industriels se complexifient avec l'automatisation des processus. Malgré cette complexité, ils doivent assurer les fonctions pour lesquelles ils ont été conçus et notamment la sûreté de leur fonctionnement. Cela signifie assurer la fiabilité, la maintenabilité, Nous développons dans nos travaux l'utilisation des observateurs pour le diagnostic de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Une méthode de diagnostic à base de modèle est mise en place dans ce travail. Premièrement, nous avons présenté la machine asynchrone, les défaillances qu'elle peut présenter. Ensuite nous avons passé à la partie commande, où une commande vectorielle par orientation de flux rotorique est abordée en détails. Dans la dernière partie de ce travail qui est réservée à la partie diagnostic à l'aide d'observateur. Un observateur MRAS est proposé. Ce type d'observateur est ensuite utilisé pour la génération des résidus ce qui permet de détecter les anomalies au niveau de la machine bien sûr en analysant ces résidus. L'efficacité des stratégies de la commande et du diagnostic proposées dans ce travail sont testées à travers des simulations en utilisant le logiciel Matlab/Simulink

abstract

Industrial systems are becoming more complex with process automation. Despite this complexity, they must ensure the functions for which they were conceived, including the safety of their operation. This means ensuring reliability, maintainability.

We develop our work in the use of observers for the diagnosis of induction motor squirrel cage. A model-based diagnostic method is implemented in this work. First, we introduced the asynchronous machine, the failures it may present. Then we spent in the control part, where a vector control by rotor flux orientation is discussed in detail. In the last part of this work is dedicated to the diagnosis part to the observer aid. A MRAS observer is proposed. This type of viewer is then used for the generation of residues allowing detect abnormalities in the course Machine analyzing these residues. The effectiveness of strategies for control and diagnostics proposed work are tested through simulations using the software Matlab / Simulink.