



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



N° Série : .....

## Mémoire de fin d'étude

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

**Filière : Electrotechnique**

**Spécialité : Commandes Electriques**

Présenté par

**Barouki Ali**

**&**

**Hamoudi Abdelhalim**

**THEME**

Estimateurs et observateurs pour une machine  
asynchrone triphasée

*Soutenu le : juillet 2021 devant la commission d'examen composée de :*

*Laggoun louanasse*

*MCB à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela Président*

*Beddiaf Yassine*

*MCA à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela Encadreur*

*Benhada Nabil*

*MCA à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela Examineur*

*Promotion 2020/2021*

## *Dédicaces et remerciements*

Tout d'abord, je remercie Dieu pour la bénédiction de l'éducation et de la connaissance qu'il m'a donné pour que j'atteindre ce niveau d'étude.

De manier générale, j'exprime également ma grande gratitude à tous les enseignants et professeurs qui ont éclairé mon chemin de connaissance, et en particulier à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à mon ascension à ce niveau.

Je reconnais et remercie également le professeur superviseur, Dr BEDDIAF Yassine, pour ses efforts, ses orientations et ses conseils pour superviser ce modeste travail.

Je dédie aussi le fruit de la réussite à mes parents, la raison de mon existence dans cette vie.

Je dédie en particuliers le résultat de ma réussite dans ce travail à ma femme et mes enfants Ayat, Aoub et maramé, qui m'ont soutenu sans hésiter dans la réalisation du but souhaité

---

# SOMMAIRE

Sommaire.....	i
Notations et symboles.....	v
Listes des figures.....	x
<b>1. Introductions générales.....</b>	<b>1</b>
<b>1.1 Historique des machines électriques tournantes.....</b>	<b>1</b>
<b>1.2 Classification des machines électriques.....</b>	<b>1</b>
<b>1.3 Définition et constitution du moteur asynchrone.....</b>	<b>2</b>
<b>1.3.1 Principe de fonctionnement.....</b>	<b>4</b>
<b>1.4 Objectif du projet (but de la thèse).....</b>	<b>5</b>
<b>1.5 Structure de la mémoire.....</b>	<b>6</b>

## Chapitre I

### Modélisation et commande vectorielle de la MAS

<b>I.1 Principes de modélisation des machines asynchrones.....</b>	<b>8</b>
<b>I.1.1 Introduction.....</b>	<b>8</b>
<b>I.1.2 Commande scalaire.....</b>	<b>9</b>
<b>I.1.3 Commande directe du couple (DTC).....</b>	<b>9</b>
<b>I.1.4 Commande vectorielle à flux orienté (FOC).....</b>	<b>10</b>
<b>I.1.5 Commandes sans capteur de vitesse.....</b>	<b>10</b>
<b>I.2 Modélisation de la machine asynchrone.....</b>	<b>12</b>
<b>I.2.1 Structure et principe de fonctionnement.....</b>	<b>12</b>
<b>I.2.2 Mise en équation.....</b>	<b>13</b>
<b>I.3 Mise en équations de la MAS dans le système d'axes <math>(d,q)</math>.....</b>	<b>18</b>
<b>I.3.1 Transformation de Park.....</b>	<b>19</b>
<b>I.3.2 Choix du repère de référence.....</b>	<b>23</b>
<b>I.3.2.1 Référentiel <math>(d-q)</math> lié au stator <math>(\alpha-\beta)</math> [20].....</b>	<b>24</b>

<b>I.3.2.2</b>	<b>Référentiel (<math>d-q</math>) lié au rotor.....</b>	<b>24</b>
<b>I.3.2.3</b>	<b>Référentiel (<math>d-q</math>) lié au champ tournant.....</b>	<b>25</b>
<b>I.4</b>	<b>Représentation en modèle d'état de la MAS.....</b>	<b>25</b>
<b>I.5</b>	<b>Commande vectorielle de la MAS.....</b>	<b>28</b>
<b>I.5.1</b>	<b>Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique....</b>	<b>28</b>
<b>I.5.2</b>	<b>Commande à flux orienté.....</b>	<b>29</b>
<b>I.5.3</b>	<b>Choix d'orientation de flux.....</b>	<b>29</b>
<b>I.5.4</b>	<b>Types de la commande vectorielle.....</b>	<b>31</b>
<b>I.6</b>	<b>Résultats de la simulation.....</b>	<b>34</b>
<b>I.6.1</b>	<b>Simulation de démarrage direct de la MAS.....</b>	<b>34</b>
<b>I.6.1.1</b>	<b>Modèle MATLAB/SIMULINK de la commande directe de la MAS.....</b>	<b>35</b>
<b>I.6.1.2</b>	<b>Interprétation des résultats de simulation.....</b>	<b>37</b>
<b>I.6.2</b>	<b>Simulation de la commande vectorielle de la MAS.....</b>	<b>38</b>
<b>I.6.2.1</b>	<b>Modèle MATLAB/SIMULINK de la commande vectorielle de la MAS....</b>	<b>39</b>
<b>I.6.2.2</b>	<b>Résultats de la simulation.....</b>	<b>40</b>
<b>I.7</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>41</b>

## Chapitre II

### Commande sans capteur de vitesse par observateur déterministe

<b>II.1</b>	<b>Les observateurs déterministes.....</b>	<b>44</b>
<b>II.1.1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>44</b>
<b>II.1.2</b>	<b>Principe d'un observateur.....</b>	<b>44</b>
<b>II.2</b>	<b>Sens physique d'un observateur déterministe.....</b>	<b>46</b>
<b>II.2.2</b>	<b>Observateur MRAS modifié.....</b>	<b>47</b>
<b>II.2.3</b>	<b>Modèles basés sur le flux rotorique.....</b>	<b>48</b>
<b>II.2.4</b>	<b>Modèle MATLAB/SIMULINK de l'MRAS.....</b>	<b>53</b>
<b>II.2.5</b>	<b>Résultats de Simulation.....</b>	<b>54</b>
<b>II.2.6</b>	<b>Interprétation des résultats.....</b>	<b>56</b>
<b>II.3</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>57</b>

## Chapitre III

### Commande sans capteur de vitesse par observateur stochastique

<b>III.1</b>	<b>Commande sans capteur de vitesse par observateur stochastique.....</b>	<b>58</b>
<b>III.1.2</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>58</b>
<b>III.1.3</b>	<b>le filtre de Kalman.....</b>	<b>58</b>
<b>III.1.3.1</b>	<b>Principe et description.....</b>	<b>58</b>
<b>III.1.3.2</b>	<b>Le modèle de Kalman.....</b>	<b>59</b>
<b>III.1.4</b>	<b>Filtre de Kalman Etendu.....</b>	<b>61</b>
<b>III.2</b>	<b>Application du Filtre de Kalman Etendue à la MAS.....</b>	<b>63</b>
<b>III.2.1</b>	<b>Le modèle d'état étendu de la MAS.....</b>	<b>64</b>
<b>III.2.2</b>	<b>Discrétisation du modèle du système.....</b>	<b>64</b>
<b>III.2.3</b>	<b>Modèle stochastique non linéaire de la MAS.....</b>	<b>66</b>
<b>III.2.4</b>	<b>Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état.....</b>	<b>66</b>
<b>III.3</b>	<b>Exécution de l'algorithme de FKE discret.....</b>	<b>66</b>
<b>III.3.1</b>	<b>Présentation du FKE.....</b>	<b>66</b>
<b>III.3.1.1</b>	<b>Les étapes de l'algorithme du FKE.....</b>	<b>67</b>
<b>III.3.1.2</b>	<b>Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances.....</b>	<b>67</b>
<b>III.3.1.3</b>	<b>Phase de prédiction.....</b>	<b>68</b>
<b>III.3.1.4</b>	<b>Phase de correction.....</b>	<b>69</b>
<b>III.3.2</b>	<b>Schéma de simulation globale simplifiée.....</b>	<b>71</b>
<b>III.3.3</b>	<b>Structure de la commande par DTC de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur de Kalman étendu.....</b>	<b>72</b>
<b>III.3.4</b>	<b>Modèle Matlab/Simulink de la machine asynchrone.....</b>	<b>73</b>
<b>III.3.5</b>	<b>Résultats de simulation.....</b>	<b>74</b>

<b>III.3.6</b>	<b>Interprétation des résultats de simulation.....</b>	<b>76</b>
<b>III.3.7</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>77</b>
	<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>78</b>
	<b>Bibliographie</b>	

## Listes de figures

- Figure 1:** Arbre des différentes familles des machines électriques.
- Figure 2:** Vue en coupe d'un moteur asynchrone triphasé
- Figure 3:** Vue d'un stator
- Figure 4:** Vue d'un rotor cage d'écureuil
- Figure 5:** Règle des trois doigts de la main droite
- Figure I.1:** Représentation des enroulements d'une machine à induction
- Figure I.2:** Définition des angles dans le plan électrique
- Figure I.3 :** Représentation schématique de la transformation de Park
- Figure I.4 :** Définition des angles entre les repères diphasés
- Figure I.5 :** Schéma bloc de la machine asynchrone
- Figure I.5 :** Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu
- Figure I.6 :** Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer)
- Figure I.7 :** structure typique d'une commande vectorielle de la MAS
- Figure I.8 :** structure de la commande vectorielle directe
- Figure I.9 :** structure de la commande vectorielle directe
- Figure I.10 :** Bloc de défluxage
- Figure I.11 :** Structure du Modèle MATLAB/SIMULINK de la commande directe de la MAS
- Figure I.12 :** Représentation de la simulation de la commande directe de la MAS à vide
- Figure I.13 :** Simulation de la MAS en charge alimentée par un réseau triphasé

**Figure I.14 : Représentation du courant statorique en Zoom.**

**Figure I.15 : Représentation du flux rotorique en Zoom**

**Figure I.16 : Structure du Modèle MATLAB/SIMULINK de la commande vectorielle de la MAS**

**Figure I.16 : Simulation de la commande vectorielle de la MAS**

**Figure I.16 : Représentation successive du (e)courant statorique, (f) flux rotorique en Zoom**

**Figure II .1 : Diagramme structurel d'un observateur d'ordre plein**

**Figure II .2 : Schéma fonctionnel d'un observateur déterministe**

**Figure II .3 : Structure général de la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.**

**Figure II .4 : Structure modifiée de la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique**

**Figure II .5 : Structure du Modèle MATLAB/SIMULINK de l'MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique**

**Figure II .6 : Courbe de la vitesse réelle mesurée et la valeur estimée.**

**Figure II .7 : Courbe de la vitesse réelle**

**Figure II .8 : Erreur d'estimation de vitesse**

**Figure II .9 : Flux rotorique observé**

**Figure II .10 : Flux rotorique observé (Zoom).**

**Figure III.1: Structure générale du FKE**

**Figure III.2: Bloc simplifié de la méthode de Kalman**

**Figure III.3 :Schéma de principe du filtre de Kalman.**

**Figure III.4 : Schéma représentatif simplifié de simulation du FKE**

**Figure III.5 : Structure de la commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse Associé à un observateur de Kalman Etendu.**

**Figure III.6 : Schéma de simulation vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS par filtre de Kalman**

**Figure III.7: Courbe de la vitesse réelle mesurée et la vitesse estimée.**

**Figure III.8: Courbe de la vitesse réelle mesurée et la vitesse estimée en (Zoom).**

**Figure III.9: Erreur d'estimation de vitesse**

**Figure III.10: Résultats de simulation des flux estimés ( $\hat{\Phi}_{ar}$ ,  $\hat{\Phi}_{\beta r}$ ).**

**Figure III.11: Résultats de simulation des flux estimés ( $\hat{\Phi}_{ar}$ ,  $\hat{\Phi}_{\beta r}$ ) en (Zoom).**

**Figure III.12: Résultats de simulation des courants statoriques estimés ( $\hat{i}_{\alpha s}$ ,  $\hat{i}_{\beta s}$ ).**

**Figure III.13: Résultats de simulation des courants statoriques estimés ( $\hat{i}_{\alpha s}$ ,  $\hat{i}_{\beta s}$ ) en (Zoom).**

## Notations et Symboles

### Paramètres de modélisation de la machine

$R_S$  ( $\Omega$ ) : Résistance statorique par phase

$R_r$  ( $\Omega$ ) : Résistance rotorique par phase

$L_S$  (H) : Inductance propre statorique par phase

$L_S$  (H) : Inductance propre rotorique par phase

$L_{sr}$  (H) : Inductance mutuelle entre 2 phases

$L_{rs}$  (H) : Inductance mutuelle entre 2 phases

$L_m$  (H) : Inductance mutuelle

$L_{fs}$  (H) : Inductance de fuite statorique par phase

$L_{fr}$  (H) : Inductance de fuite rotorique par phase

$L_f$  (H) : Inductance de fuite totale par phase

$L_S$  (H) =  $l_s - M$  : Inductance cyclique propre du stator.

$L_r$  (H) =  $l_r - M$  : Inductance cyclique propre du rotor.

$M$  (H) =  $\frac{3}{2}M_0$  : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

$M_S$  (H) : Inductance mutuelle entre phases statoriques,

$M_r$  (H) : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$M_{sr}$  (H) : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

$J$  (Kg.m<sup>2</sup>) : moment d'inertie de la machine

$f$  (N.m / rad.s<sup>-1</sup>) : coefficient de frottement visqueux

$p$  : nombre de paires de pôles

$T_e$  : Période d'échantillonnage

$T_S$  (sec) : Constante de temps rotorique  $L_r / R_r$

$T_r$  (sec) : Constante de temps statorique  $L_s/R_s$

$\sigma$  : Coefficient de dispersion

### Repères

$(a,b,c)$  : Axes liés aux enroulements triphasés.

$(d,q)$  : Axes de référentiel de Park

$(\alpha,\beta)$  : Axes de référentiel statorique

$\theta_e$  : Angle entre le stator et le rotor

$\theta_s$  : Angle entre le stator et l'axe  $(d)$

$\theta_r$  : Angle entre le rotor et l'axe  $(d)$

### Grandeurs électriques au stator

$u_n$  (V) : Tension nominale

$v_s$  (V) : Tension statorique

$v_{(a,b,c)s}$  (V) : Tension statorique par phase  $a, b$ , ou  $c$

$v_{ds}$  (V) : Tension statorique suivant l'axe  $(d)$

$v_{qs}$  (V) : Tension statorique suivant l'axe  $(q)$

$i_n$  (A) : Courant nominal

$i_s$  (A) : Courant statorique

$i_{(a,b,c)s}$  (A) : Courant statorique par phase  $a, b$ , ou  $c$

$i_{ds}$  (A) : Courant statorique suivant l'axe  $(d)$

$i_{qs}$  (A) : Courant statorique suivant l'axe  $(q)$

$\hat{i}_{ds}$  (A) : Courant statorique estimé suivant l'axe  $(d)$

$\hat{\mathbf{i}}_{qs}$  (A) : Courant statorique estimé suivant l'axe ( $q$ )

## Grandeurs magnétiques au stator

$\Phi_s$  (Wb) : Flux statorique

$\Phi_{(a,b,c)s}$  (Wb) : Flux traversant les enroulements statoriques par phase  $a, b$ , ou  $c$

$\Phi_{ds}$  (Wb) : Flux statorique suivant l'axe ( $d$ )

$\Phi_{qs}$  (Wb) : Flux statorique suivant l'axe ( $q$ )

$\hat{\Phi}_{ds}$  (Wb) : Flux statorique estimé suivant l'axe ( $d$ )

$\hat{\Phi}_{qs}$  (Wb) : Flux statorique estimé suivant l'axe ( $q$ )

$\dot{\hat{\Phi}}_{ds}$  (Wb/s) : Dérivée du flux statorique estimé sur l'axe ( $d$ )

$\dot{\hat{\Phi}}_{qs}$  (Wb/s) : Dérivée du flux statorique estimé sur l'axe ( $q$ )

## Grandeurs électriques au rotor

$\mathcal{V}_r$  (V) : Tension rotorique

$\mathcal{V}_{(a,b,c)r}$  (V) : Tension rotorique par phase  $a, b$ , ou  $c$

$\mathcal{V}_{dr}$  (V) : Tension rotorique suivant l'axe ( $d$ )

$\mathcal{V}_{qr}$  (V) : Tension rotorique suivant l'axe ( $q$ )

$\mathbf{i}_r$  (A) : Courant nominal

$\mathbf{i}_r$  (A) : Courant rotorique

$\mathbf{i}_{(a,b,c)r}$  (A) : Courant rotorique par phase  $a, b$ , ou  $c$

$\mathbf{i}_{dr}$  (A) : Courant rotorique suivant l'axe ( $d$ )

$\mathbf{i}_{qr}$  (A) : Courant rotorique suivant l'axe ( $q$ )

$\hat{\mathbf{i}}_{dr}$  (A) : Courant rotorique estimé suivant l'axe ( $d$ )

$\hat{\mathbf{i}}_{qr}$  (A) : Courant rotorique estimé suivant l'axe ( $q$ )

$\hat{i}_{dr}$  (A/s) : Dérivée du courant rotorique estimé sur l'axe ( $d$ )

$\hat{i}_{qr}$  (A/s) : Dérivée du courant rotorique estimé sur l'axe ( $q$ )

## Grandeurs magnétiques au rotor

$\Phi_r$  (Wb) : Flux rotorique

$\Phi_{(a,b,c)r}$  (Wb) : Flux traversant les enroulements rotoriques par phase  $a, b$ , ou

$\Phi_{dr}$  (Wb) : Flux rotorique suivant l'axe ( $d$ )

$\Phi_{qr}$  (Wb) : Flux rotorique suivant l'axe ( $q$ )

$\hat{\Phi}_{dr}$  (Wb) : Flux rotorique estimé suivant l'axe ( $d$ )

$\hat{\Phi}_{qr}$  (Wb) : Flux rotorique estimé suivant l'axe ( $q$ )

$\dot{\hat{\Phi}}_{dr}$  (Wb/s) : Dérivée du flux rotorique estimé sur l'axe ( $d$ )

$\dot{\hat{\Phi}}_{qr}$  (Wb/s) : Dérivée du flux rotorique estimé sur l'axe ( $q$ )

$\Phi_{\alpha r}$  (Wb) : Flux rotorique suivant l'axe ( $\alpha$ )

$\Phi_{\beta r}$  (Wb) : Flux rotorique suivant l'axe ( $\beta$ )

$\Phi_r^{ref}$  (Wb) : Flux rotorique de référence

$\Phi_{\beta r}^{ref}, \Phi_{\alpha r}^{ref}$  (Wb) : Les flux rotorique de référence suivant les axes ( $\alpha, \beta$ )

$\Phi_{\alpha r}^{Aj}, \Phi_{\beta r}^{Aj}$  (Wb) : Les flux rotorique ajustables suivant les axes ( $\alpha, \beta$ )

$\Phi_{dm}, \Phi_{qm}$  : Les flux d'entrefer suivant les axes ( $d, q$ )

## Grandeurs mécaniques

$\omega_s$  (rad/s) : Pulsation statorique  $\dot{\omega}$

$\omega_r$  (rad/s) : Pulsation rotorique

$\omega_{sl}$  (rad/s) : Pulsation de glissement ( $\omega_s - \omega_r$ )

$\dot{\omega}_r$  (rad/s<sup>2</sup>) : Dérivé de la pulsation rotorique

$\omega_a$  (rad/s) : Vitesse angulaire de rotation du système d'axe dq

$g$ (%)	: Glissement de la vitesse mécanique
$f_s$ (Hz)	: Fréquence électrique statorique
$f_r$ (Hz)	: Fréquence mécanique rotorique
$N_r$ (tr/min)	: Vitesse de rotation mécanique
$\Omega_r$ (rad/s)	: Vitesse mécanique rotorique
$\dot{\Omega}_r$ (rad/s <sup>2</sup> )	: Dérivée de la vitesse mécanique rotorique
$C_r$ (N.m)	: Couple résistant impose à l'arbre de la machine
$C_{em}$ (N.m)	: Couple électromagnétique développe par la machine
$brs$	: bruit de système (bruit d'état)
$bms$	: le bruit de mesures

### ACRONIMES

<b>MAS</b>	: Machine asynchrone
<b>DTC</b>	: Direct Torque Control
<b>FOC</b>	: Field Oriented Control
<b>IRFOC</b>	: Indirect Rotor Field Oriented Control
<b>MLI</b>	: Modulation de Largeur d'Impulsion
<b>PWM</b>	: Pulse Width Modulation (cf. MLI)
<b>MRAS</b>	: Modèle référence adaptative système
<b>DSP</b>	: Digital Signal Processor
<b>LQR</b>	: Linear Quadratic Regulator ( régulateur linéaire quadratique)
<b>PLL</b>	: Phased looked loop ( Boucle à verrouillage de phase)
<b>MCC</b>	: Machine à courant continu

### 1. Introductions Générales

La machine électrique tournante est un système électromagnétique réversible destiné à transformer (convertir) de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre : l'inducteur qui crée un champ magnétique, et l'induit dans lequel ce champ induit crée une force électromotrice ; ces deux parties sont séparées par un entrefer [3].

#### 1.1 Historique des machines électriques tournantes

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique au moyen de l'électromagnétisme a été démontrée pour la première fois par le scientifique britannique Michael Faraday en 1821[1]. Dans son pilote, il a fait la fin d'un conducteur de contact qu'un aimant permanent a été placé. Au moment où un courant traverse le conducteur, le conducteur effectue un mouvement de rotation autour de l'aimant. De cette manière, nos connaissances tombaient dans l'oubli. En 1832 par le scientifique britannique William Sturgeon. À la suite des travaux de Sturgeon, l'américain Thomas Davenport a construit le premier moteur à énergie cinétique. En 1827-1828, le Hongrois Ányos Jedlik a présenté à l'université le premier dispositif contenant les trois composants de base du moteur à courant continu[3]: le stator, le rotor et le collecteur, mais ses courants continus. En 1888, Nikola Tesla a inventé le premier moteur à induction pratique, fonctionnant avec un réseau à courant alternatif biphasé [2]. En 1889, Michail Dolivo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil, échantillon que nous mettrons en évidence pour étudier dans cette thèse.

#### 1.2 Classification des machines électriques

Il est difficile de définir une classification unique de toutes les machines électriques; les classifications changent selon les critères. Néanmoins, pour les ingénieurs et les chercheurs travaillant dans le domaine de la commande des machines électriques pour

les entrainements à vitesse variable, la classification présentée dans l'arbre de la figure (1) est souvent adoptée. Dans cette classification, on distingue deux grandes catégories de machines électriques :

- les machines à courant continu, ou machines DC (du terme Anglais direct current),
- les machines à courant alternatif, ou machines AC (alternating current) [3].

Dans cette thèse nous nous limiterons seulement à l'étude du moteur asynchrone.

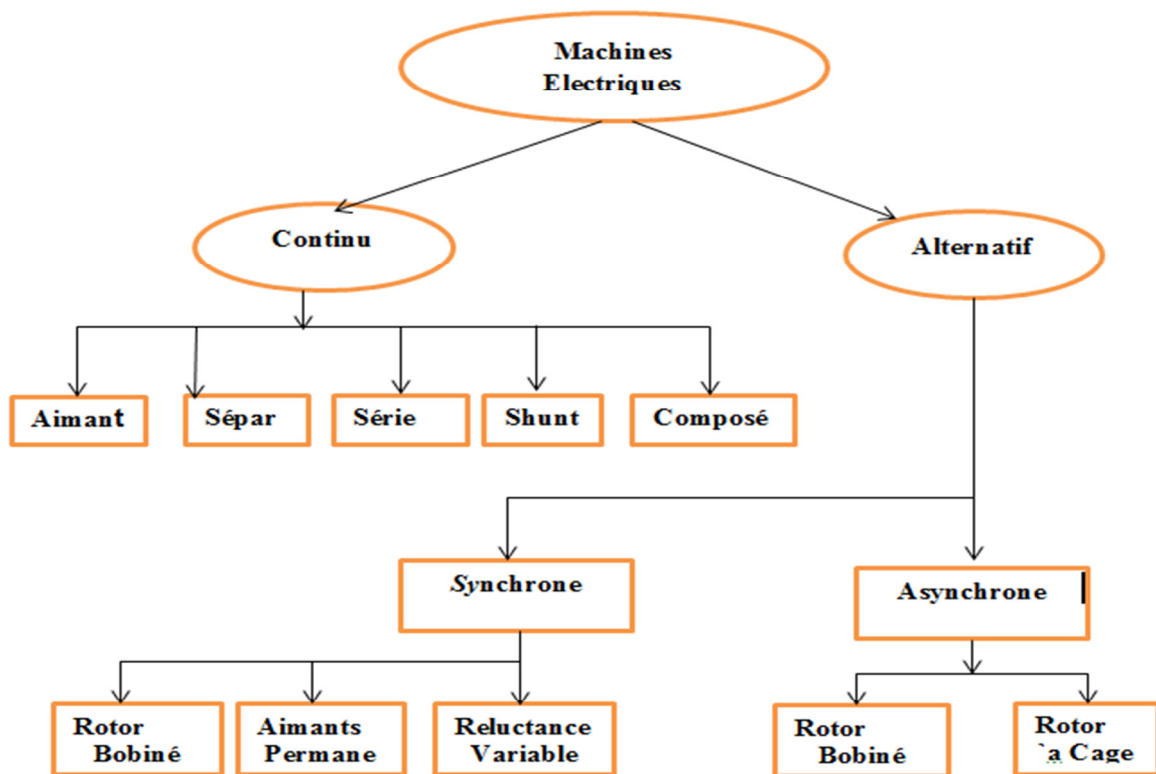


Figure 1: Arbre des différentes familles des machines électriques

### 1.3 Définition et constitution du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé dans l'industrie du fait essentiellement de sa fiabilité, de sa robustesse, du peu d'entretien qu'il demande et de son prix raisonnable. Il est constitué d'une partie fixe le stator figure (2), logé dans une carcasse en acier trois enroulements ou bobinage sont raccordés à une plaque à borne permettant le branchement sur le réseau, et d'une partie mobile le rotor figure(3) et (4) qui sont soit à cage d'écureuil ou de type rotor bobiné. Ce type de moteur équipe la

## Introductions générales

quasi-totalité, des machines-outils classiques (tours, fraiseuses, bobineuses, tapis roulants, pompes, compresseurs, perceuses,...) [3].

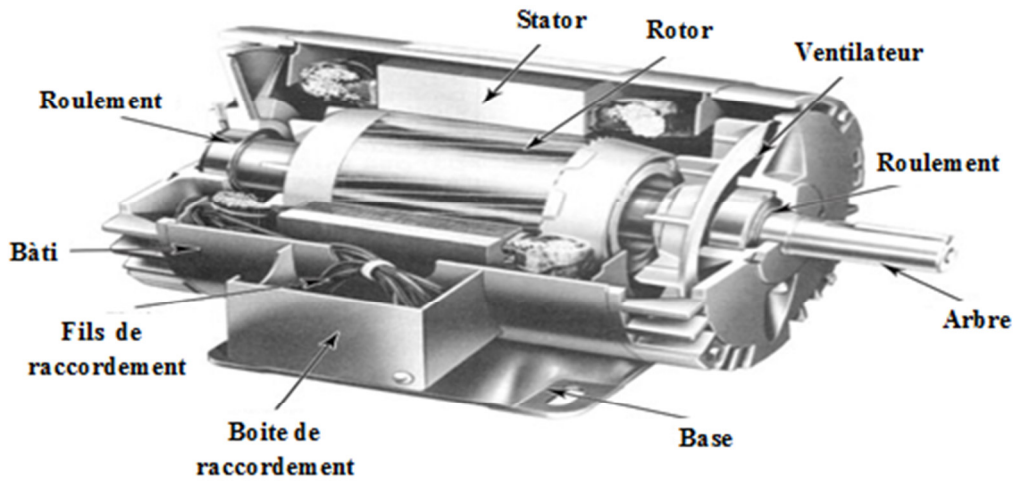


Figure 2: Vue en coupe d'un moteur asynchrone triphasé

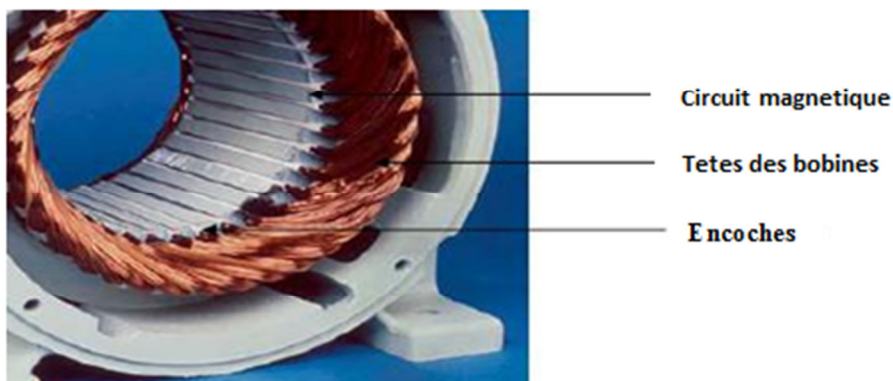


Figure 3: Vue d'un stator

- **Rotor bobiné:** Des tôles sont munies d'encoches où sont placés des conducteurs formant des bobinages qui ne sont pas alimentés. Figure(3), [4].
- **Rotor Cage d'écureuil:** Il est constitué de barres conductrices très souvent en aluminium. Les extrémités de ces barres sont reliées par deux flasques également conductrices. Ce montage offre très peu de résistance. Figure (4), [4].



Figure 3: Vue d'un rotor bobiné



Figure 4: Vue d'un rotor cage d'écureuil

### 1. 3.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est basé entièrement sur les lois de l'induction, la machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court-circuit [5].

- D'une part sur la création d'un courant électrique induit dans un conducteur placé dans un champ magnétique tournant. Le conducteur en question est un des barreaux de la cage d'écureuil ci-dessous constituant le rotor du moteur. L'induction du courant ne peut se faire que si le conducteur est en court-circuit (c'est le cas puisque les deux bagues latérales relient tous les barreaux) [5].
- D'autre part, sur la création d'une force motrice sur le conducteur considéré (parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique tournant ou variable) dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite, présentée dans de la figure (5), [5].
- le champ tournant, à un instant donné, est orienté vers le haut. En considérant deux conducteurs diamétralement opposés, on constate que les courants induits dans ces deux conducteurs sont en sens inverse et, associés au champ magnétique, créent des forces motrices en sens inverse. Le rotor étant libre de tourner sur l'axe X-Y, les deux forces s'associent pour imprimer aux deux conducteurs un couple permettant la rotation de la cage d'écureuil : le moteur électrique est inventé [5].

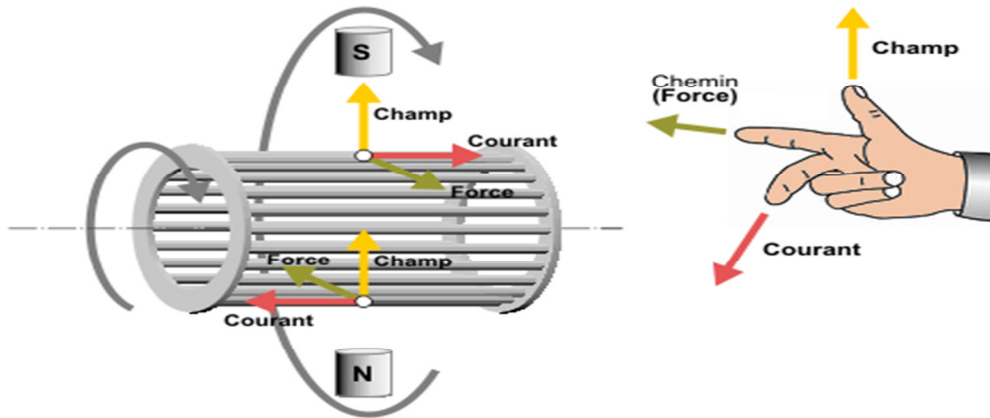


Figure 5: Règle des trois doigts de la main droite

### 1.4 Objectif du projet (but de la thèse)

L'objectif principal de notre thèse est d'atteindre l'application du filtre de Kalman (FK) pour l'estimation et l'observation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans capteur de vitesse d'une part sur le vecteur d'état de la MRAS (observateur déterministe). D'autre part, nous envisageons également à optimiser le réglage des matrices de covariance du filtre de Kalman étendu (FKE) (observateur stochastique) par quelques méthodes d'optimisation récentes à savoir l'optimisation les performances des paramètres du moteur asynchrone ou cette étude vise à développer la modélisation basée sur l'estimation avec une tentative d'amélioration de cette commande. En partant par l'onduleur de tension, passant par les régulateurs, et achevant par des techniques pour supprimer les capteurs.

Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines asynchrones : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple et la commande non linéaire.

Le travail envisagé porte sur la commande directe du couple(DTC) sans capteur de vitesse des moteurs asynchrones. Nous nous attacherons à améliorer ce type de commande afin de réduire les oscillations du couple et les bruits acoustiques tout en réduisant les contraintes de calcul en temps réel.

La commande à vitesse variable des entraînements électriques, a bénéficié ses dernières années d'avancées méthodologique et technologique significatives. En effet les projets de l'électronique numérique et le développement des composants de

l'électronique de puissance permet aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande envisageables il y a une dizaine d'années.

Dans diverses applications industrielles modernes, la machine asynchrone bénéficie d'une attention particulière due essentiellement à sa fiabilité, à sa robustesse, son coût relativement faible et sa simplicité de construction.

La commande directe du couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension. La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basée sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système.

Dans notre travail, en outre de la DTC classique, on a appliqué une commande directe du couple associée à une commande MLI vectorielle (DTC-SVM) qui assure une fréquence de modulation constante pour le convertisseur. Les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées. Ce qui supprime notamment les contraintes de scrutation rapide de ces derniers. Cette méthode réduit les contraintes de calcul en temps réel et améliore d'une façon significative les oscillations du couple.

L'information de la vitesse mécanique sans capteur doit être reconstruite à partir des grandeurs électriques mesurées. A cause de non linéarité du modèle de l'état de la machine asynchrone, on a appliqué la technique à base de Filtre de Kalman étendu (FEK), pour l'estimation de la vitesse mécanique. Qui nous a permis aussi d'estimer la résistance statorique  $R_s$ , le seul paramètre variable utilisé par le bloc de commande par DTC.

### 1.5 Structure de la mémoire

Notre mémoire est organisée de la manière suivante :

- **Le premier chapitre** se divise en deux parties. La première est consacrée à la présentation de la modélisation classique de la machine asynchrone dans l'espace d'état appuyant sur le référentiel de Park. L'application de cette dernière à la MAS permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasé, La deuxième partie est consacré à l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique afin d'avoir le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé pour obtenir une

situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, ces deux parties seront tester par simulation et interprétation des résultats.

- **Le deuxième chapitre** expose la commande de la MAS sans capteur de vitesse par l'observateur déterministe qui ne prend pas en compte les bruits de mesures, la méthode basé sur l'observateur MRAS modifie.
- **Le troisième chapitre** sera consacré à la commande de la MAS sans capteur de vitesse par l'observateur stochastique qui est basée sur la présence des bruits de mesures, par l'application des différentes techniques d'optimisation des paramètres du FKE associé à la MRAS en vue de réaliser une estimation d'état robuste et fiable travers des tests de simulation examiner l'efficacité de ce filtre ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement. Cette étude a été faite en temps discret.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale et les perspectives envisagées.

## I . 1 Principes de modélisation des machines asynchrones

### I .1.1 Introduction

Les machines électriques tournantes sont des systèmes physiques régis par des phénomènes électriques, magnétiques, mécaniques, thermiques, acoustiques, etc. Dans le contexte de la commande en couple ou en vitesse de ces machines, seuls les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques sont pertinents pour la mise en œuvre d'un modèle simplifié et représentatif. Ces phénomènes peuvent être décrits par des lois de la physique telles que les équations de Maxwell (pour la partie électromagnétique) et la force de Laplace et la deuxième loi de Newton (pour la partie électromécanique). La modélisation des machines électriques en vue de leur commande exige la prise en compte de certaines hypothèses simplificatrices, et se base sur 3 types d'équations [2] :

➤ **Equations magnétiques :**

Il s'agit des équations qui décrivent les flux en fonction des courants qui parcourent les enroulements (théorème d'Ampère).

➤ **Equations électriques :**

La relation entre les tensions et les courants est décrite par la loi d'Ohm généralisée avec la loi de Faraday.

➤ **Equations mécaniques :**

La deuxième loi de Newton décrit la variation de la vitesse de l'arbre de la machine en fonction du couple (résultant de la force de Laplace).

Malgré la prise en compte des hypothèses simplificatrices, les équations d'une machine AC restent fortement non linéaires, ce qui rend l'analyse du comportement de la machine très difficile, surtout en régime transitoire. Pour faciliter l'analyse des régimes transitoires et permanents des machines AC et, par la suite, faciliter leur commande, la théorie des 2 circuits (de Park) a été introduite ; il s'agit d'une série de transformations mathématiques qui simplifient le modèle de la machine en gardant l'aspect physique des grandeurs transformées.

Dans ce chapitre, nous présentons les lois physiques et les outils mathématiques utiles pour la modélisation des machines AC. Pour la généralité de l'exposé.

Plusieurs commandes de vitesse sont appliquées sur la MAS, les plus fréquentes sont la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple, et la commande sans capteur.

Nous introduisant dans cette thèse une brève définition de la commande scalaire, et la commande directe du couple, puis nous développons la commande vectorielle, et la commande sans capteur.

### **I.1.2 Commande scalaire**

La commande scalaire, permet de contrôler le couple en régime permanent avec le maintien du flux dans la machine à une valeur fixe. Ce type de contrôle convient surtout à des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone. Cette commande est ce, nonobstant ses inconvénients vis-à-vis ses performances, beaucoup utilisé dans l'industrie car elle est favorisée par sa simplicité et son coût plutôt bon marché. Mais néanmoins il existe dans la littérature des travaux qui visent à son amélioration en utilisant des techniques modernes tel que l'optimisation des régulateurs par logique floue, ou par l'adjonction d'algorithme stabilisant, tout en restant simples à mettre en œuvre [5].

### **I.1.3 Commande directe du couple (DTC)**

La commande directe du couple est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique. Comme son nom l'indique, elle se concentre sur la commande du couple [5], la vitesse du moteur électrique en découlant indirectement. La méthode estime le flux magnétique et le couple du moteur à partir de la mesure des tensions et des courants alimentant celui-ci. Si le couple ou le flux sortent d'une plage de tolérance prédéfinies, les transistors du variateur de vitesse sont commutés vers l'état suivant de telle manière à revenir dans la plage aussi vite que possible. Elle a été inventée en 1984 [8] [9]. Au départ réservé aux machines asynchrones, des variantes permettent de l'utiliser pour les machines synchrones. Elle offre de très bonne performances dynamiques et a une faible fréquence de commutation et donc des pertes faibles. Elle est également très robuste. Elle nécessite toutefois des capteurs de bonne qualité et un

contrôleur suffisamment puissant pour pouvoir calculer l'algorithme tous les 10 à 30  $\mu$ s. Elle est donc relativement coûteuse. Elle concurrence la commande vectorielle.

#### **I.1.4 Commande vectorielle à flux orienté (FOC)**

La commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté (field-oriented control en anglais) [8] [9], est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérées comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que la seconde règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu.

Alors à partir de la consigne de vitesse du moteur on peut calculer, le flux et le couple nécessaire, desquels on déduit les courants requis. Typiquement, un régulateur PI sert à maintenir le courant à la valeur demandée. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) gère ensuite la commutation des transistors du variateur de vitesse électrique en fonction de la consigne de tension qui lui parvient. Un régulateur PI est placé après les consignes de courant afin de stabiliser l'ensemble [8] [9].

La commande vectorielle est utilisée pour les machines synchrones et asynchrones, ainsi que pour les onduleurs en général, par exemple dans le cas des installations haute tension à courant continu. Elle a été conçue au départ pour des applications demandant de bonnes performances de la part du moteur : fonctionnement régulier sur toute la plage de vitesse, couple maximal à vitesse nulle, bonnes performances dynamiques combinés à des accélérations et décélérations rapide. La technique s'est toutefois démocratisée car elle permet également de réduire la taille du moteur utilisé dans un système (nouveaux moteur "brushless"), et donc son coût, ainsi que sa consommation électrique [8] [9].

#### **I.1.5 Commandes sans capteur de vitesse**

L'utilisation des commandes développées pour la machine asynchrone lui confère beaucoup d'avantages, mais l'utilisation de capteurs mécaniques pour la vitesse nuit à la robustesse et la fiabilité des commandes pour de multiples raisons.

D'abord placé sur l'arbre de la machine le capteur augmente le volume et le coût global du système, en effet dans les machines à petites puissances (2 à 5 kW) le coût du capteur est environ semblable à celle de la machine, aussi pour les machines à 50 kW, le coût est de 20 à 30% par rapport au coût de la machine elle-même [10]. En plus, le placement du capteur nécessite de modification sur l'arbre de la machine et demande un montage délicat et une attention spéciale aux bruits de mesure.

Afin de pallier ces inconvénients inhérents, beaucoup de travaux ont été proposés pour la commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique, Ces méthodes se favorisent selon, leurs sensibilités aux variations paramétriques, leur simplicité à l'adaptation et à l'implantation. Il y a celles qui sont basées sur l'exploitation de l'anisotropie spatiale (saillance) du circuit magnétique tel que les encoches rotorique [11]. D'autres techniques que sont les observateurs, utilisent le modèle de la machine telle que l'observateur de Luenberger [12], et le filtre de Kalman [13], bien que ces méthodes sont en mesure de palier les variations importantes de la résistance rotorique, malheureusement l'implantation du filtre de Kalman en temps réel est difficile à cause du nombre d'opérations nécessaire à chaque période d'échantillonnage pour réactualiser les estimations. Dans qui a utilisé un observateur à mode glissant, il a augmenté la robustesse du système et a étendu la plage de vitesse de zéro aux grandes vitesses, mais le phénomène du chattering reste l'inconvénient majeur de ces techniques.

La méthode basée sur le système adaptatif à modèle de référence abrégé MRAS a prouvé que c'est l'une des meilleurs techniques proposées par les chercheurs, grâce aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs [15].

Depuis son introduction par [15], [16] les chercheurs ne cessent d'améliorer et d'exploiter les avantages qu'offre cette technique. Cette dernière se base sur deux modèles de la machine asynchrone, le modèle dit de référence et le modèle adaptatif, qui se basent sur le flux, la contre force électromotrice ( $f_{cém}$ ), ou la puissance réactive, ces deux modèles sont comparés et leur différence est introduite dans un mécanisme d'adaptation (régulateur PI) dont la sortie est la vitesse désirée. Cette dernière technique sera adoptée dans la suite de ce travail.

## I.2 Modélisation de la machine asynchrone

### I.2.1 Structure et principe de fonctionnement

Le stator de la machine à induction est triphasé. Son rotor, à pôles lisses, est soit bobiné soit à cage, dans les deux cas il peut être modélisé par un bobinage triphasé en court-circuit voir figure (2.1). Les enroulements statoriques identiques, alimentés par un système triphasé équilibré de tensions de pulsation  $\Omega_s$ , créent un champ magnétique tournant à la vitesse synchrone [16] :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \text{ [rad/s]} \quad (\text{I-1})$$

Avec:

$\Omega_s$  : vitesse de rotation du champ tournant en [rad/s]

$\omega$ : Pulsation des courants alternatifs en [rad/s]

$p$ : nombre de pair de pôles.

Le champ tournant produit par le stator induit des courants dans les enroulements rotoriques. Ces courants, soumis à l'action du champ magnétique statorique, produisent un couple et le rotor se met en mouvement. Suivant la loi de Lenz, le rotor se met à tourner avec le sens de rotation du champ tournant. Néanmoins, si le rotor tourne à la vitesse de synchronisme, les enroulements rotoriques ne seront plus exposés à un flux variable, et aucun courant n'y sera induit. Le couple produit est nul dans ce cas-là, ce qui fait que la vitesse du rotor  $\Omega_r$  ralentit. lorsque  $\Omega_r$  devient inférieure à la vitesse de synchronisme, le rotor ressent un champ magnétique variable, et un couple est produit de nouveau pour accélérer le rotor [18].

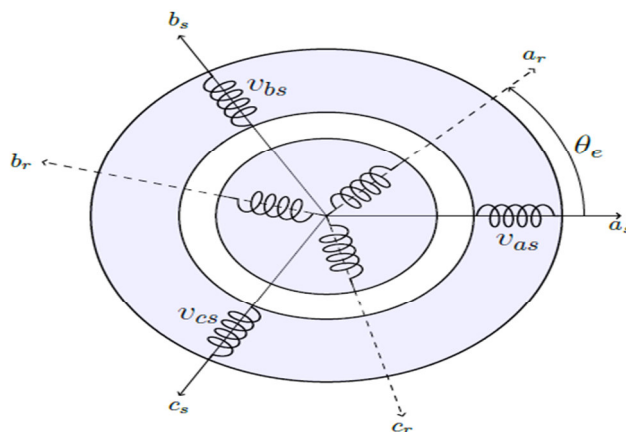


Figure I.1: Représentation des enroulements d'une machine à induction

La différence relative entre la vitesse de rotation du rotor et la vitesse de synchronisme est appelée le glissement, qui est noté  $g$  :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad [\text{N.m}] \quad (\text{I-2})$$

La pulsation des courants rotoriques  $\omega_r$  est égale à la pulsation du champ tournant vue dans le repère du rotor :

$$\omega_r = \omega_s - \omega_e = g \omega_s \quad (\text{I-3})$$

La figure (1.1) montre les différents repères :

- triphasé lié au stator et noté  $a_s b_s c_s$  ;
- triphasé lié au rotor et noté  $a_r b_r c_r$  ;
- synchrone, lié au champ tournant et noté  $dq$ .

### I.2.2 Mise en équation

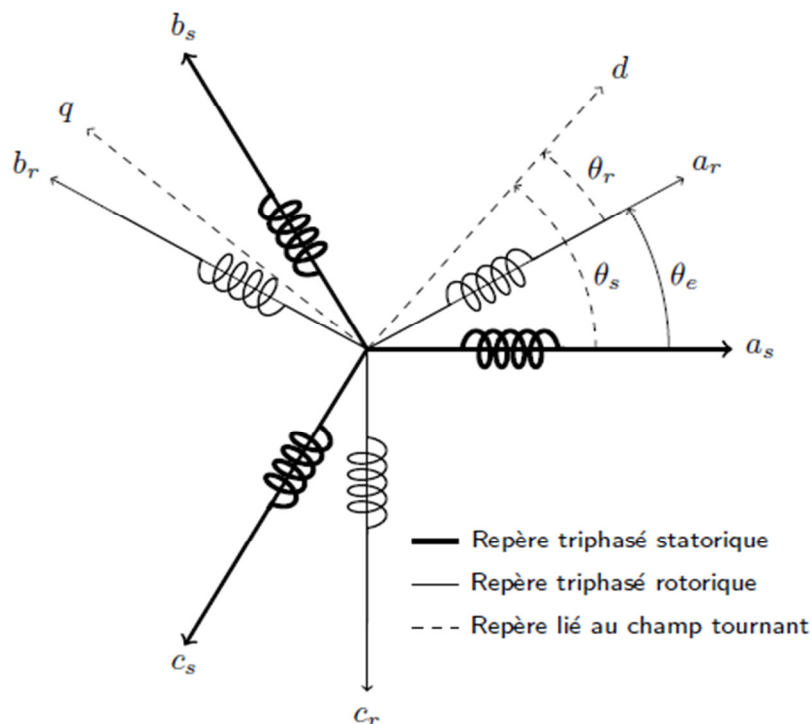


Figure I.2: Définition des angles dans le plan électrique.

Pour mener à bien la modélisation de la machine, certaines hypothèses simplificatrices ont été faites [7].

- Entrefer constant ;
- Effet des encoches négligé ;
- Répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer ;
- Pertes mécaniques négligées ;
- Influence de l'effet de peau négligée ;
- Les variations des caractéristiques dues à l'échauffement ne sont pas prises en compte
- Pertes ferromagnétiques négligées (pas de courants de Foucault ni d'hystérésis) ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;

La mise en équation s'appuie sur quelques hypothèses classiques [3]. Suivant les principes de modélisation présentés dans l'introduction, et en se basant sur la structure de la machine asynchrone, on déduit les équations de la machine présentées ci-dessous.

- Équations électriques.
- Équations magnétiques (flux).
- Équations mécaniques.

$$(oa_s, od) = \theta_s, \quad (oa_r, od) = \theta_r, \quad (ob_s, od) = \theta_s - 2\pi/3, \quad (ob_r, od) = \theta_r - 2\pi/3, \\ (oc_s, od) = \theta_s - 4\pi/3, \quad (oc_r, od) = \theta_r - 4\pi/3, \quad (oa_s, o) = \theta_s - \theta_r = \theta_e; \quad (oq, od) = \pi/2$$

### a- Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque enroulement du système, et en tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme des équations suivantes [20] :

$$\text{Au stator : } \begin{cases} v_{as} = R_S i_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ v_{bs} = R_S i_{bs} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ v_{cs} = R_S i_{cs} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad (\text{I-4})$$

$$\text{Au rotor : } \begin{cases} v_{ar} = R_S i_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ v_{br} = R_S i_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ v_{cr} = R_S i_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad (\text{I-5})$$

Les formes matricielles condensées des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\text{Au stator: } [v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{I-6})$$

$$\text{Au rotor : } [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I-7})$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, \quad [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}, \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}, \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix},$$

$$[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Ou :

$[v_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t$  : Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques,  
 $[v_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^t$  : Tensions instantanées aux bornes des enroulements rotoriques,  
 $[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t$  : Courants dans les phases des enroulements statoriques,  
 $[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^t$  : Courants dans les phases des enroulements rotoriques,  
 $[\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^t$  : Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques,  
 $[\Phi_r] = [\Phi_{ar} \ \Phi_{br} \ \Phi_{cr}]^t$  : Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques

$R_s$ : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$ : Résistance d'une phase rotorique.

Alor on peut écrire les équations (I-6) et (I-7) sous la forme matricielle suivante:

$$\text{Au stator : } \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

$$\text{Au rotor: } \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

### b- Equations des flux (magnétique)

Les relations linéaires entre les flux totalisés et les courants des phases statoriques et rotoriques de la machine asynchrone s'expriment sous la forme condensée [20] :

$$[\Phi_S] = [L_S][i_S] + [M_{Sr}][i_r] \quad (\text{I-10})$$

$$[\Phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rS}][i_S] \quad (\text{I-11})$$

Où nous écrivons la représentation des flux sous les formes matricielles suivantes:

$$\text{Austator: } \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = [L_S] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{Sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

$$\text{Aurotor: } \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{rS}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

L'isotropie et la symétrie de la machine fait que les inductances propres des phases statoriques sont égales, il en est ainsi de même pour celles du rotor. Les matrices «  $L_S$  » et «  $L_r$  » s'écrivent alors:

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Les matrices des inductances mutuelles  $[M_{Sr}]$  et  $[M_{rS}]$  entre les phases du stator et du rotor dépendent de la position angulaire  $\theta_e$  entre l'axe du stator et celui du rotor, elle s'écrit :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (\text{I -14})$$

Et  $[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$ .

Avec :

$L_s, L_r$  : Inductances propres statoriques et rotoriques,

$M_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques,

$M_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$M_{sr}$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

D'où les relations linéaires entre les flux et les courants de la machine, s'écrivent sous formes matricielles générales suivantes:

Au stator

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I -15})$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I -16})$$

### c- Equation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [20].

$$C_e = P [i_s]^t \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_r] \quad (\text{I -17})$$

L'étude des régimes transitoires fait intervenir le couple électromagnétique par l'équation mécanique d'équilibre des couples suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f\Omega - C_r \quad (\text{I-18})$$

Avec :

$J$  : moment d'inertie de la machine [Kgm<sup>2</sup>].

$f$  : coefficient de frottement. [N.m /rad.s<sup>-1</sup>].

$C_r$  : Couple résistant impose à l'arbre de la machine [N.m].

$C_e$  : Couple électromagnétique développe par la machine [N.m].

$p$  : nombre de paires de pôles.

$\Omega$  : vitesse angulaire :  $\Omega = \frac{\omega}{p}$

### I.3 Mise en équations de la MAS dans le système d'axes ( $d, q$ )

La variation des éléments des inductances mutuelles, et les coefficients des équations précédentes qui sont variables, pose une difficulté à la résolution et à la simulation de ce système particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires. L'utilisation de la transformation de Park permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations biphasé à coefficients constants, ce qui facilite sa résolution à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée [11].

#### I.3.1 Transformation de Park

Le principe de cette transformation consiste à appliquer aux grandeurs électriques (tension, courant) et à la grandeur magnétique (flux) un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe  $d$  et  $q$  [11] voir la figure (1.3).

La transformation du système triphasé  $[a, b, c]$  à un système biphasé  $[d, q]$  selon les composantes directs sur l'axe ( $d$ ), quadrature (transversal) sur l'axe ( $q$ ) et homopolaire (0), se fait par l'introduction de la matrice de transformation de Park  $[P(\theta_s)]$  comme indiqué par l'équation suivante :

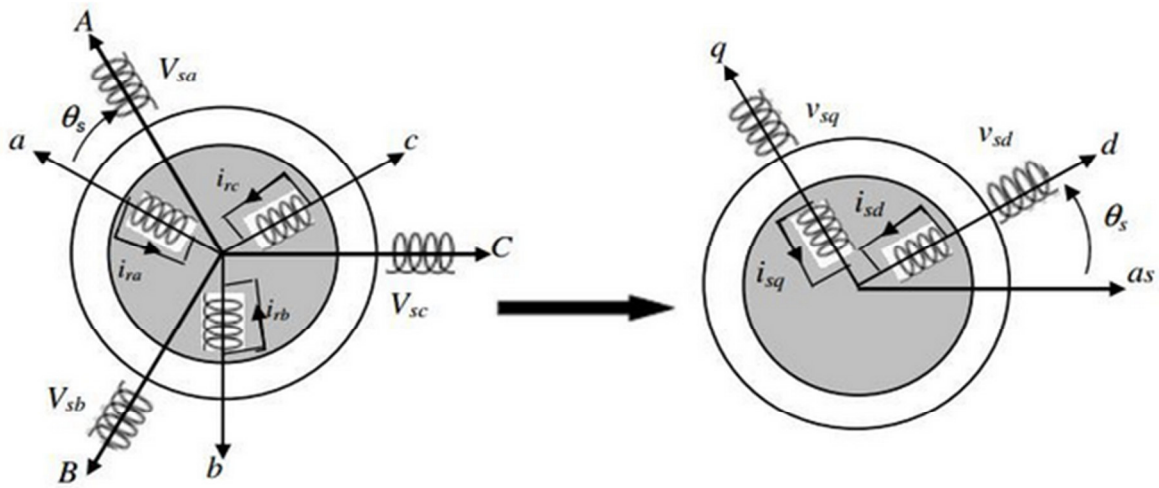


Figure I.3 : Représentation schématique de la transformation de Park

$$X_{dq0} = [P(\theta_s)] X_{abc} \quad (\text{I-19})$$

Avec :

$[X] = ([i][v][\phi])$ , successivement : courant, tension et flux.

Le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants [21]

- L'équivalent de tension :  $[v_{dq0}] = [P(\theta_s)] [v_{abc}]$
- L'équivalent de courant :  $[i_{dq0}] = [P(\theta_s)] [i_{abc}]$
- L'équivalent de flux :  $[\phi_{dq0}] = [P(\theta_s)] [\phi_{abc}]$

Ou :

$[P(\theta_s)]$  : Est la matrice de Park.

Alors le passage inverse sera :

$$[v_{abc}] = [P(\theta_s)]^{-1} [v_{dq0}]$$

$$[i_{abc}] = [P(\theta_s)]^{-1} [i_{dq0}]$$

$$[\phi_{abc}] = [P(\theta_s)]^{-1} [\phi_{dq0}]$$

On a les matrices modifiées de Park directe et inverse s'écrivent comme suite :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{3}} & \sqrt{\frac{1}{3}} & \sqrt{\frac{1}{3}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-20})$$

Et la matrice inverse :

$$[P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \sqrt{\frac{1}{3}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{3}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{3}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

Le rôle du facteur  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  : soit pour conserver la puissance électrique instantanée [14] soit la valeur (2/3) pour la conservation des amplitudes.

Lorsque l'angle( $\theta_s$ ) est nul, la transformation de Park est dite transformation de Clarke et la matrice de passage s'écrit comme suit:

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié ( $ia + ib + ic = 0$ ), la composante Homopolaire d'indice « 0 » est nulle après transformation de Park. Les repères ( $d-q$ ) de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations, en raison de l'angle :

$$\theta_e = \theta_s - \theta_r = (o a_s, o a)$$

Ce qui permet d'écrire la relation suivante :

$$w = \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I-23})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I -6) et (I -7), et magnétiques, (I -10), (I -11), permet d'obtenir les équations suivantes:

### a- Equations électriques

Au stator :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{ds} \end{bmatrix} \quad (\text{I -24})$$

Au rotor:

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & (\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{I -25})$$

### b- Equations des flux (magnétique)

À partir des hypothèses simplifiées précédemment, nous dérivons les relations magnétiques linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, que nous pouvons écrire sous la forme des matrices suivantes :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I -26})$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I -27})$$

Avec:

$L_s = l_s - M$  : Inductance cyclique propre du stator.

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

$M = \frac{3}{2} M_0$  : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

### c- Equations mécaniques

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes ( $d-q$ ) est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs} + v_{dr} \cdot i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr} \quad (\text{I -28})$$

Elle se décompose en trois termes :

➤ Puissance dissipée en pertes joules:

$$P_j = R_s (i_{ds}^2 \cdot i_{qs}^2) + R_s (i_{dr}^2 \cdot i_{qr}^2) \quad (\text{I -29})$$

➤ Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source:

$$P_{em} = i_{ds} \frac{d\phi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\phi_{qs}}{dt} + i_{dr} \frac{d\phi_{dr}}{dt} + i_{qr} \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad (\text{I -30})$$

➤ Puissance mécanique:

$$P_{mec} = w (i_{dr} \cdot \phi_{qr} - i_{qr} \cdot \phi_{dr}) \quad (\text{I -31})$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{w} = p \frac{P_{mec}}{\Omega} \quad \text{Tel que : } \Omega = \frac{w}{p} \quad (\text{I -32})$$

Avec :

$\Omega$  : La vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]

$w$  : La vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]

En tenant compte des expressions (I-31), (I-39) et (I-40), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = P (i_{dr} \cdot \phi_{qr} - i_{qr} \cdot \phi_{dr}) \\ C_e = P (i_{qs} \cdot \phi_{ds} - i_{ds} \cdot \phi_{qs}) \\ C_e = P \cdot M (i_{dr} \cdot i_{qs} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{M}{L_r} (i_{qs} \cdot \phi_{dr} - i_{ds} \cdot \phi_{qr}) \end{array} \right. \quad (\text{I -33})$$

L'équation du couple électromécanique représenté dans l'équation (I-17) devient :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{I -34})$$

Et l'équation de la vitesse sera:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f\Omega - C_r \quad (\text{I -35})$$

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan (d-q) d'après (I-24), (I-25), et (I-26) et (I-27), sont les suivantes :

**a- Equations des tensions :**

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-36})$$

**b- Equations des flux:**

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-37})$$

### I.3.2 Choix du repère de référence

Les équations précédemment exprimées des tensions et des flux pour l'examen de la machine, dans un repère (d-q), faisant un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator, et  $\theta_r$  avec le rotor, mais qui n'est pas définie par ailleurs, car ce repère est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d-q) qui dépendent de l'objectif de l'application, et de la commande.

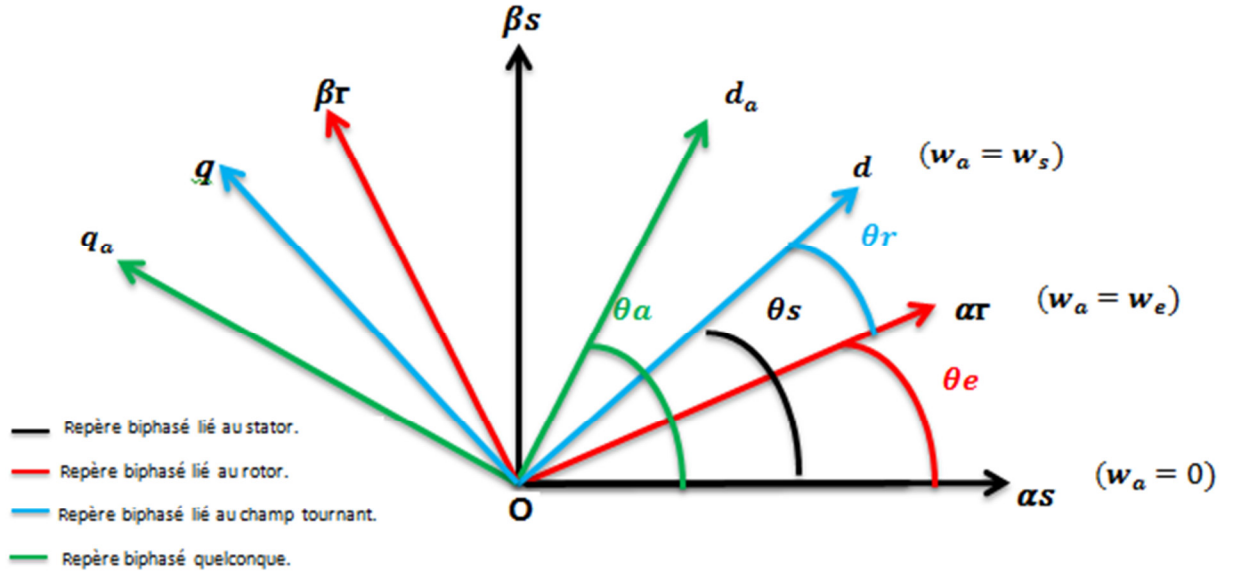


Figure I.4 : Définition des angles entre les repères diphasés

### I.3.2.1 Référentiel $(d-q)$ lié au stator $(\alpha-\beta)$ [20]

Caractérisé par  $\frac{d\theta_s}{dt} = w_s = 0$ , et par conséquence  $\frac{d\theta_r}{dt} = -p\Omega =$ , Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif ainsi que l'observation et la commande non linéaire, le système d'équations (I-36) devient alors :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + w_r \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - w_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-38})$$

### I.3.2.2 Référentiel $(d-q)$ lié au rotor

Caractérisé par  $\frac{d\theta_s}{dt} = w_r$ ,  $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$ . Ce référentiel utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones. Le système d'équations (I-36) devient alors:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-39})$$

### I.3.2.3 Référentiel ( $d$ - $q$ ) lié au champ tournant

Dans ce cas, la vitesse de repère ( $d$ - $q$ ) est la vitesse du synchronisme  $\omega_s$ , est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues. Le système d'équations (I-30) devient alors :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega)\phi_{qr} \\ 0 = v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega)\phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-40})$$

## I.4 Représentation en modèle d'état de la MAS

On s'intéresse à écrire les équations d'état avec la dynamique des courants statoriques ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ) et des flux rotoriques ( $\phi_{dr}$ ,  $\phi_{qr}$ ) comme variables d'état, et la pulsation  $\omega_s$  et les tensions ( $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$ ) comme grandeur de commande et le couple  $C_r$  comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, (figure 1.3).

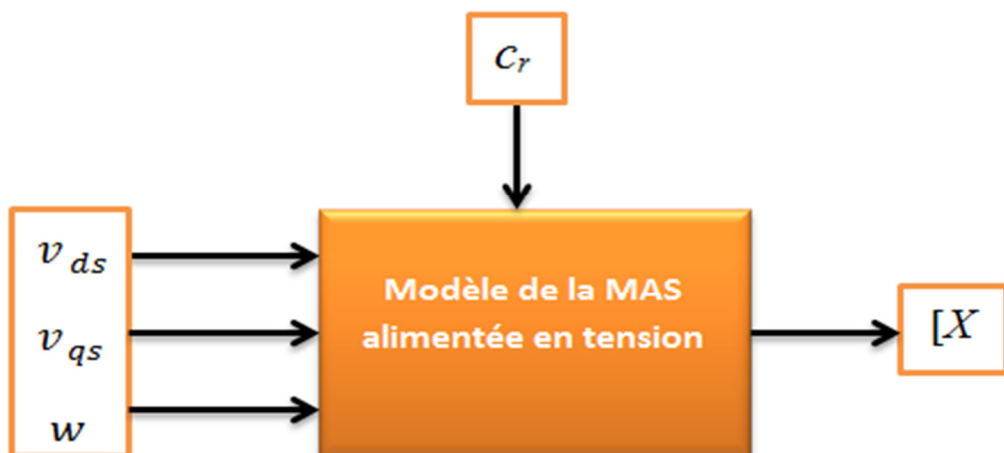


Figure I.5 : Schéma bloc de la machine asynchrone

Les grandeurs courant et flux peuvent être représentés par le vecteur de sortie  $[X]$ .

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}, \quad [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}, \quad [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{dr} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}, \quad [X] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix},$$

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I-41})$$

Ou:

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

$$[U] = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s}] : \text{Vecteur de commande.}$$

$[A]$  : Matrice évaluation d'état du système.

$[B]$  : Matrice du système de commande.

Remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (I-39) et (I-40) on obtient alors :

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha s}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) i_{\alpha s} + \frac{1-\sigma}{M T_s \sigma} \Phi_{\alpha r} + \frac{1-\sigma}{M \sigma} w \Phi_{\beta r} + \frac{1-\sigma}{L_s \sigma} v_{\alpha s} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) i_{\beta s} + \frac{1-\sigma}{M T_s \sigma} \Phi_{\beta s} + \frac{1-\sigma}{M \sigma} w \Phi_{\beta r} + \frac{1-\sigma}{L_s \sigma} v_{\beta s} \\ \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \Phi_{\alpha r} - w \Phi_{\beta r} \\ \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} = -\left(\frac{M}{T_r} i_{\beta s}\right) - \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{\beta r}\right) + w \Phi_{\alpha r} \end{cases} \quad (\text{I-42})$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{et} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{constante de temps statorique et rotorique.}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion.}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & 0 & \left(\frac{1-\sigma}{M T_s \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma} W\right) \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma} W\right) & \left(\frac{1-\sigma}{M T_s \sigma}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\left(\frac{1}{T_r}\right) & W \\ 0 & \frac{M}{T_r} & W & -\left(\frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I -43})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I -44})$$

Pour le référentielle lié au champ tournant ( $d, q$ ), la matrice  $[A]$  devient :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & \omega_s & \left(\frac{1-\sigma}{M T_s \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma} W\right) \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma} W\right) & \left(\frac{1-\sigma}{M T_s \sigma}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\left(\frac{1}{T_r}\right) & \omega_s - W \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_s - W & -\left(\frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I -45})$$

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, nous avons choisi le référentiel immobile par rapport au stator, les tensions statoriques  $v_{\alpha s}$  et  $v_{\beta s}$  sont les variables de commande, et nous considérons les flux rotoriques ( $\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$ ) les courants statoriques ( $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ ) comme variables d'état. En utilisant les expressions (I-42), (I-44), (I-45) et après arrangement, nous aurons le modèle non linéaire de la MAS sous forme d'équations d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \\ \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & \omega_s & \left(\frac{1-\sigma}{M T_s \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma} W\right) \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma} W\right) & \left(\frac{1-\sigma}{M T_s \sigma}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\left(\frac{1}{T_r}\right) & \omega_s - W \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_s - W & -\left(\frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I -46})$$

## I.5 Commande vectorielle de la MAS

On sait déjà que la commande vectorielle de la MAS été défini dans l'introduction générale, et que l'idée mise en existence par BLASCHKE en 1971 sous le nom «Commande Vectorielle » Aussi appelée Commande à Flux Orienté. [17]

### I.5.1 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée en effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé. Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple [20] comme le montre la (figure1.4). Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe (d) d'une référence solide au champ tournant de vitesse  $w_s$ , donc on peut remarquer de la (figure1.5) les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle ( $\phi_{qr} = 0$ )
- L'axe (d) est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique ( $\phi_r = \phi_{dr}$ )
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant ( $\phi_r = \text{const} \Rightarrow i_{dr} = 0$ )

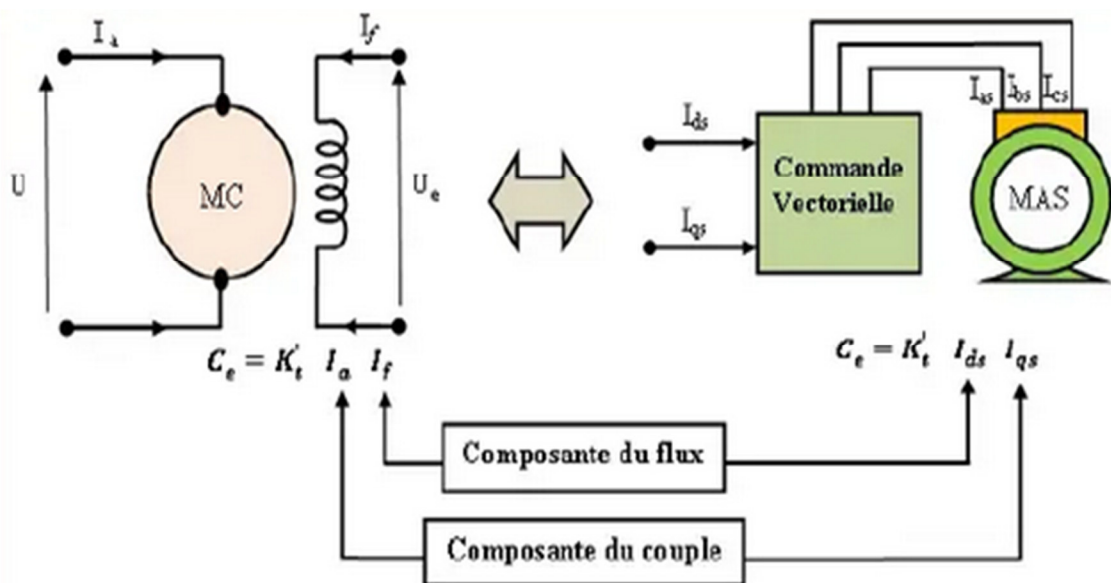


Figure I.5 : Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu

### I.5.2 Commande à flux orienté

La Commande vectorielle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'états, le deuxième concerne le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée [23].

Cette dernière est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électriques. Elle nous permet d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants.

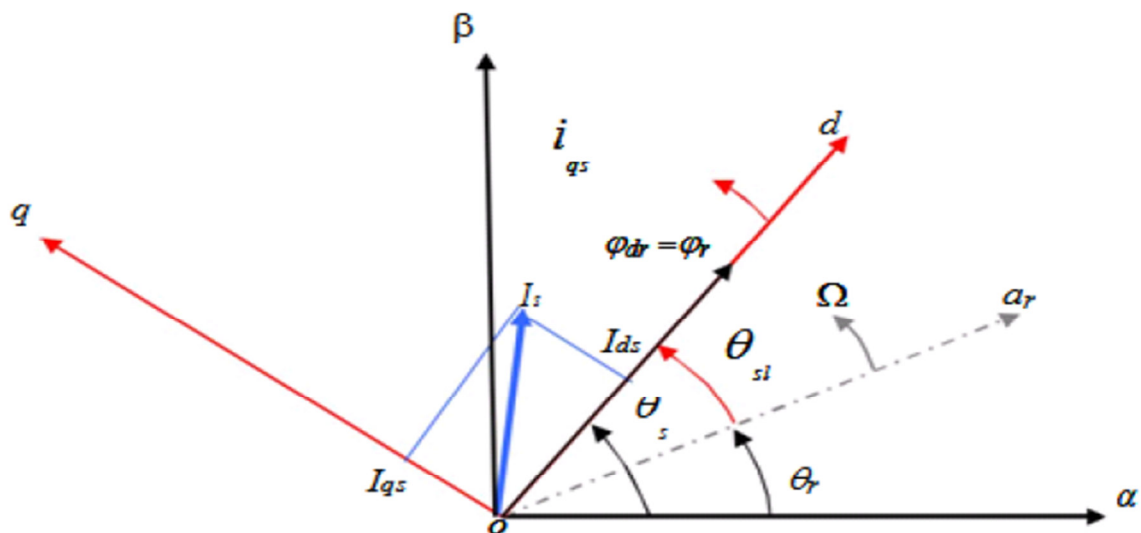


Figure I.6 : Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer)

### I.5.3 Choix d'orientation de flux

Selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer on peut faire le choix des axes d'orientation.

- $\Phi_{ds} = 0$  et  $\Phi_s = \Phi_{qs}$  : c'est le flux statorique qui orienté.
- $\Phi_{qr} = 0$  et  $\Phi_r = \Phi_{dr}$  : c'est le flux rotorique qui orienté.
- $\Phi_{qm} = 0$  et  $\Phi_m = \Phi_{dm}$  : c'est le flux d'entrefer qui orienté

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux et l'équation du couple électromécanique (I -34) ça va être :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} i_{ds} \quad (\text{I -47})$$

En faisant appel au modèle de la MAS présenter par l'équation (I -42) dans la partie précédente sachant que la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante :

$$\Phi_{qr} = 0 \text{ et } \Phi_r = \Phi_{dr}$$

On obtient le modèle de la commande vectorielle découplée de l'expression de  $\Phi_r$  et  $C_e$  suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} - \sigma L_s w_s i_{qs} - \frac{M R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ v_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \sigma L_s w_s i_{ds} + \frac{M}{L_r^2} w \Phi_r \\ w_s = p\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} i_{qs} \\ C_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds} \\ C_e = P \cdot \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{qs} = k_t \Phi_r i_{qs} \\ J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \end{array} \right. \quad (\text{I -48})$$

La structure typique d'une commande vectorielle est illustrée sur la figure (1.6). Elle est constituée de l'onduleur MLI associé à un redresseur à diodes, avec un filtre capacitif dans l'étage intermédiaire. Ce convertisseur donne de l'information sur les trois tensions de lignes et le courant dans deux phases.



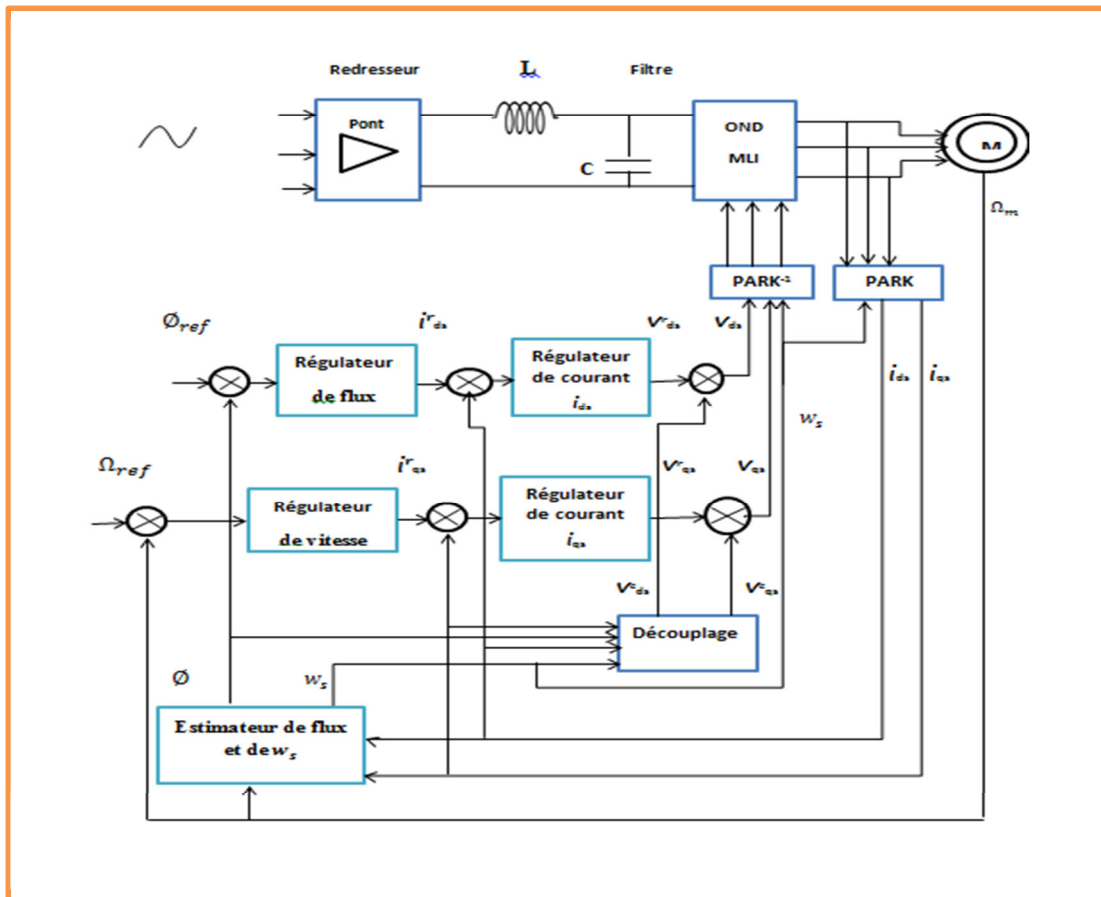


Figure I.8 : structure de la commande vectorielle directe

### b-Commande vectorielle indirecte

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence.

L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence  $C_{em}$  et du flux rotorique de référence, la méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire [6]. La figure (1.8) représente la structure de la commande vectorielle indirecte.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température surtout pour la constante de temps rotorique  $T_r$ . La commande est basée sur l'inversion des d'équation.

Dans la commande directe, l'amplitude des flux et l'angle de Park sont déterminés par le calcul directement à partir de la mesure des tensions et des courants.



$$\begin{cases} \Phi_{rref} = \Phi_{r nom} & \text{si } \Omega < \Omega_{nom} \\ \Phi_{rref} = \frac{\Phi_{r nom}}{\Omega} \Omega_{nom} & \text{si } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases}$$

Avec :

$\Phi_{rref}$  : Flux rotorique de référence.

$\Phi_{r nom}$  : Flux rotorique nominal.

$\Omega_{nom}$  : Vitesse de rotation nominale.

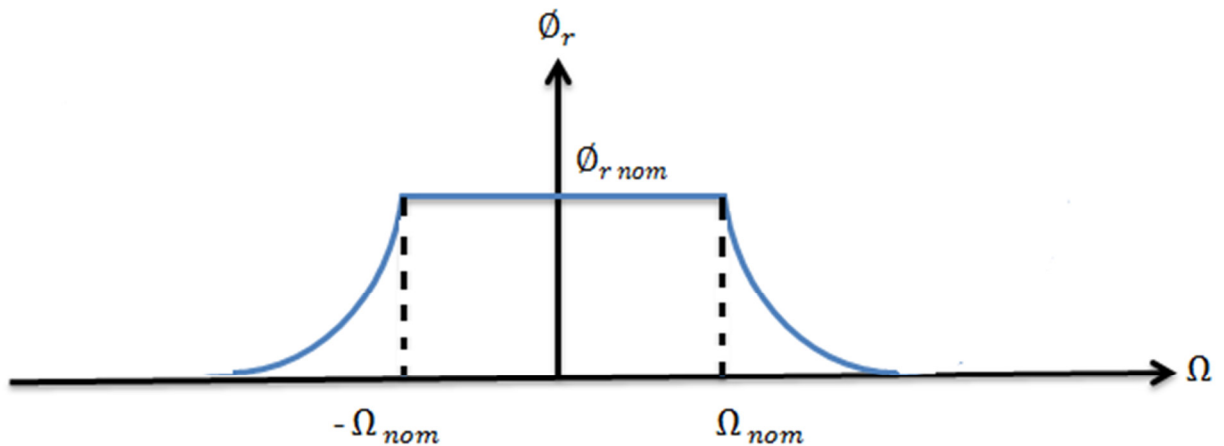


Figure I.10 : Bloc de défluxage.

## I.6 Résultats de la simulation

### I.6.1 Simulation de démarrage direct de la MAS

La machine asynchrone est alimentée directement à partir du réseau industriel par un système de tensions triphasées équilibrées.

Par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel électrique le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés (injectés) dans les enroulements du stator, car dans certaines applications pour lesquelles la variation de la vitesse est nécessaire.

La figure (I.10) représente le schéma bloc du modèle obtenu, ce dernier sera simulé à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB. Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont identifiés en Annexe.

Pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide la simulation sera faite dans les deux référentielles  $(d,q)$  et  $(\alpha,\beta)$ .

Les tensions d'alimentation ont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent présentées comme suite :

$$\begin{cases} v_{as} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(w_s t) \\ v_{bs} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(w_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(w_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I -49)$$

Avec :

$V_{eff}$ : Valeur efficace de tension

$w_s$ : Pulsation d'alimentation

### I.6.1.1 Modèle MATLAB/SIMULINK de la commande directe de la MAS

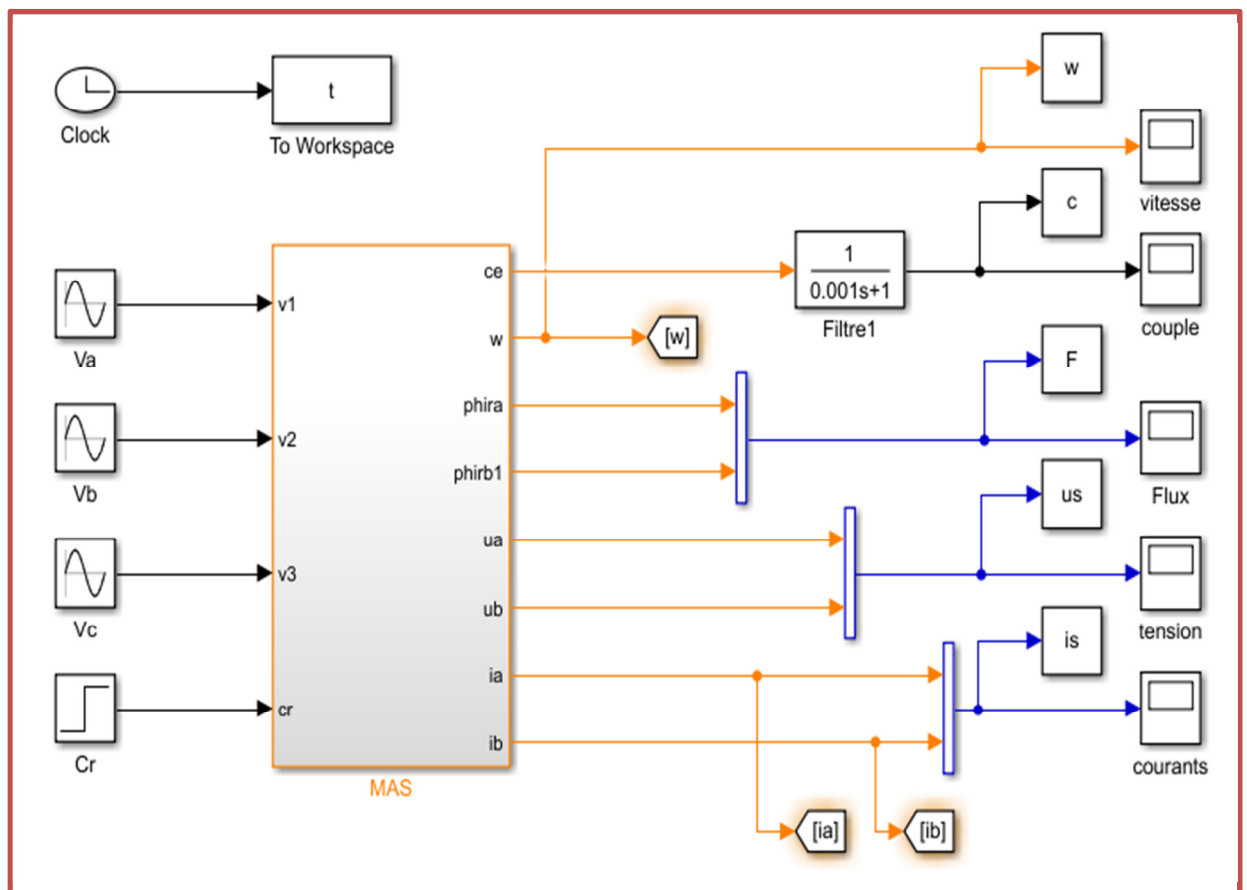


Figure I.11 : Structure du Modèle MATLAB/SIMULINK de la commande directe de la MAS

## a-Résultats de la simulation à vide

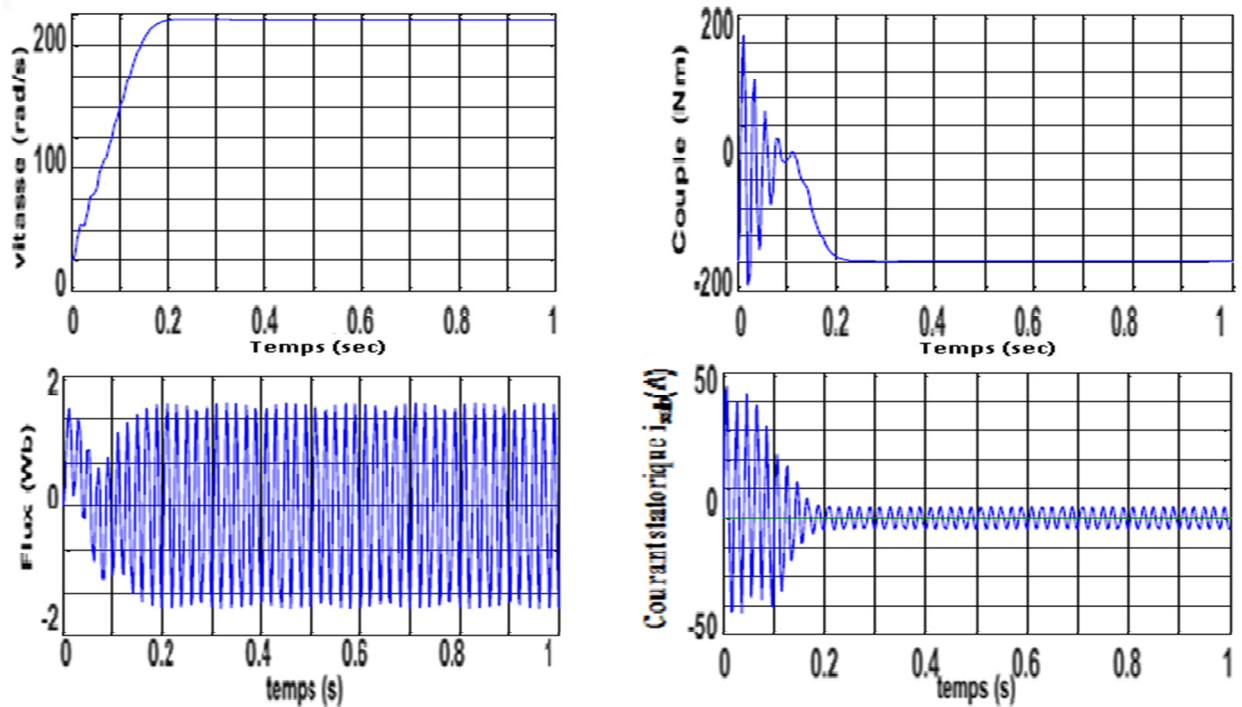


Figure I.12 : Représentation de la simulation de la commande directe de la MAS à vide

## b-Résultats de la simulation en charge

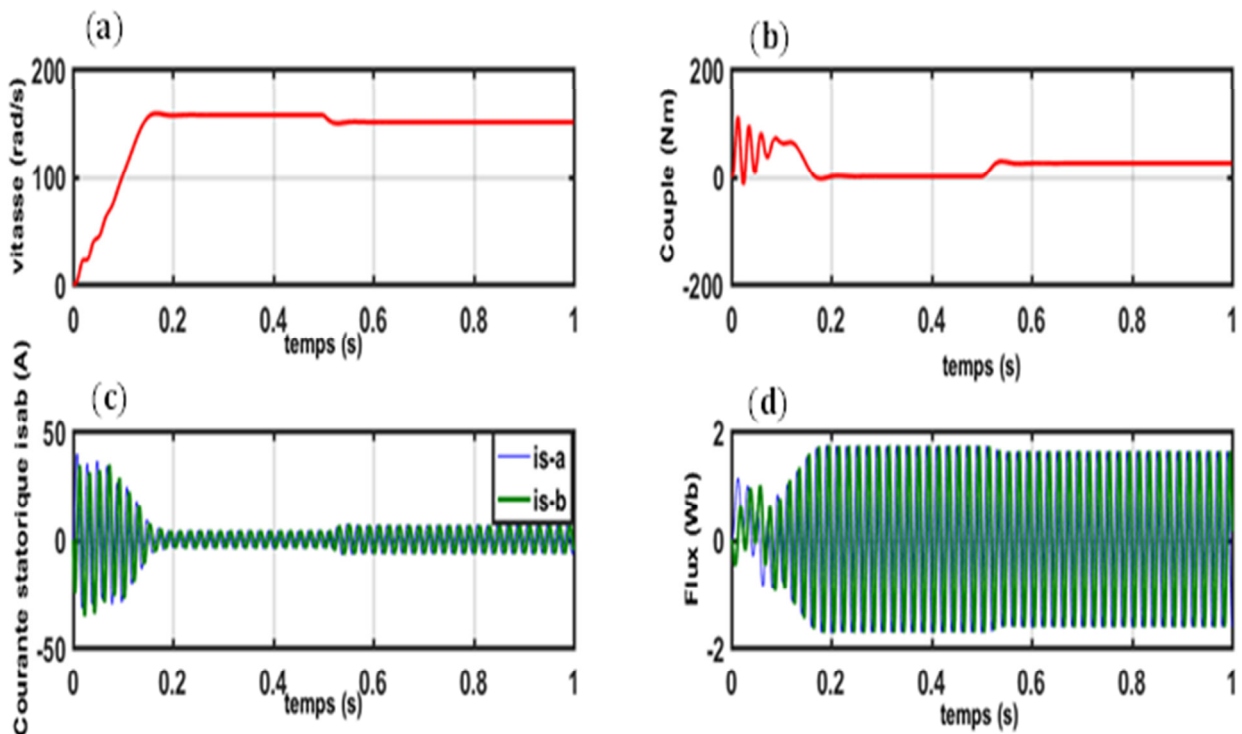


Figure I.13 : Simulation de la MAS en charge alimentée par un réseau triphasée

(a) Représentation de la vitesse rotorique, (b) représentation de couple,  
 (c) représentation du courant statoriques, (d) représentation de flux rotorique

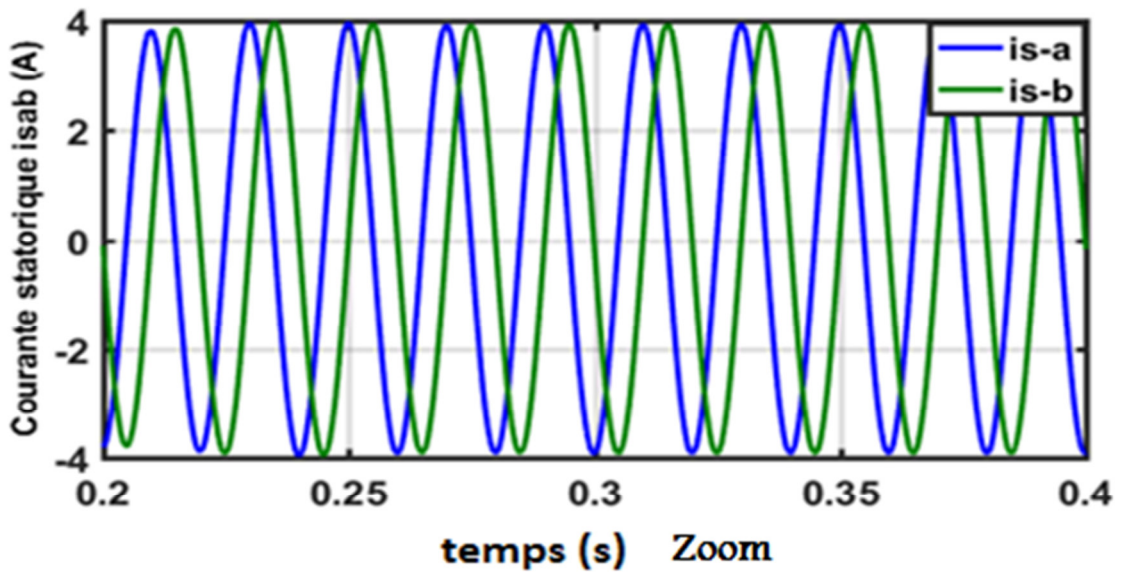


Figure I.14 : Représentation du courant statorique en Zoom.

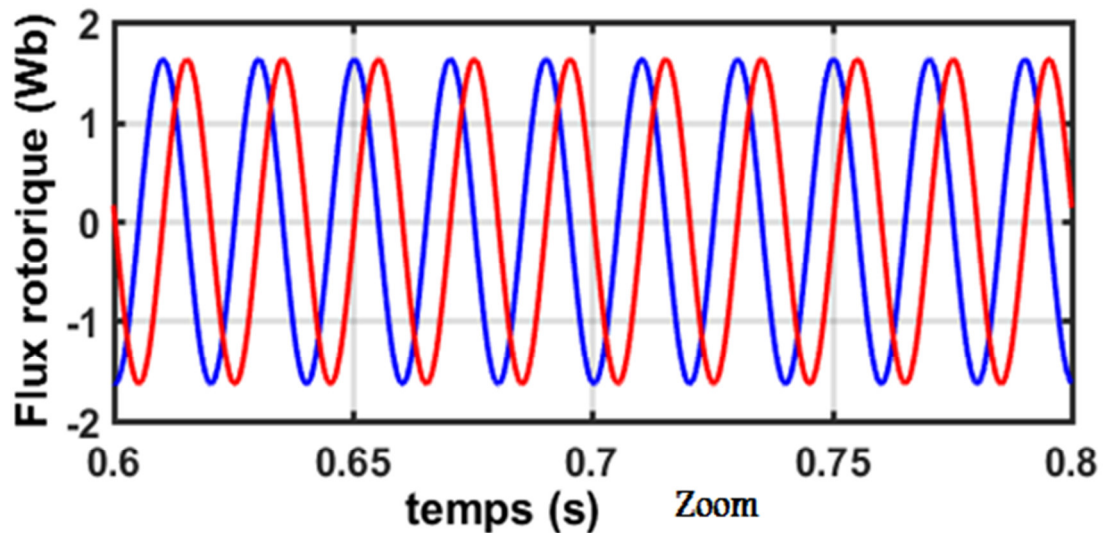


Figure I.15 Représentation du flux rotorique en Zoom

### I.6.1.2 Interprétation des résultats de simulation de la commande directe

À vide, on a simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ( $C_r=0$ ).

L'examen des courbes de la figure (I.11) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Au démarrage, les courants statoriques fusants des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances, le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsative, présentes aux premier instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

En charge, une perturbation du couple ( $C_r=25\text{N.m}$ ) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ( $t=0.5\text{sec}$ ) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I.13).

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

### **I.6.2 Simulation de la commande vectorielle de la MAS**

Après avoir terminé l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, nous arrivons ici à élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé de ces théories pour découvrir les performances de cette commande. Le schéma d'ensemble est donné par la figure (I.16).

I.6.2.1 Modèle MATLAB/SIMULINK de la commande vectorielle de la MAS

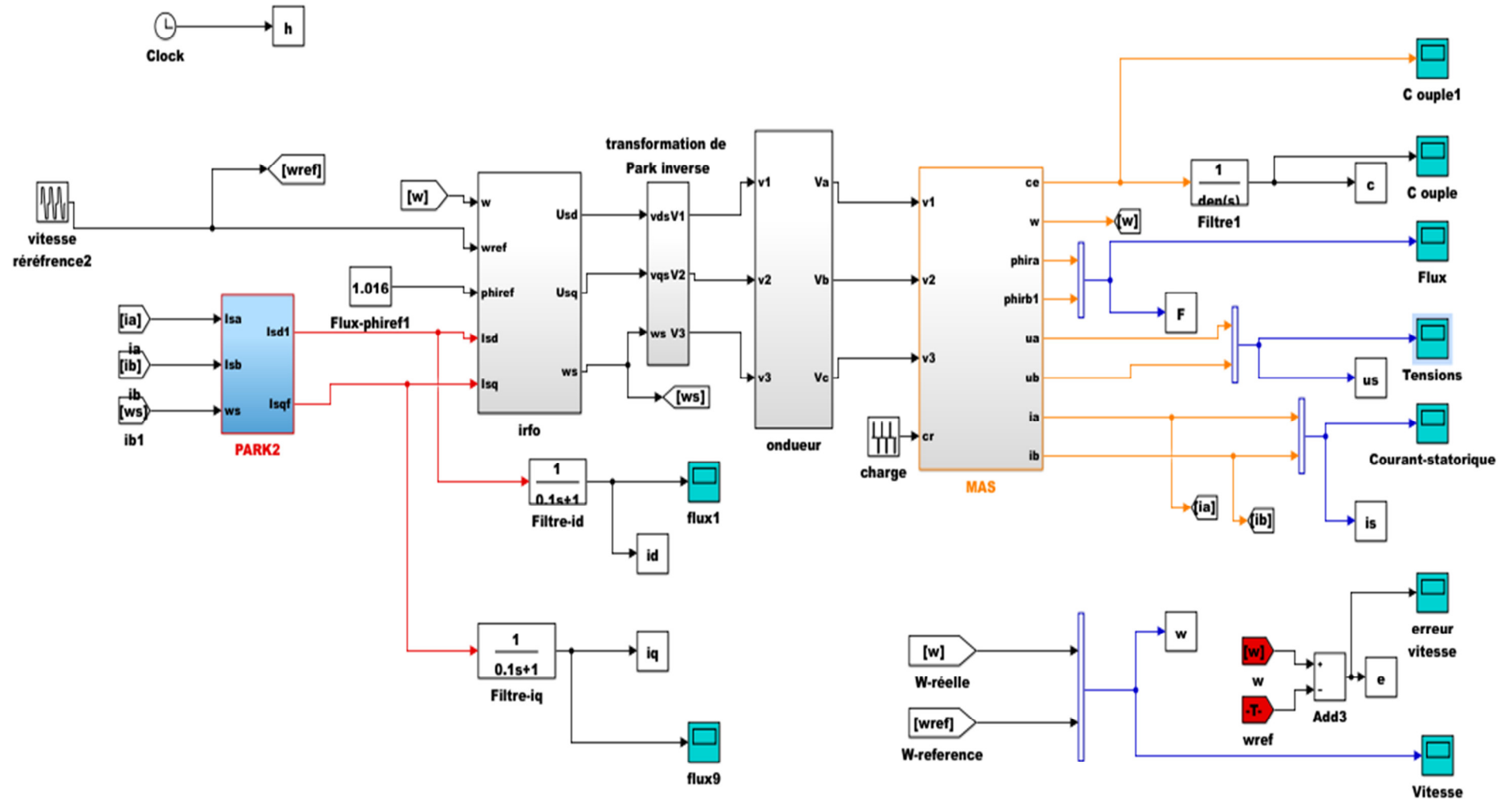


Figure I.16 : Structure du Modèle MATLAB/SIMULINK de la commande vectorielle de la MAS

I.6.2.2 Résultats de la simulation

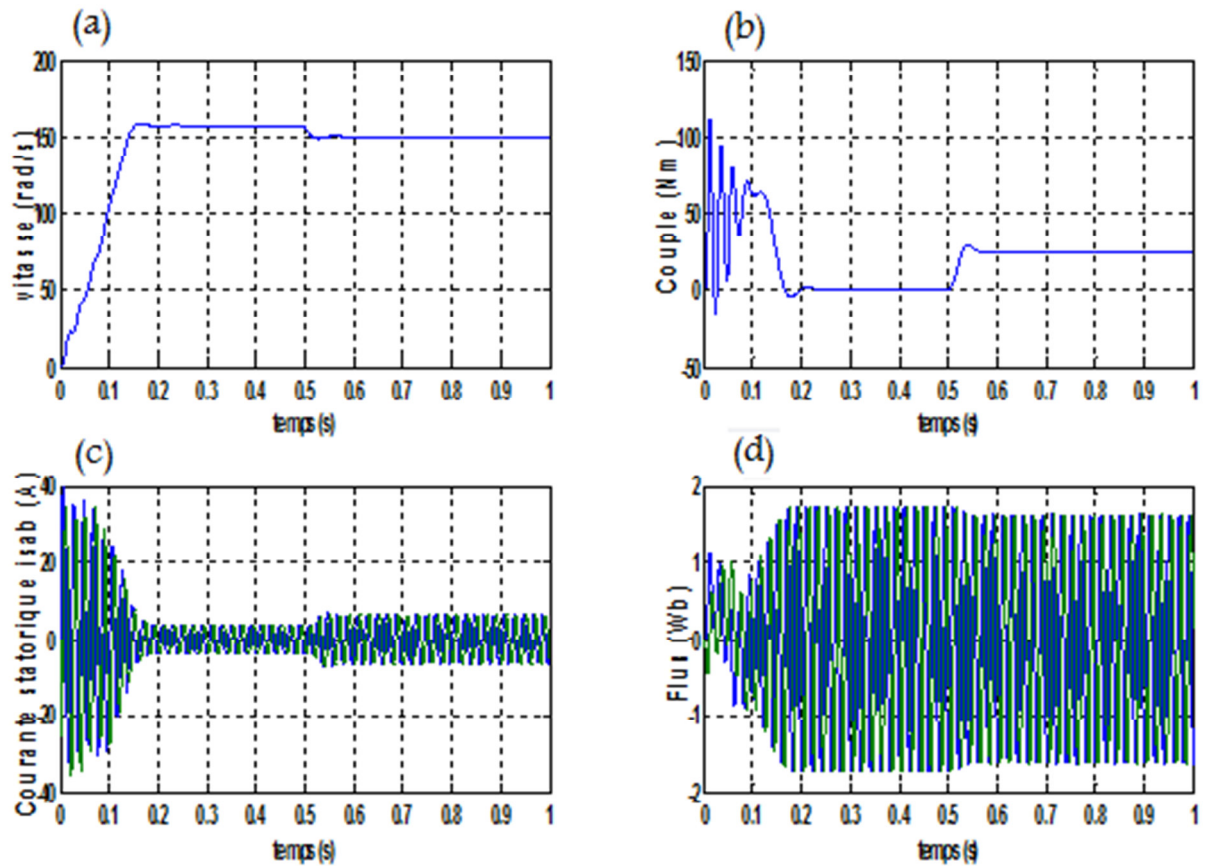
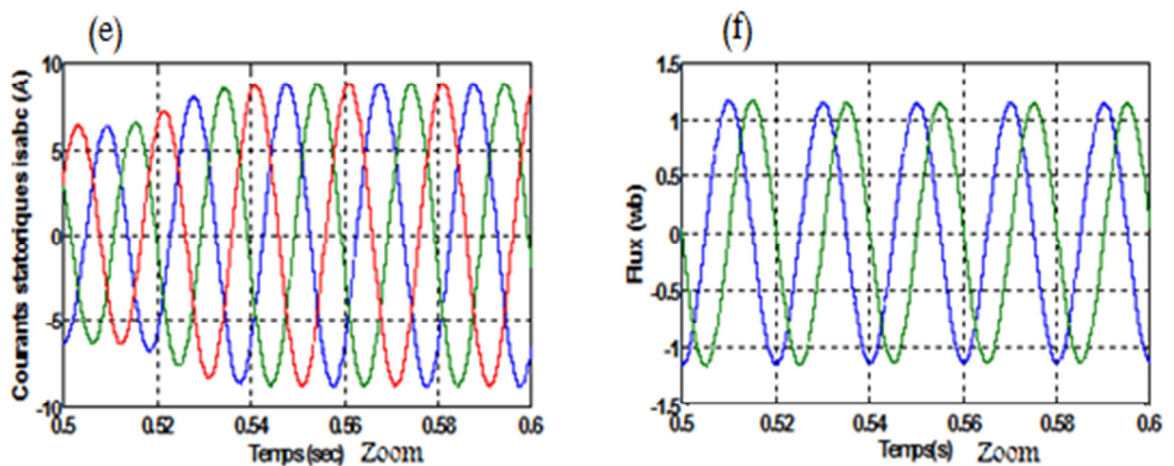


Figure I.16 : Simulation de la commande vectorielle de la MAS

- (a) Représentation de la vitesse rotorique, (b) représentation de couple, (c) représentation du courant statoriques, (d) représentation de flux rotorique



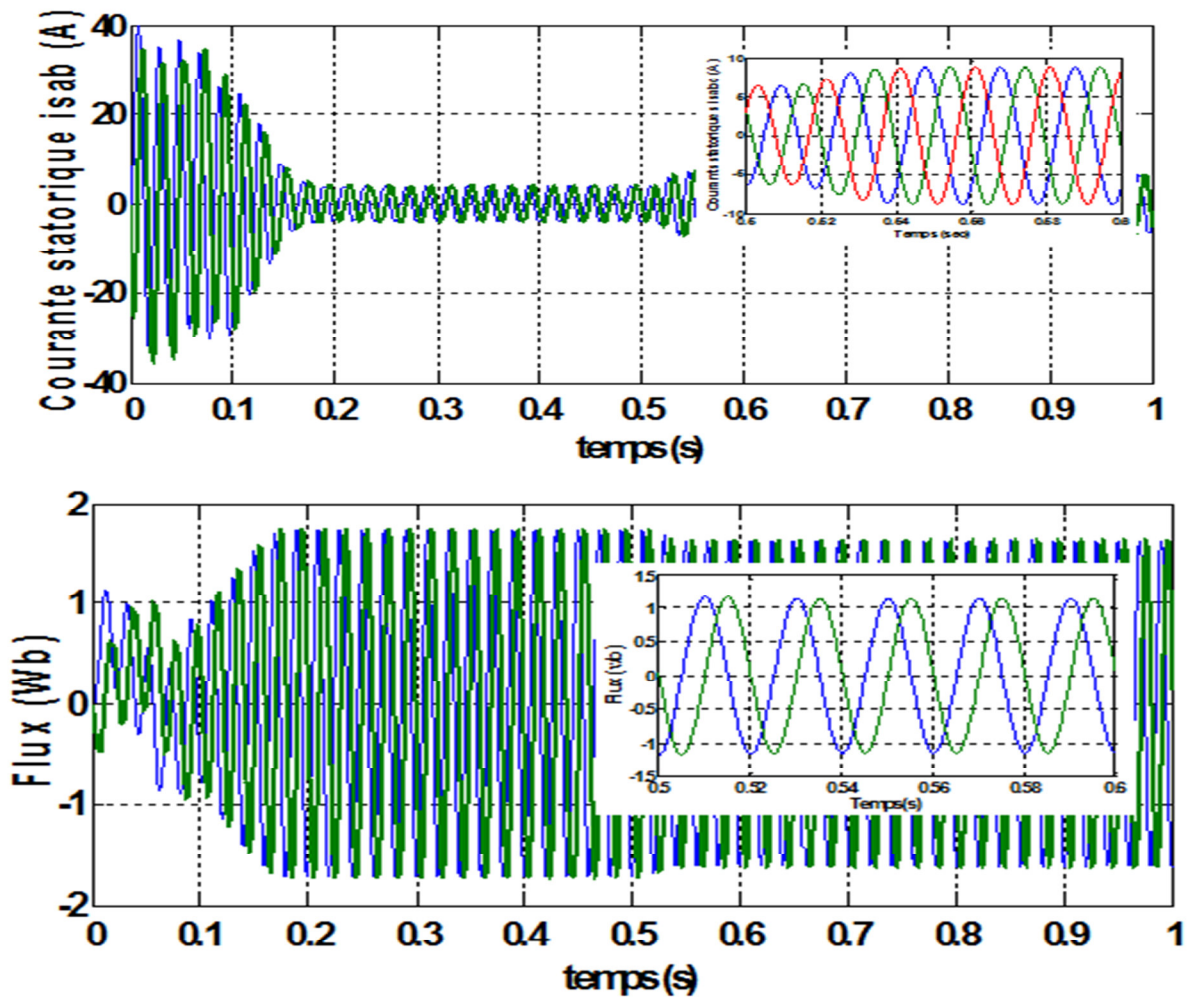


Figure I.16 : Représentation successive du (e)courant statorique, (f) flux rotorique en Zoom

## I.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone (MAS) par deux méthodes.

Dans la première on a donné la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire la représentation de la MAS à des référentiels biphasés de la transformation de Park au modèle général de la machine et l'utilisation de la notion de vecteurs tournants. En effet, cette dernière méthode donne des équations plus compactes et est, par conséquent, plus simple à utiliser.

Dans la deuxième on a montré aussi quelques aspects de la commande vectorielle directe et indirecte ainsi que son application à la machine asynchrone.

Finalement, nous avons terminé ce chapitre en simulant les théories qui sont abordées, bien sûr qu'il y a des interprétations des résultats, montrant les limitations du contrôle à flux orienté. Ces contraintes ont donc conduit à s'intéresser à d'autres solutions pour commander le couple des machines asynchrones.

## II.1 Les observateurs déterministes

### II.1.1 Introduction

Les grandeurs d'état utilisées pour l'élaboration de la commande de la MAS (flux, vitesse,...) sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou économiques (difficulté voir impossibilité de mesure, fragilité, encombrement, coût de montage et d'entretien..). Les capteurs dédiés représentent le maillon faible de la chaîne ; on essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs de grandeurs électriques (tension, courant,...) et d'algorithmes de calcul reconstituant les états de la machine, de tels outils portent l'appellation d'estimateurs et d'observateurs.

La méthode basé sur le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) de l'anglais (Model Reference Adaptive System) a été prouvé que c'est l'une des meilleurs techniques proposées par les chercheurs, ceci est dû aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, de stabilité, et moins d'efforts de calculs.

### II.1.2 Principe d'un observateur

Pour ce type d'observateur, l'estimation de la vitesse et de la position du rotor est basée sur l'erreur entre les grandeurs issues d'un modèle de référence (dans notre cas le modèle du moteur réel) et celles estimées par l'observateur comprenant l'évaluation de la vitesse et de la position du rotor comme modèle réglable. Un terme d'erreur utilisé dans un mécanisme d'adaptation est obtenu à partir de l'erreur d'estimation des flux rotoriques.

Après avoir expliqué le principe de base de l'observateur MRAS, nous donnerons dans ce chapitre quelques structures de base de cet estimateur et enfin associerons le modèles basés sur le flux rotorique.

#### a- Objectif d'un observateur

En général, pour des raisons techniques et économiques, l'état du système n'est pas complètement accessible. En effet, la complexité de la réalisabilité technique ainsi que des coûts prohibitifs pour l'implantation de plusieurs capteurs peuvent réduire considérablement le nombre d'états mesurés. On peut alors considérer que, pour la grande majorité des systèmes, la dimension du vecteur d'état est supérieure à celle du vecteur de sortie ( $l < n$ ). Cette considération signifie que pour tout instant  $t$ , le vecteur  $x(t)$  ne peut pas être complètement mesuré ou déduit des sorties. Cependant, moyennant

des conditions d'existence, l'état peut être reconstruit à l'aide d'un observateur. Ainsi, un dimensionnement judicieux d'un observateur doit permettre une estimation précise et rapide de la valeur des composantes du vecteur d'état  $x(t)$ . Soit, de façon plus générale, le système dynamique  $SYS$  défini par :

$$SYS: \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}$$

Dont l'état  $x(t)$  est estimé (ou reconstruit) par un système dynamique appelé observateur et noté  $OB$ , dont la structure est donnée par :

$$OB: \begin{cases} \dot{z}(t) = Nz(t) + Qu(t) + Ly(t) \\ w(t) = Fz(t) + Ey(t) \end{cases}$$

Avec :

$x(t) \in R^n$ ,  $u(t) \in R^m$ , et  $y(t) \in R^l$  représentant respectivement l'état, l'entrée et la sortie du système.  $z(t) \in R^q$  le vecteur d'état de l'observateur, tel qu'il tende asymptotiquement vers  $Tx(t)$  et  $w(t)$  représente la sortie du système observateur.

On peut alors représenter sa structure par le schéma décrit sur la figure (1). Le système dynamique constituant l'observateur doit assurer que l'erreur de reconstruction, définie par  $e(t) = Tx(t) - z(t)$ , tende asymptotiquement vers 0, soit :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = Tx(t) - z(t) = 0$$

### **b-Structure d'un observateur**

Selon le choix du variable de sortie  $y$ , on peut dénombrer plusieurs structures du MRAS (MRAS basé sur le flux rotorique, sur l'estimation de la f.e.m, sur la puissance réactive instantanée, sur le courant statorique, sur la résistance statorique ou rotorique, sur l'estimation simultanée de la vitesse et des résistances...).

Afin d'expliquer la procédure générale de la conception d'un observateur, nous allons nous appuyer sur la construction dynamique d'un observateur d'ordre plein peut être représentée par la figure (II. 1).

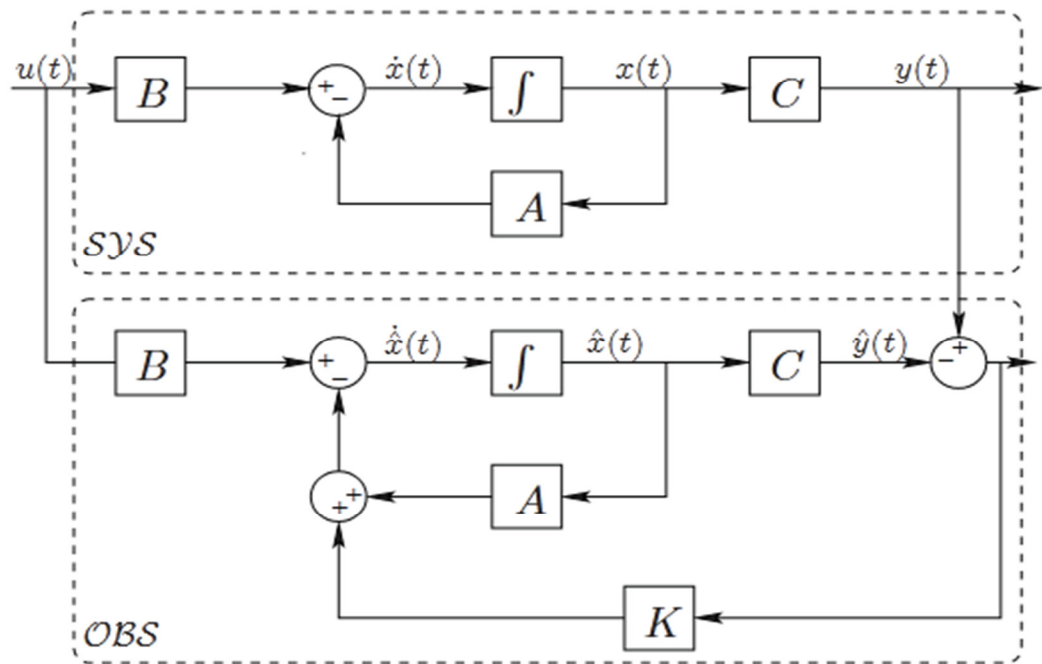


Figure II. 1 : Diagramme structurel d'un observateur d'ordre plein

## II.2 Sens physique d'un observateur déterministe

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état.

En physique, Un système déterministe se traduit par le principe de causalité, c'est-à-dire un système soumis à une dynamique qui associe à chaque condition initiale un et un seul état final. On parle également de système déterministe en automatique pour désigner un système pour lequel les mêmes entrées produisent toujours les mêmes sorties. L'influence et l'impact négatif sur les performances de robustesse des commandes, causées par des bruits ainsi le coût et la complexité des machines exigent la suppression des capteurs de vitesse, qui devenue une tâche inévitable. Dans notre travail la méthode basé sur l'observateur MRAS modifiée a été prouvée comme étant l'une des meilleures techniques proposées par les chercheurs, ceci est dû aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs [13].

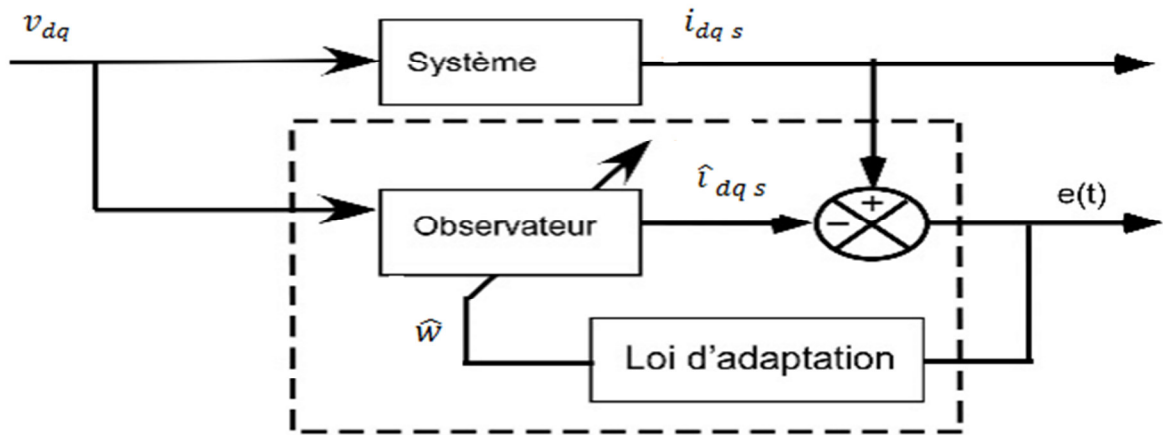


Figure II. 2 : Schéma fonctionnel d'un observateur déterministe

### II.2.2 Observateur MRAS modifié [BEDD [27]]

Le système adaptatif avec modèle de référence (MRAS), est une technique, appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de la vitesse en exploitant les tensions et courants statoriques. Cette approche a été formulée la première fois par Schauder 1989, le système adaptatif avec modèle de référence est composé de deux estimateurs, le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer, est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle adaptatif (ajustable). La différence entre les sorties des deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable. Le mécanisme d'adaptation est très important car, il doit assurer la stabilité du système, et que la valeur estimée converge vers la valeur de référence figure (II. 3).

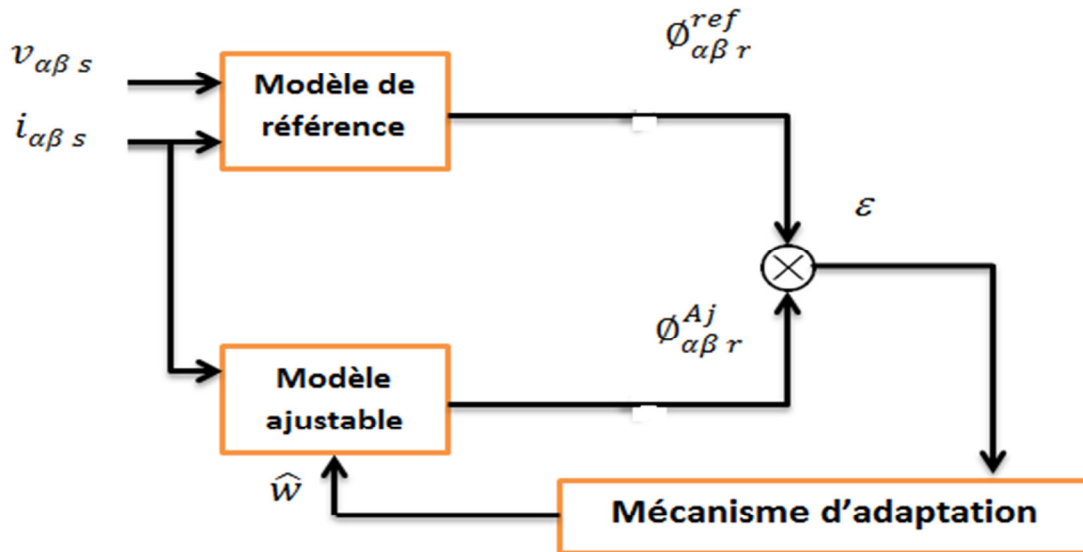


Figure II. 3 : Structure général de la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.

### II.2.3 Modèles basés sur le flux rotorique

Différentes méthodes de la MRAS ont été proposées par les chercheurs, la première, est celle qui utilise le flux rotorique de la machine, et qui se base sur le modèle en tension choisi comme référence, et le modèle en courant qui sera le modèle ajustable. Les équations de la machine asynchrone sont écrites dans le repère stationnaire. [27], [28]

L'erreur produit du décalage entre les sorties des deux estimateurs, pilote un algorithme d'adaptation qui génère la vitesse estimée. Cette dernière est appliquée au modèle ajustable.

Le modèle de la machine asynchrone (I-42) exprimé dans le repère lié au stator peut traduire en deux modèles:

#### a-Equation du modèle de référence

Le modèle référentiel lié au champ tournant de la machine asynchrone (I -40) utilisant la notion complexe est devient :

##### ➤ Equations de tension

$$\begin{cases} v_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} + j w_s \phi_s \\ v_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} + (w_s - w_m)\phi_r = 0 \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Avec :

$$w_r = (w_s - w_m)$$

➤ **Equations des Flux**

$$\begin{cases} \Phi_s = L_s i_s + M i_r \\ \Phi_r = L_r i_r + M i_s \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

Des équations (II-1) et (II-2) Nous souhaitons estimer les composantes de  $\Phi_r^{ref}$  à partir de la mesure des courants statoriques  $i_s$  et des tensions statoriques  $v_s$ , pour

$w_s = 0$ . On obtient :

$$\widehat{\Phi}_s = L_s i_s + M \left( \frac{1}{L_r} (\Phi_r^{ref} - M i_s) \right) \quad (\text{II-3})$$

Ou encore :

$$\widehat{\Phi}_s = \frac{M}{L_r} \Phi_r^{ref} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_s \quad (\text{II-4})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (\text{coefficient de dispersion})$$

Donc :

$$\widehat{\Phi}_s = \frac{M}{L_r} \Phi_r^{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot i_s \quad (\text{II-5})$$

Rapportant (II-5) dans (II-1) on aura :

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \left( \frac{M}{L_r} \Phi_r^{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot i_s \right) \quad (\text{II-6})$$

D'où on peut tirer l'équation suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha r}^{ref} = \frac{L_r}{M} [\int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt - \sigma L_s i_{\alpha s}] \\ \Phi_{\beta r}^{ref} = \frac{L_r}{M} [\int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt - \sigma L_s i_{\beta s}] \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

D'où encore on peut tirer l'équation du modèle de référence suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{\alpha r}^{ref}}{dt} = \frac{L_r}{M} (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s} - \sigma L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt}) \\ \frac{d\phi_{\beta r}^{ref}}{dt} = \frac{L_r}{M} (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s} - \sigma L_s \frac{di_{\beta s}}{dt}) \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

### b- Equation du modèle ajustable

En suivant les mêmes étapes de la méthode qui nous ont amenés à l'équation du modèle de référence, nous obtenons l'équation du modèle ajustable suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{\alpha r}^{Aj}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M i_{\alpha s} - \phi_{\alpha r}^{Aj}) - w \phi_{\beta r}^{Aj} \\ \frac{d\phi_{\beta r}^{Aj}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M i_{\beta s} - \phi_{\beta r}^{Aj}) - w \phi_{\alpha r}^{Aj} \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

Concédons que la vitesse rotorique ( $w$ ) est constante, d'où sa valeur estimée ( $\hat{w}$ ) dans le modèle ajustable deviennent :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{\alpha r}^{Aj}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M i_{\alpha s} - \hat{\phi}_{\alpha r}^{Aj}) - \hat{w} \cdot \hat{\phi}_{\beta r}^{Aj} \\ \frac{d\hat{\phi}_{\beta r}^{Aj}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M i_{\beta s} - \hat{\phi}_{\beta r}^{Aj}) - \hat{w} \cdot \hat{\phi}_{\alpha r}^{Aj} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

À partir des systèmes (II.9) et (II.10) nous déduisons Les dynamiques d'erreur suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_{\alpha}}{dt} = \frac{-1}{T_r} \varepsilon_{\alpha} - w \cdot \varepsilon_{\beta} - (w - \hat{w}) \cdot \phi_{\beta r}^{Aj} \\ \frac{d\varepsilon_{\beta}}{dt} = \frac{-1}{T_r} \varepsilon_{\beta} - w \cdot \varepsilon_{\alpha} - (w - \hat{w}) \cdot \phi_{\alpha r}^{Aj} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Avec :

$$\varepsilon_{\alpha} = (\phi_{\alpha r}^{Aj} - \hat{\phi}_{\alpha r}^{Aj}) \quad ; \quad \varepsilon_{\beta} = (\phi_{\beta r}^{Aj} - \hat{\phi}_{\beta r}^{Aj}) \quad ; \quad \varepsilon_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha} \\ \varepsilon_{\beta} \end{bmatrix}.$$

Le système (II.11) peut être écrit comme suit :

$$\frac{d\varepsilon_{\alpha\beta}}{dt} = A_w \cdot \varepsilon_{\alpha\beta} - B_w \quad (\text{II-12})$$

Avec :

$$A_w = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & -w \\ w & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} ; B_w = \begin{bmatrix} 0 & (w - \hat{w}) \cdot \hat{\Phi}_{\beta r}^{Aj} \\ -(w - \hat{w}) \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r}^{Aj} & 0 \end{bmatrix}$$

Appliquant le critère de popov de l'hyper stabilité, la loi d'adaptation proposée par [28] est

$$\hat{w} = f_2(\varepsilon) + \int_0^t f_1(\varepsilon) d\tau \quad (\text{II-13})$$

Or le critère de popov exige la satisfaction de l'inégalité suivante :

$$\int_0^t \varepsilon^T B_w dt \geq -\gamma_0^2 ; \forall t_1 \geq 0 \quad (\text{II-14})$$

Où  $\gamma_0^2$  constante positive. En utilisant la définition de  $\hat{w}$ , remplaçant  $\varepsilon$  et  $B_w$  par leur valeurs, on obtient :

$$\int_0^t \varepsilon^T ([\varepsilon_\alpha \cdot \hat{\Phi}_{\beta r}^{Aj} - \varepsilon_\beta \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r}^{Aj}][w - f_2(\varepsilon) - \int_0^t f_1(\varepsilon) d\tau]) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\text{II-15})$$

Alor :

$$\int_0^t K \left( \frac{d}{dt} f(t) \right) f(t) dt \geq \frac{-1}{2} K_m f(0)^2 \quad (\text{II-16})$$

Avec :

$$K_m > 0.$$

$f(0)$  représente la condition initiale.

Utilisant cette relation on peut montrer que l'inégalité de popov est satisfaite par les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} f_1 = K_i (\varepsilon_\beta \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r}^{Aj} - \varepsilon_\alpha \cdot \hat{\Phi}_{\beta r}^{Aj}) = K_i (\hat{\Phi}_{\beta r}^{Aj} \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r}^{Aj} - \hat{\Phi}_{\alpha r}^{Aj} \cdot \hat{\Phi}_{\beta r}^{Aj}) \\ f_2 = K_p (\varepsilon_\beta \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r}^{Aj} - \varepsilon_\alpha \cdot \hat{\Phi}_{\beta r}^{Aj}) = K_p (\hat{\Phi}_{\beta r}^{Aj} \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r}^{Aj} - \hat{\Phi}_{\alpha r}^{Aj} \cdot \hat{\Phi}_{\beta r}^{Aj}) \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

Nous obtenons finalement la vitesse estimée ( $\hat{w}$ ) par :

$$\hat{w}(t) = K_p \left( \phi_{\beta r}^{ref} \cdot \hat{\phi}_{\alpha r}^{Aj} - \phi_{\alpha r}^{ref} \cdot \hat{\phi}_{\beta r}^{Aj} \right) + K_i \int_0^t (\phi_{\beta r}^{ref} \cdot \hat{\phi}_{\alpha r}^{Aj} - \phi_{\alpha r}^{ref} \cdot \hat{\phi}_{\beta r}^{Aj}) d\tau \quad (\text{II-18})$$

Avec :

$K_p$  et  $K_i$  sont des constantes positives.

Pour améliorer la dynamique d'estimation de la vitesse rotorique, une nouvelle configuration de l'estimateur de vitesse modifiée [BEDD16 [27]] représenté sur la figure (II.4) suivante :

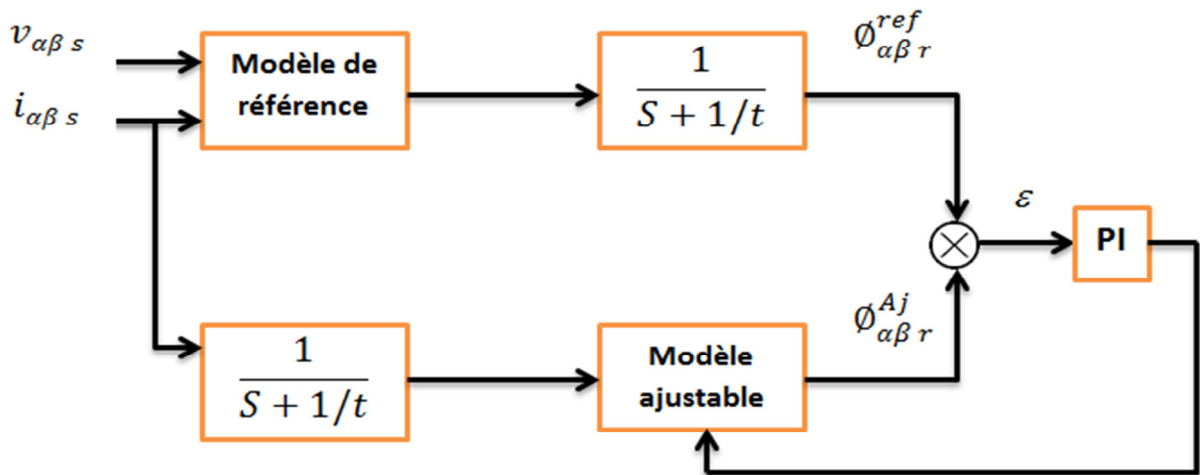


Figure II.4 : Structure modifiée de la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.

II .2.4 Modèle MATLAB/SIMULINK de l'MRAS

Le model complet de de la simulation de l'estimateur MRAS modifie représenté par la figure suivante : [BEDD [27]]

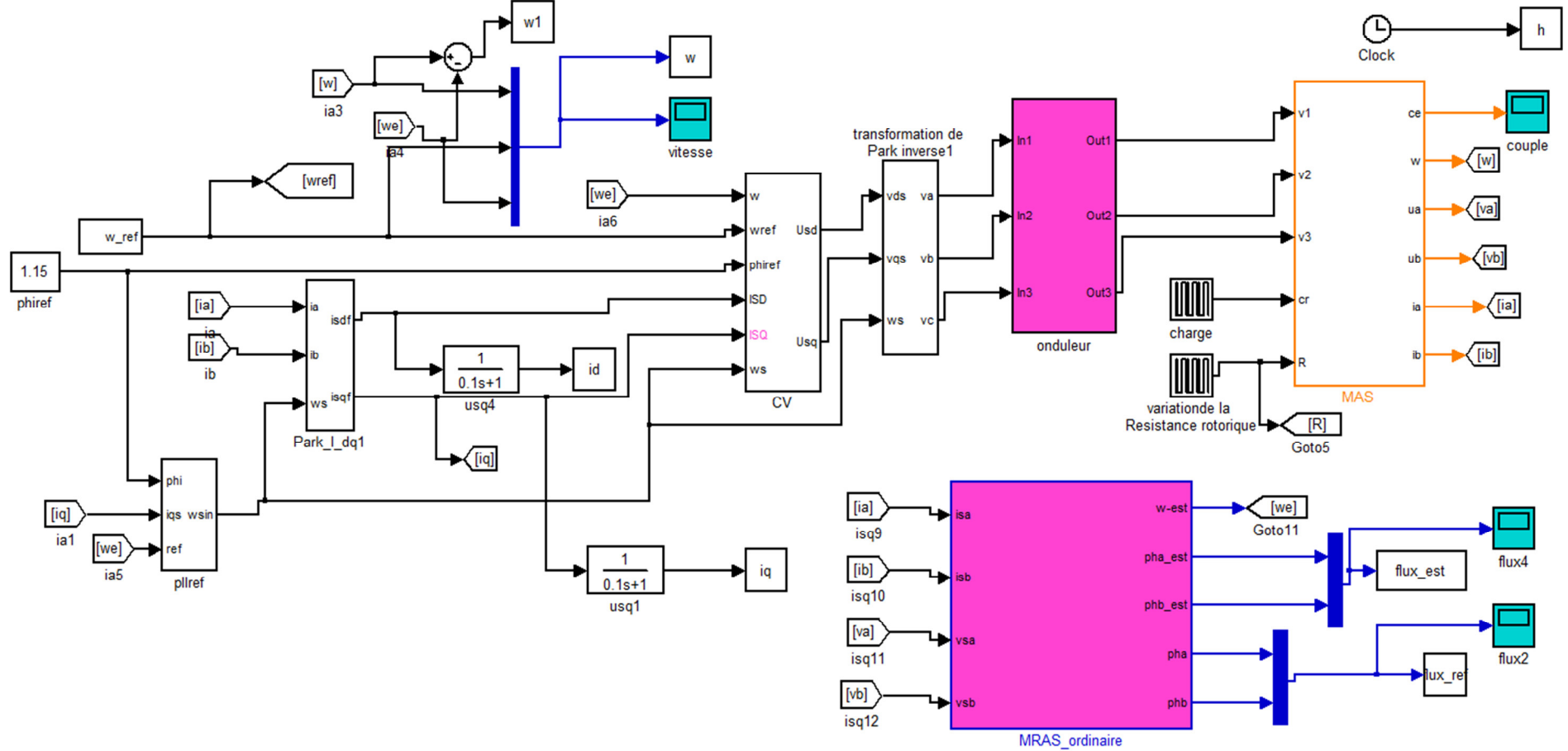


Figure II .5 : Structure du Modèle MATLAB/SIMULINK de l'MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.

## II.2.5 Résultats de Simulation

L'application de cette méthode suppose que la vitesse rotorique est constante. La figure (II.6) illustre la vitesse et l'erreur d'estimation de la vitesse. Les deux composantes du flux rotoriques sont illustrés dans la figure (II.7), elles sont biens sinusoïdales et en quadrature. On constate que cet algorithme fonctionne convenablement en boucle ouverte.

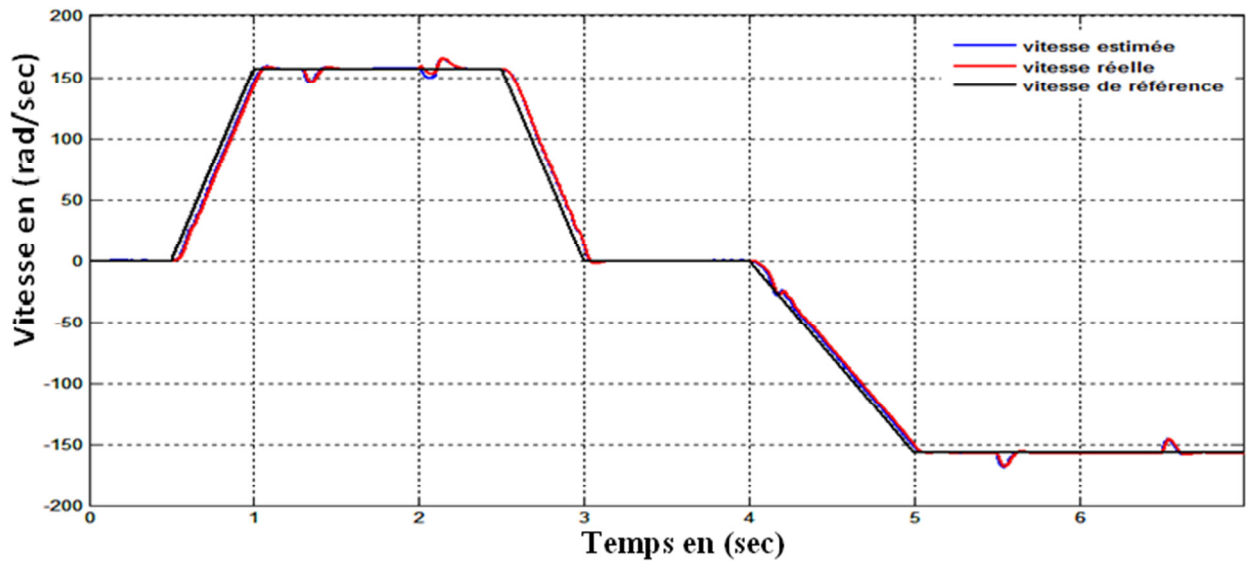


Figure II.6 : Courbe de la vitesse réelle mesurée et la valeur estimée.

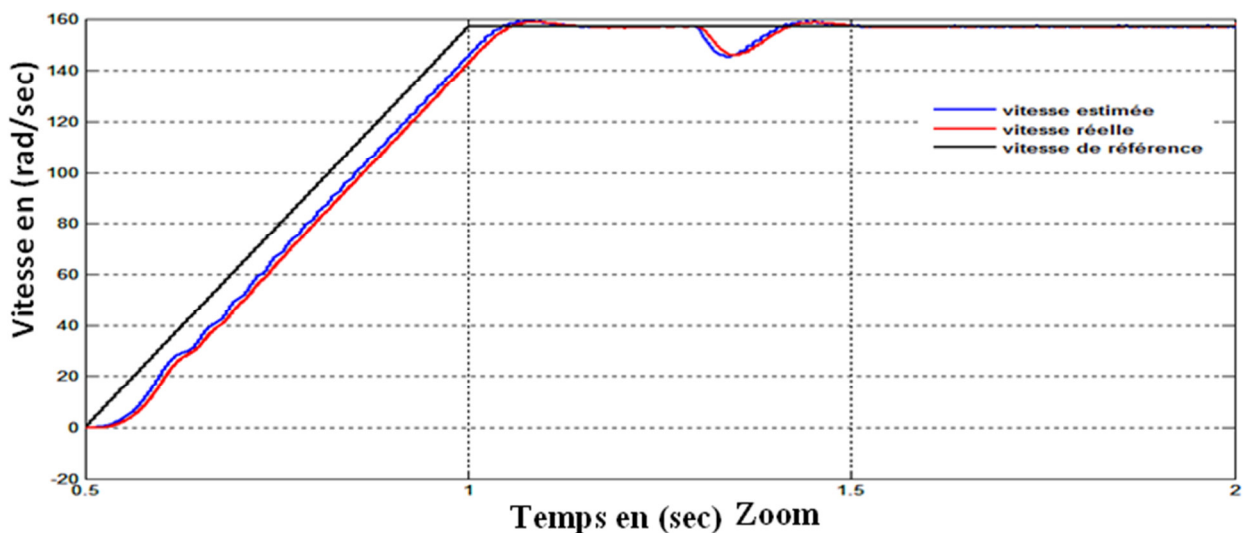


Figure II.7 : Courbe de la vitesse réelle mesurée et estimée (Zoom).

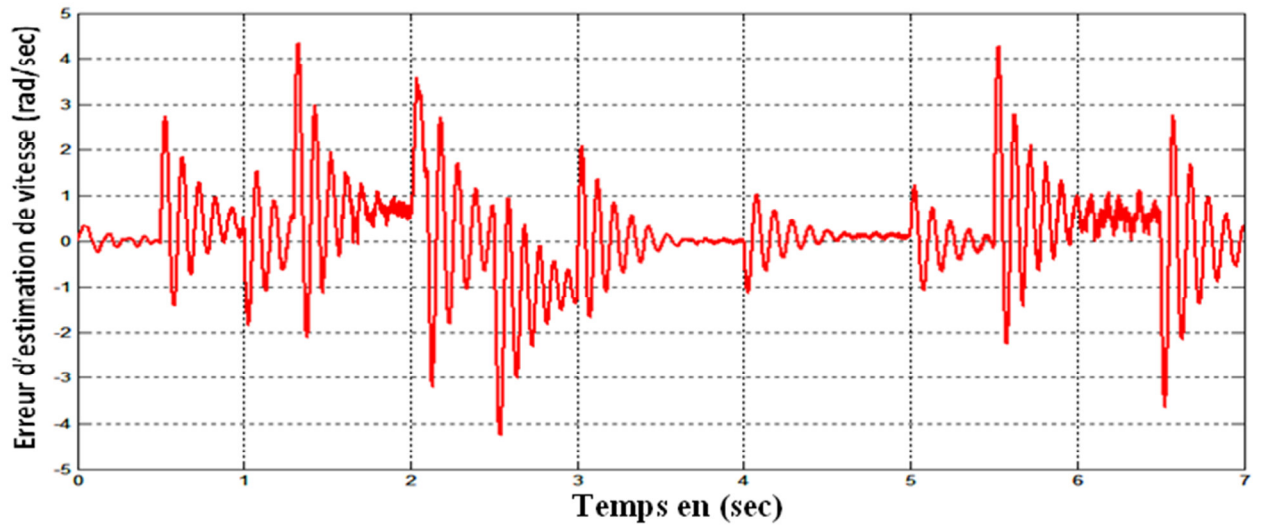


Figure II.8 : Erreur d'estimation de vitesse.

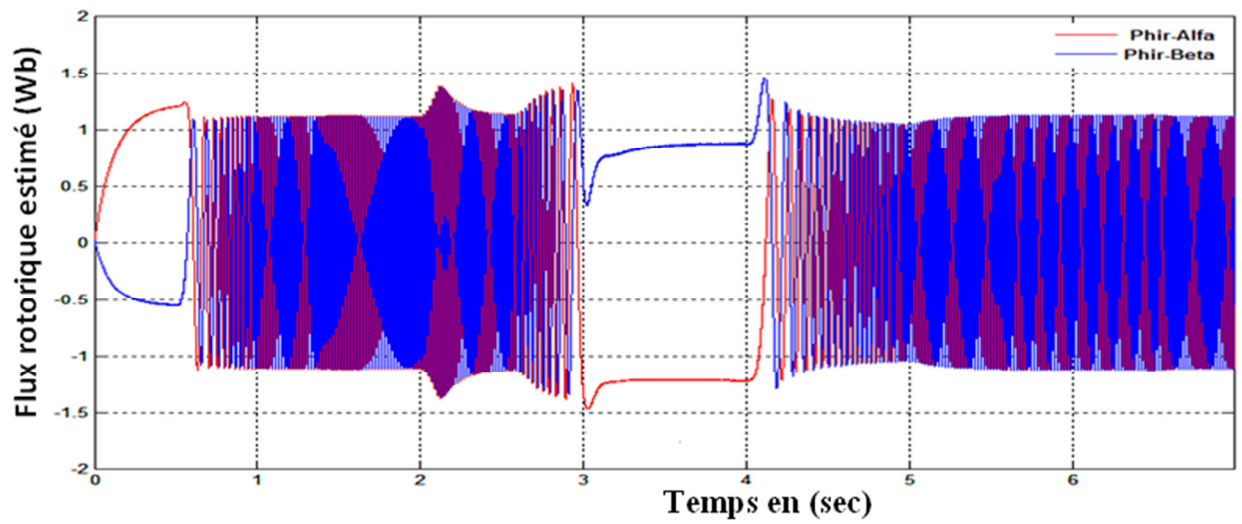


Figure II.9 : Flux rotorique observé.

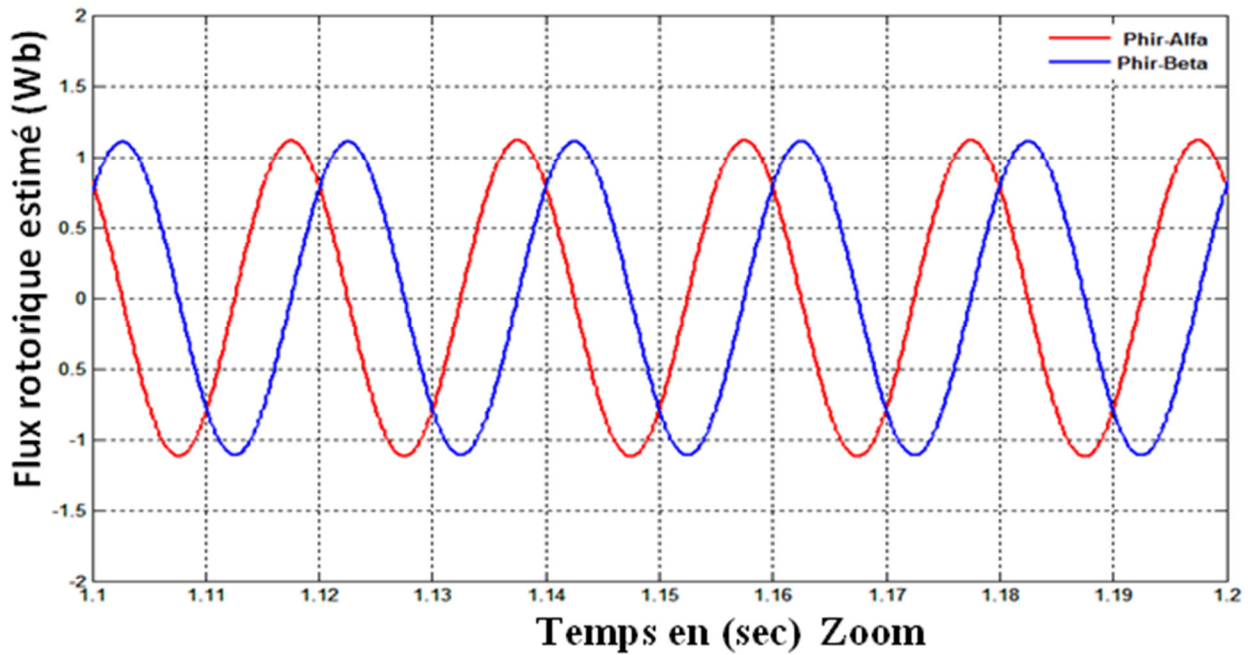
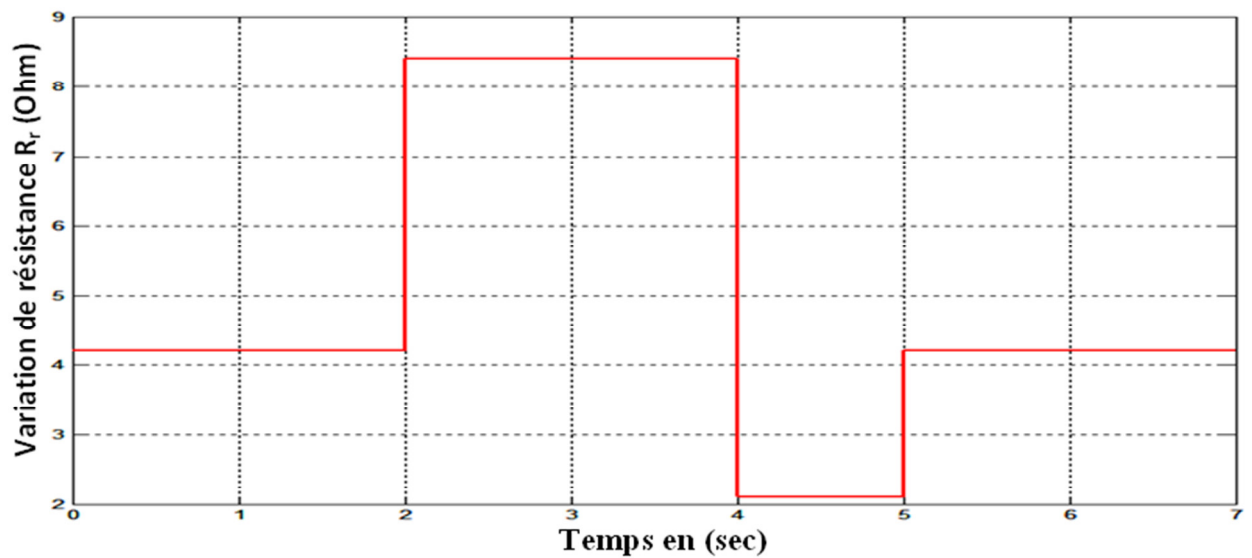


Figure II .10 : Flux rotorique observé (Zoom).

Figure II .11 : Profil de variation de la résistance rotorique  $R_r$ .

## II.2.6 Interprétation des résultats

La simulation du modèle basé sur le flux rotorique est mise en application pour confirmer les résultats théoriques en utilisant le Simulink de Matlab. Dans ces simulations, la tension et les sorties du modèle de la machine d'induction sont employées comme entrée des arrangements de l'MRAS. Deux estimateurs indépendants sont configurés pour estimer la vitesse. L'estimateur qui n'implique pas la vitesse de rotor s'appelle modèle de

référence, et l'autre observateur comprenant la vitesse de rotor s'appelle modèle adaptatif ou réglable. L'erreur entre les sorties des deux estimateurs est alors employée pour dériver un mécanisme approprié d'adaptation qui produit de la vitesse estimée pour le modèle adaptatif.

Les résultats de simulation de cet estimateur sont donnés dans les figures ( II .6), ( II .7), ( II .8), ( II .9), ( II .10) et ( II .11).

La vitesse estimée suit parfaitement la consigne dans le régime permanent, à l'application d'un couple de charge la courbe marque un pic puis elle reprend son régime la bonne estimation prouvant la robustesse.

Pour le flux un pic est remarqué en régime transitoire pour ramener la machine à son régime (dans une valeur négative trop proche au zéro) puis s'annule à l'application d'un couple résistant, on remarque que la courbe suit parfaitement la consigne avec une bonne dynamique.

La simulation nous montre aussi la robustesse du contrôleur dans le cas de la variation de la résistance rotorique. On constate que la variation de cette dernière a pour effet d'affecter l'orientation du flux rotorique, quand en augmentant la résistance rotorique à  $2R_r$  de sa valeur de référence, la simulation montre qu'il y a une variation de vitesse.

### II.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'estimation de la vitesse de rotation et les flux rotoriques d'une machine à induction triphasée à flux rotorique orienté, alimenté en tension et en courant. On a utilisé la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse de rotation, afin d'avoir une meilleure appréciation d'estimateur MRAS. Pour cela, des résultats de simulation de cet estimateur ont été présentés.

Les résultats obtenus sont satisfaisants. Cette technique présente l'avantage de l'élimination du capteur mécanique de vitesse pour des raisons de coûts, encombrement et fiabilité.

L'estimateur MRAS donne des bonnes performances dynamiques et statiques à la vitesse nominale, la qualité d'estimation se dégrade à faible vitesse.

D'après les résultats obtenus à partir de la simulation, on peut conclure que l'estimation de la vitesse par la technique MRAS se fait toujours d'une façon convenable.

## III.1 Commande sans capteur de vitesse par observateur stochastique

### III.1.2 Introduction

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système.

En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gain pour corriger l'erreur sur l'estimation. Si le système à observer est déterministe alors le reconstituteur d'état est appelé observateur. Dans le cas contraire, lorsque le système est stochastique, on parle de filtre. Nous verrons par la suite également cet estimateur dans la partie qui traite du filtre de Kalman.

En théorie de l'information, un observateur d'état est une extension d'un modèle représenté sous forme de représentation d'état. Lorsque l'état d'un système n'est pas mesurable, on conçoit un observateur qui permet de reconstruire l'état à partir d'un modèle du système dynamique et des mesures d'autres grandeurs.

### III.1.3 le filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur stochastique. Il permet de trouver la matrice de gain optimale au sens de la minimisation des bruits sur les mesures et de l'incertitude sur les états du système [29]. Le filtre a été nommé d'après le mathématicien et informaticien américain d'origine hongroise Rudolf Kalman.

#### III.1.3.1 Principe et description [BEDD27]

Le filtre de Kalman est un filtre à réponse impulsionnelle infinie qui estime les états d'un système dynamique à partir d'une série de mesures incomplètes ou bruitées.

La présence naturelle de bruits lorsqu'une machine asynchrone est pilotée par un onduleur représente un argument pour ce choix. Nous présenterons ici une structure du filtre de Kalman classique [BEDD27], [29]. Ses caractéristiques porteront sur l'observation du flux et de la vitesse rotorique. Les seules grandeurs de mesures sont les courants statoriques. Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice  $f K$  est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées, ainsi dans le stochastique on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits de mesure. La structure de base d'un

observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Le modèle en vue de cette observation est celui défini dans le référentiel lié au stator et décrit par les équations (I.42) avec  $w_a = 0$ .

### III.1.3.2 Le modèle de Kalman

Notre but étant d'obtenir un filtre en vue d'une implémentation, il est plus intéressant de traiter directement la synthèse d'un filtre de Kalman discret.

Soit (I.42), le modèle discret du système à observer est défini par un modèle d'état à temps discret, composé de deux termes supplémentaires pour la prise en compte des bruits d'évolution ou d'état  $w(t)$  et de mesure  $v(t)$ .

Nous reprenons le modèle présenté au début du chapitre 2 qui fait apparaître des entrées déterministes  $u(t)$  et aléatoires  $w(t)$  et  $v(t)$ . Nous supposons donc que notre système perturbé peut-être modélisé par le modèle d'état suivant appelé modèle de Kalman [Dis 30] :

$$\text{sys} : \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + w(t) \\ y(t) = Cx(t) + v(t) \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Sachant que  $w(t)$  et  $v(t)$  sont respectivement les bruits du système et de mesure qui admettent les propriétés suivantes :

- Leur valeur moyenne est nulle :

$$E [ w(t) ] = 0 \quad ; \quad E [ v(t) ] = 0$$

- Leurs autocorrélations s'expriment par :

$$\begin{cases} E [ w(t) \cdot w(t)^\tau ] = Q \cdot \delta (t - \tau) \\ E [ v(t) \cdot v(t)^\tau ] = R \cdot \delta (t - \tau) \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Avec :

$\delta(u)$  : est la fonction de l'impulsion de Dirac, et  $Q$  et  $R$  des matrices symétriques définies non négatives et présentent des densités spectrales de puissance moyenne  $w(t)$  et  $v(t)$ .

- Ils se caractérisent par l'absence de corrélation entre  $v(t)$  et  $w(t)$  :

$$E [ w(t) \cdot v(t)^\tau ] = 0 \quad (\text{III-3})$$

- Et entre le bruit et l'état initial :

$$E [ w(t) \cdot x_0(t)^\tau ] = E [ v(t) \cdot x_0(t)^\tau ] = 0 \quad (\text{III-4})$$

Etant donné, que le filtre de Kalman doit être utilisé en temps réel sous forme discrète, est qu'il s'agit d'un algorithme récursif de traitement de données qui génère à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruits, les estimés des variables d'état d'un système dynamique. Pour ce faire, nous supposons que l'entrée de commande  $u(k)$  est constante entre les instants  $k T_e$  et  $(k+1) T_e$ .

Le modèle du système est donné sous la forme discrète suivante [Dis30] :

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d \cdot x(k) + B_d \cdot u(k) + w(k) & ; \quad w(k) \rightarrow (0, Q(k)) \\ y(k+1) = C_d \cdot x(k+1) + v(k) & ; \quad v(k) \rightarrow (0, R(k)) \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

D'où :

- $x(k)$  : vecteur d'état à l'instant  $k$  des variables discrètes de dimension  $n$ .
- $A_d$ ,  $B_d$  et  $C_d$  sont respectivement les matrices de transition, de commande, et d'observation (mesure)  $C_d = C$  de dimension  $(m \times n)$ , d'état entre  $kT_e$  et  $(k+1)T_e$ . Elles sont déterminées à partir de leurs variables homologues continues de la manière suivante :

$$\begin{cases} A_d = e^{\int_{kT_e}^{(k+1)T_e} A(\tau) d\tau} \\ B_d = \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} A(t, \tau) \cdot B \cdot u(B\tau) d\tau \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

- $u(k)$ : Vecteur représentant les commandes appliquées au système à l'instant  $k$ .
- $w(k)$ : Bruit de modélisation lié à l'incertitude que l'on a sur le modèle de processus .
- $Q(k)$ : Matrice de variances-covariances du bruit de processus à l'instant  $k$ .
- $y(k+1)$ : Vecteur d'observation (mesure) à l'instant  $k$ , de taille  $m \times 1$ .
- $R(k)$ : Matrice de variances-covariances du bruit de mesure à l'instant  $k$ .

Le calcul des deux intégrales d'après l'équation (III-6) est fastidieux. Ce qui fait que des simplifications doivent être introduit. Ceci par l'approximation de la fonction exponentielle par son développement limité. Une approximation d'ordre 1 est suffisamment précise si la période  $T_e$  est suffisamment petite. Les deux matrices  $A_d$  et  $B_d$  sont représentées comme suit :

$$\begin{cases} A_d \cong I + A T_e \\ B_d \cong B T_e \\ C_d \cong C \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

Finalement, l'algorithme du filtre de Kalman peut être présenté en deux étapes, à savoir :

**a) Prédiction :**

$$\begin{cases} x(k + 1/k) = A_d \cdot x(k) + B_d \cdot u(k) \\ P(k + 1) = A_d \cdot P(k) \cdot A_d^T + Q \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

**b) Correction :**

$$\begin{cases} k(k + 1) = P(k + 1/k) \cdot C_d^T \cdot (C_d \cdot x(k + 1/k)) \\ x(k + 1) = x(k + 1/k) + k(k + 1) (Y_m - C_d \cdot x(k + 1/k)) \\ P(k + 1) = P(k + 1/k) - k(k + 1) \cdot C_d \cdot P(k + 1/k) \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

### III.1.4 Filtre de Kalman Étendu

Le filtre de Kalman étendu réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter, au vecteur d'état, une autre variable que l'on désire estimer. Ce filtre est largement utilisé pour l'estimation des diverses grandeurs de la machine asynchrone, tels que : la vitesse rotorique, le couple de charge, les paramètres électriques et les paramètres mécaniques [31].

Etant donné, que le filtre de Kalman étendu n'est que l'application du filtre de Kalman décrit précédemment dans le cas d'un système non linéaire, par conséquent, ce système doit être discrétisé et linéarité autour du point de fonctionnement (vecteur d'état estimé) actuel. Soit le modèle non-linéaire du système à observer :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t) + w(t) \\ y = h(x) + v(t) \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

Avec :  $f$  et  $h$ , des fonctions non linéaires.

Le modèle discret de (III-5) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} x(k + 1) = f(x(k), u(k)) + w(t) \\ y(k + 1) = h(x(k + 1)) + v(t) \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

La discrétisation du modèle non linéaire se fait par l'application du théorème de la valeur moyenne [30].

$$x(k+1) = x(k) + \int_{kTe}^{(k+1)Te} f(x(t), u(t), t) dt \quad (\text{III-12})$$

D'où on peut écrire :

$$\int_{kTe}^{(k+1)Te} f(x(t), u(t), t) dt \cong ((k+1)Te - kTe)f(x) \cong f(x)Te \quad (\text{III-14})$$

Avec:

$Te$ : est la période de discrétisation.

L'implémentation du filtre de Kalman étendu dans le cas du système non linéaire donné par (III-4) consiste en l'exécution des étapes suivantes :

**a) Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance :**

Des valeurs initiales doivent être affectées au vecteur d'état ainsi que les matrices de covariances  $P_0$ ,  $Q$  et  $R$ . Les matrices initiales  $Q$  et  $R$  sont considérées en tant que matrices diagonales.

Les valeurs initiales de  $P_0$ ,  $Q$  et  $R$  reflètent le degré de connaissance concernant l'état initial du système. Une grande valeur de  $P_0$  signifie une moindre information concernant les états suscités et ceci peut créer une divergence de l'estimation et même des oscillations des états estimés.

**b) Prédiction des états :**

La prédiction des états  $x(k+1)$  est basée seulement sur la connaissance de l'état précédent du système et le vecteur d'entrée. Cette étape consiste aussi à prédire la sortie  $\hat{y}(k+1)$ .

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1/k) = f(x(k), u(k)) \\ \hat{y}(k+1) = h(x(k+1)) \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

**c) Prédiction de la matrice de covariance :**

$$P(k+1/k) = F(k).P(k).F(k)^T + Q \quad (\text{III-16})$$

Avec :

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k+1/k)} \quad (\text{III-17})$$

**d) Calcul du gain de Kalman :**

$$k(k+1) = P(k+1/k) \cdot H^T(k+1) [H(k+1) \cdot P(k+1/k) \cdot H^T(k+1) + R(k)]^{-1} \quad (\text{III-18})$$

Avec :

$H(k+1)$  : Est la matrice gradient définie comme suit :

$$H(k+1) = \left. \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k+1/k)} \quad (\text{III-19})$$

**e) Estimation du vecteur d'état :**

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k+1/k) + k(k+1) \cdot [y_m(k+1) - \hat{y}(k+1/k)] \quad (\text{III-20})$$

Avec :

$y_m(k+1)$  : Le vecteur des états mesurés.

**f) Estimation de la matrice de covariance :**

$$P(k+1) = P(k+1/k) - k(k+1) \cdot H(k+1) \cdot P(k+1/k) \quad (\text{III-21})$$

**g) Mise à jour des matrices :**

$$\begin{cases} k = (k+1) \\ \hat{x}(k) = \hat{x}(k+1) \\ P(k) = P(k+1) \end{cases} \quad (\text{III-22})$$

Le processus d'estimation continue s'effectue en revenant à l'étape (b) et ainsi de suite.

**III.2 Application du Filtre de Kalman Etendue à la MAS**

Le FKE est un observateur stochastique qui donne une estimation optimale des états pour les systèmes non linéaires en se basant sur la présence des bruits. Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivants [Dis 30]:

- Sélection du modèle de la MAS,
- Discrétisation du modèle du système,
- Détermination des matrices de covariances des bruits  $Q$ ,  $R$  et d'état  $P$ ,
- Implantation de l'algorithme du FKE.

### III.2.1 Le modèle d'état étendu de la MAS

Le FKE comme n'importe quel observateur est basé sur le modèle du système .Dans cette partie nous présenterons le modèle dynamique de la MAS étendu à la vitesse de rotation électrique .Donc, le modèle d'état étendu du système est décrit par :

➤ L'équation différentielle d'état

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p w & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 p w & a_2 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p w & 0 \\ 0 & a_4 & p w & a_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-23})$$

➤ L'équation de sortie

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} & i_{\beta s} & \phi_{\alpha r} & \phi_{\beta r} & w \end{bmatrix}^{T_e} \quad (\text{III-24})$$

Donc, le modèle de la MAS est représenté par le système non- linéaire suivant [31], [33] :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = g[X(t), U(t), t] \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (\text{III-25})$$

### III.2.2 Discrétisation du modèle du système

Le modèle discret de la MAS se déduit du modèle continu .Le choix de la méthode et le pas de discrétisation est le résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul [31], [33].

En supposant que la période d'échantillonnage  $T_e$  est assez petite devant le temps de réponse on peut exprimer la dérivée de la variable d'état par :

$$\dot{X} = [X [(k + 1)T_e] - X[KT_e]]/T_e \quad (\text{III-26})$$

Avec :

$$KT_e \leq t \leq (k + 1)T_e.$$

Le système discret qui détermine le comportement du filtre continu à des instants discrets  $KT_e$  est nécessaire pour l'implantation du FKE en temps réel.

En supposant que l'entrée de commande  $U(KT_e)$  est constante entre les instants d'échantillonnage actuel  $(k + 1)T_e$  et précédent  $KT_e$ , donc le modèle d'état discret est exprimé par :

$$\begin{cases} X[(k + 1)T_e] = X[KT_e] + gT_e\{X[KT_e], U[KT_e], KT_e\} \\ Y[KT_e] = CX[KT_e] \end{cases} \quad (\text{III-27})$$

D'où, on peut écrire :

$$\begin{cases} X(k + 1) = f\{X(k), U(k), k\} \\ Y(k) = CX(k) \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

Où  $(kT_e)$  est remplacé par  $(k)$  pour but de simplification de notation.

Avec :

$$f[X(k), U(k), k] = [f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad f_4 \quad f_5]^T \quad (\text{III-29})$$

De l'équation (III-27) on peut déduire :

$$\begin{cases} f_1 = (1 + a_1)T_e \cdot i_{\alpha s}(k) + a_2 T_e \phi_{\alpha r}(k) + a_3 T_e pw(k) \phi_{\beta r}(k) + \frac{T_e}{L_s \sigma} v_{\alpha s}(k) \\ f_2 = (1 + a_1)T_e \cdot i_{\beta s}(k) - a_3 T_e pw(k) \phi_{\alpha r}(k) + a_2 T_e \phi_{\beta r}(k) + \frac{T_e}{L_s \sigma} v_{\beta s}(k) \\ f_3 = a_4 T_e \cdot i_{\alpha s}(k) + (1 + a_5 T_e) \phi_{\alpha r}(k) - T_e pw(k) \phi_{\beta r}(k) \\ f_4 = a_4 T_e \cdot i_{\beta s}(k) + T_e pw(k) \phi_{\alpha r}(k) + (1 + a_5 T_e) \phi_{\beta r}(k) \\ f_5 = pw(k) \end{cases} \quad (\text{III-30})$$

Finalement on obtient le modèle discret de la machine asynchrone (III-31) suivant :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k + 1) \\ i_{\beta s}(k + 1) \\ \phi_{\alpha r}(k + 1) \\ \phi_{\beta r}(k + 1) \\ w(k + 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 + a_1 T_e) & 0 & a_2 T_e & a_3 T_e pw(k) & 0 \\ 0 & (1 + a_1 T_e) & -a_3 T_e pw(k) & a_2 T_e & 0 \\ a_4 T_e & 0 & (1 + a_5 T_e) & -T_e pw(k) & 0 \\ 0 & a_4 T_e & T_e pw(k) & (1 + a_5 T_e) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k) \\ i_{\beta s}(k) \\ \phi_{\alpha r}(k) \\ \phi_{\beta r}(k) \\ w(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s}(k) \\ v_{\beta s}(k) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k + 1) \\ i_{\beta s}(k + 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k) & i_{\beta s}(k) & \phi_{\alpha r}(k) & \phi_{\beta r}(k) & w(k) \end{bmatrix}^T \quad (\text{III-32})$$

Donc la forme complète des équations (III-31) et (III-32) est illustrés comme suite :

$$\begin{cases} X(k + 1) = A_d \cdot X(k) + B_d \cdot U(k) \\ \hat{Y}(k + 1/k) = C_d X(k) \end{cases} \quad (\text{III-33})$$

### III.2.3 Modèle stochastique non linéaire de la MAS

La MAS ne peut pas être idéalement représenté par le modèle (III-29). Les bruits du système ainsi que les bruits de mesures doivent être pris en compte, le modèle stochastique suivant introduit par [BEDD [27]], [31], [32]:

$$\begin{cases} X(k+1) = f(X(k) + U(k) + b_{rs}(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) + b_{rm}(k) \end{cases} \quad (\text{III-34})$$

Avec :

$b_{rs}$  et  $b_{ms}$  : sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisées par leurs valeurs moyennes nulles.

$$\begin{cases} E[b_{rs}(k)] = 0 \\ E[b_{rm}(k)] = 0 \end{cases}$$

### III.2.4 Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état

Le filtre de Kalman considère la matrice de covariance du vecteur d'état  $P$  et les matrices de covariances des vecteurs des bruits de système et de mesure comme les suivantes :

$$\begin{cases} cov(b_{rs}(k)) = E[b_{rs}(k) \cdot b_{rs}(k)^{Te}] = Q(k) \\ cov(b_{rm}(k)) = E[b_{rm}(k) \cdot b_{rm}(k)^{Te}] = R(k) \end{cases} \quad (\text{III-35})$$

Comme nous avons vus que  $Q$  et  $R$  sont des matrices diagonaux, les paramètres dans les axes  $\alpha$  et  $\beta$  sont les mêmes. Il suit de cela au total que quatre éléments de covariance de bruits doivent être connus.

## III.3 Exécution de l'algorithme de FKE discret

### III.3.1 Présentation du FKE

Temps que le modèle du système est considéré en présence des incertitudes d'état et de mesure, l'algorithme de FKE peut être exécuté en utilisant une structure de prédiction-corrrection illustrée par la figure (3.1).

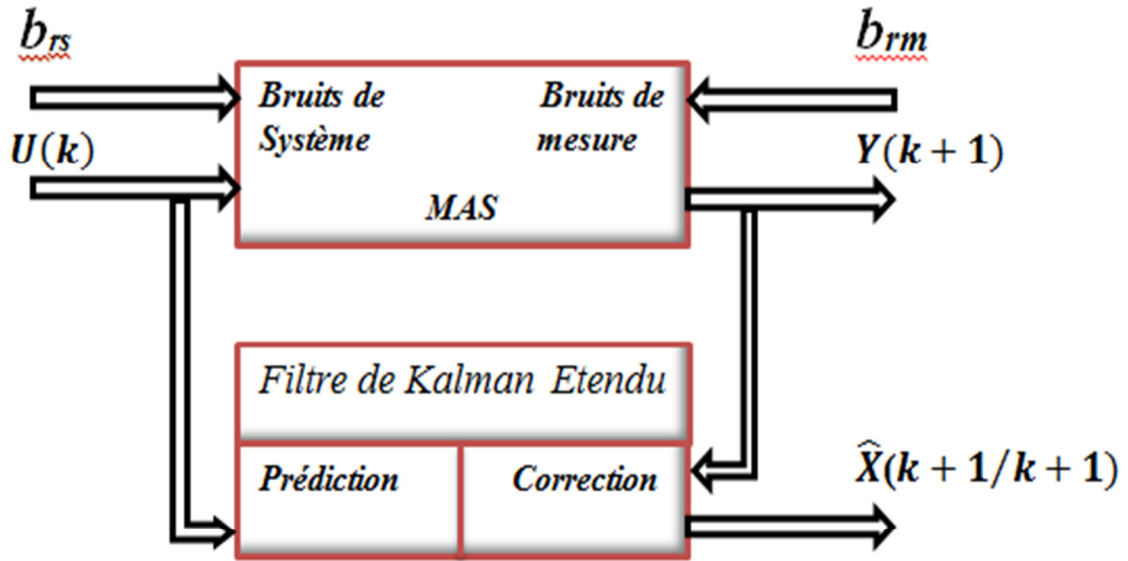


Figure III.1: Structure générale du FKE

### III.3.1.1 Les étapes de l'algorithme du FKE

Deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme du FKE. La première est la prédiction, la seconde la correction (ou le filtrage). Ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances [28][30].

### III.3.1.2 Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances

L'état initial du système  $X_0$  et les matrices initiales de covariance  $Q_0$  et  $R_0$  sont placés ainsi que la valeur initiale de la matrice de covariance d'état  $P_0$ . Cette dernière peut être considérée comme matrice diagonale, où tous ses éléments sont égaux [30].

Les valeurs initiales des matrices de covariance reflètent le degré de la connaissance des états initiaux. Les valeurs trop élevées indiquent peu d'informations sur les états, en outre des problèmes de divergence et de grandes oscillations des évaluations d'état autour d'une valeur vraie peuvent se produire. Avec des valeurs basses la convergence de vitesse peut diminuer. Ces hypothèses peuvent être résumées en écrivant [BEDD27]:

$$E \begin{bmatrix} X0 \\ b_{rs0} \\ b_{rm0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{X}_{0/0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E \left\{ \begin{bmatrix} X0 \\ b_{rs0} \\ b_{rm0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X0 \\ b_{rs0} \\ b_{rm0} \end{bmatrix}^T \right\} = \begin{bmatrix} P_{0/0} & 0 & 0 \\ 0 & Q_0 \cdot \delta & 0 \\ 0 & 0 & R_0 \cdot \delta \end{bmatrix} \quad (\text{III-36})$$

Ou :

$\delta$  : Est l'impulsion de Dirac ;

$$P_{0/0} > 0, \quad Q_0 > 0, \quad R_0 > 0.$$

### III.3.1.3 La phase de prédiction

Le bruit  $b_{rs}$  est une variable aléatoire indépendante. Les observations passées n'apportent donc aucune information sur sa valeur présente. En remplaçant  $b_{rs}$  par sa valeur moyenne nulle, on obtient:

#### a- Calcul de la prédiction du vecteur d'état

L'objectif de cette étape est de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant  $(k+1)$ . Ainsi, cette mesure de l'état permet de prédire la sortie comme il est indiqué sur l'équation (III-37) :

$$\begin{cases} \hat{X}(k+1/k) = f[\hat{X}(k/k), U(k), k] \\ \hat{Y}(k+1/k) = C\hat{X}(k+1/k) \end{cases} \quad (\text{III-37})$$

#### b- Calcul de la matrice de prédiction de covariance du filtre

Cette matrice doit être réactualisée, elle est donnée par la formule suivante:

$$P(k+1/k) = A(k)P(k/k)A^T(k) + Q \quad (\text{III-38})$$

Avec :

$$A(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{X=\hat{X}(k/k)} \quad (\text{III-39})$$

Et de (III-29) et (III-30) on peut présenter  $f$  par :

$$A(k) = \left. \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} & \frac{\partial f_1}{\partial x_4} & \frac{\partial f_1}{\partial x_5} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & \frac{\partial f_2}{\partial x_4} & \frac{\partial f_2}{\partial x_5} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} & \frac{\partial f_3}{\partial x_4} & \frac{\partial f_3}{\partial x_5} \\ \frac{\partial f_4}{\partial x_1} & \frac{\partial f_4}{\partial x_2} & \frac{\partial f_4}{\partial x_3} & \frac{\partial f_4}{\partial x_4} & \frac{\partial f_4}{\partial x_5} \\ \frac{\partial f_5}{\partial x_1} & \frac{\partial f_5}{\partial x_2} & \frac{\partial f_5}{\partial x_3} & \frac{\partial f_5}{\partial x_4} & \frac{\partial f_5}{\partial x_5} \end{bmatrix} \right|_{X=\hat{X}(k/k)} \quad (\text{III-40})$$

Et de là nous tirons :

$$A(k) = \begin{bmatrix} (1 + a_1 T_e) & 0 & a_2 T_e & a_3 T_e p w(k/k) & a_3 T_e \phi_{\beta r}(k/k) \\ 0 & (1 + a_1 T_e) & -a_3 T_e p w(k/k) & a_2 T_e & -a_3 T_e \phi_{\alpha r}(k/k) \\ a_4 T_e & 0 & (1 + a_5 T_e) & -T_e p w(k) & T_e \phi_{\beta r}(k/k) \\ 0 & a_4 T_e & T_e p w(k) & (1 + a_5 T_e) & T_e \phi_{\alpha r}(k/k) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-41})$$

### III.3.1.4 Phase de correction

Il s'agit donc d'améliorer l'estimation de l'état en tenant compte de l'écart  $[Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k)]$  par l'intermédiaire d'un gain  $K_f(k+1)$ , qui est l'objet de la phase de correction.

#### a- Calcul du Gain de Kalman à l'instant $(k+1)$

Au cours de cette phase, on améliore la connaissance de  $X(k+1)$  et  $P(k+1)$  en remplaçant  $\hat{Y}(k+1/k)$  par  $\hat{Y}(k+1/k+1)$  et  $P(k+1/k)$  par  $P(k+1/k+1)$  pour tenir compte de la nouvelle mesure à l'instant  $(k+1)$ . Le gain de filtre de Kalman est donné par :

$$K_f(k+1) = P(k+1/k) C^{Te} [C P(k+1/k) C^{Te} + R]^{-1} \quad (\text{III-42})$$

Ce gain est choisi pour réduire au minimum la variance d'erreur d'estimation des états à estimer [30].

#### b- Estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$

En fait la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée  $Y(k+1)$  et la sortie prédite  $\hat{Y}(k+1/k)$ . Pour améliorer l'état il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain de filtre de Kalman  $K_f(k+1)$ . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient l'expression du nouveau vecteur d'état estimé à l'instant  $(k+1)$ .

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K_f(k+1)[Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k)] \quad (\text{III-43})$$

#### c- Calcul de la covariance d'erreur

La dernière étape est la réactualisation de la matrice de covariance du filtre comme suit :

$$P(k+1/k+1) = \{I - K_f(k+1)C\} P(k+1/k) \quad (\text{III-44})$$

Le filtre est initialisé par la variance des bruits d'état  $Q(k)$  et de mesures  $R(k)$ , par l'état initial estimé. Ce filtre fournit une estimation optimale de l'état, la figure (III.2) représente un bloc simplifié de la méthode de Kalman.

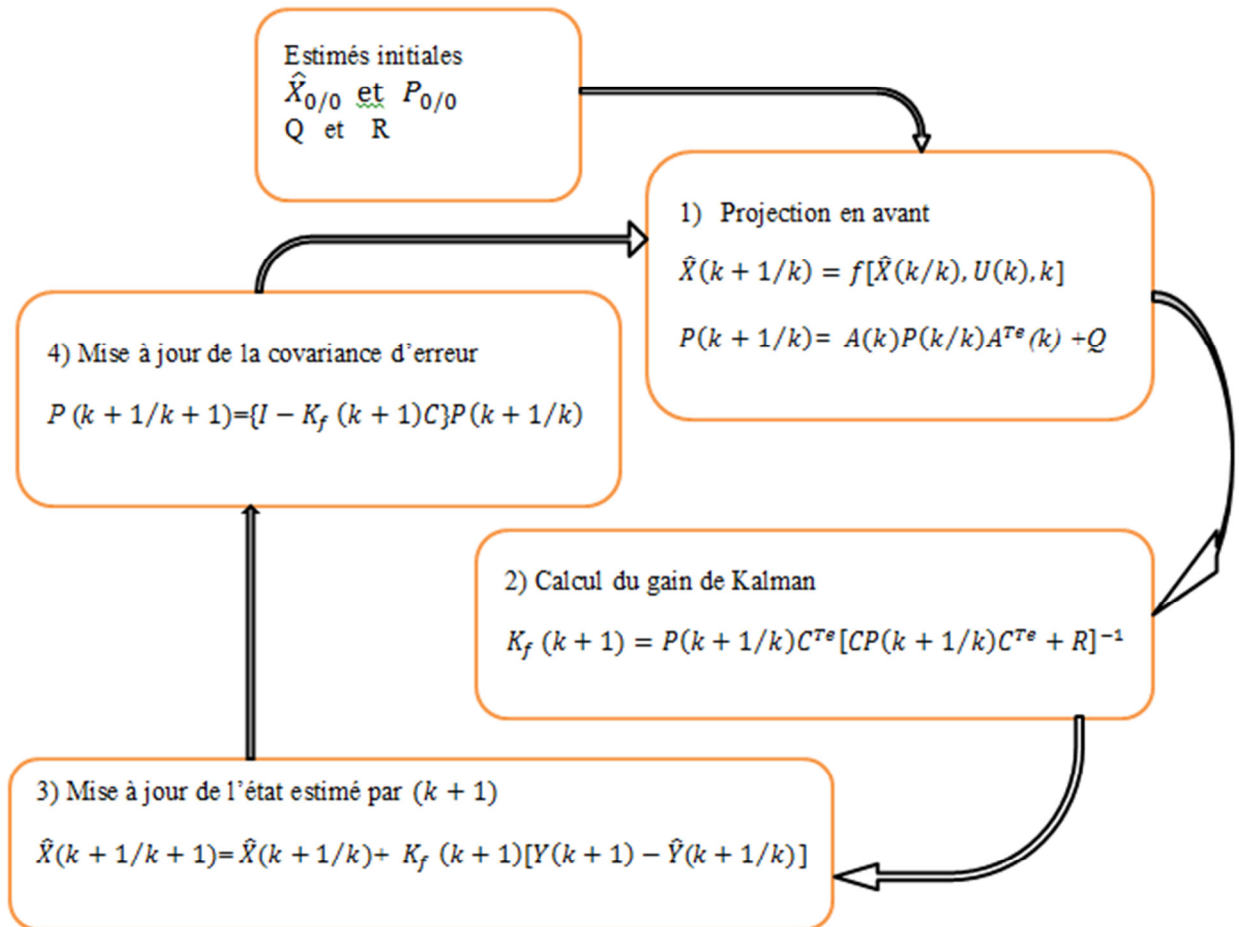


Figure III.2: Bloc simplifié de la méthode de Kalman

On peut représenter l'algorithme du FKE par cette structure [BEDD [27]] :

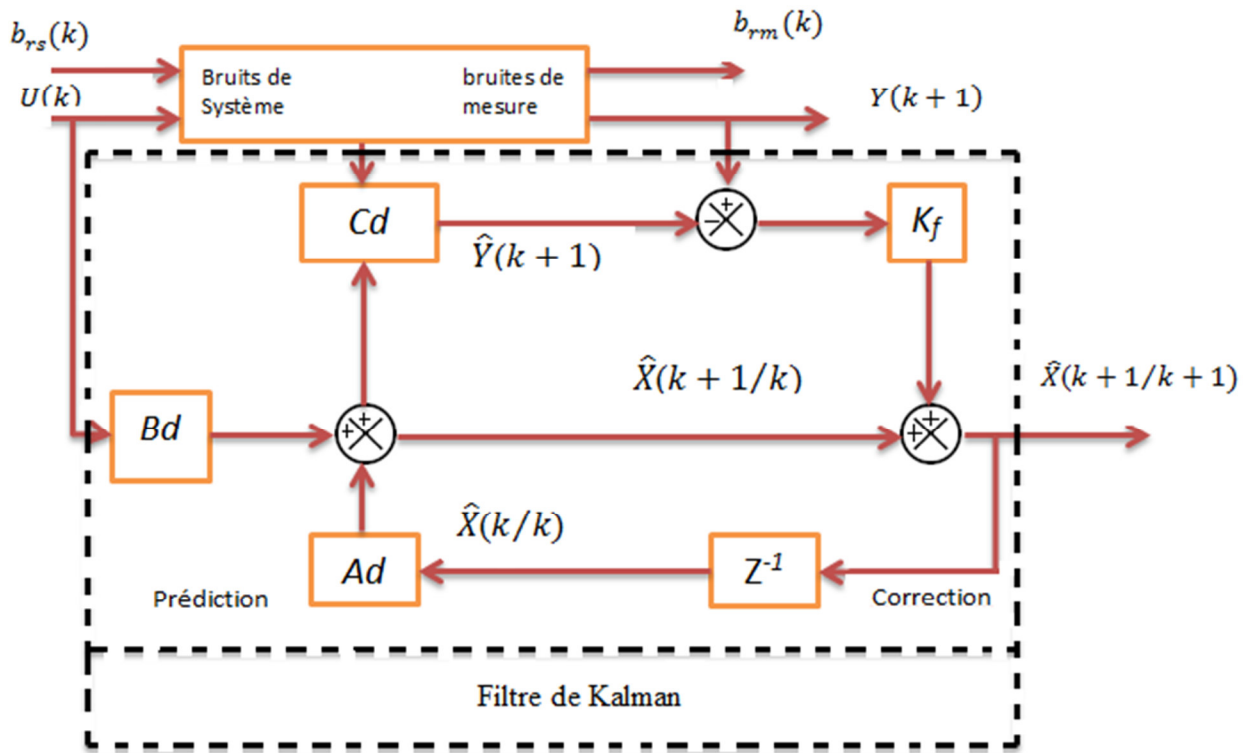


Figure III.3. Schéma de principe du filtre de Kalman.

### III.3.2 Schéma de simulation globale simplifié

Le FKE présente un algorithme très complexe avec des opérations matricielles. Il est très difficile d'implanter toutes ces opérations en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implémenté donc comme une *s-function* sous forme d'un bloc représentatif simplifié par la figure (3.3). Il est inséré dans le schéma de simulation global du système d'entraînement de la MAS commandé par la DTC sans capteur de vitesse basée sur un FKE illustré par la figure (3.4).

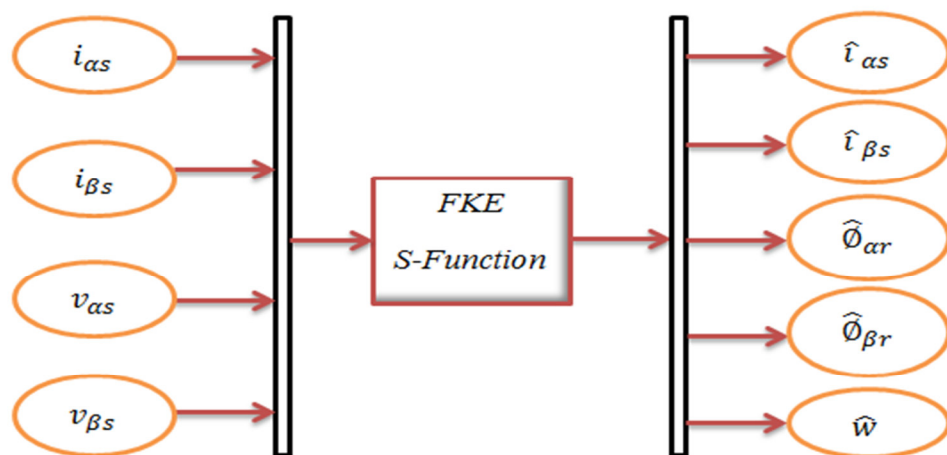


Figure III.4. Schéma représentatif simplifié de simulation du FKE

### III.3.3 Structure de la commande par DTC de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur de Kalman étendu

La structure de l'association DTC-Observateur de Kalman étendu d'une machine asynchrone sans capteur est représentée sur la figure (III.5), elle est obtenue par l'introduction de FKE dans la structure générale du contrôle direct de couple en remplaçant l'ensemble de l'estimateur de flux et l'estimateur de couple par l'estimateur de Kalman étendu.

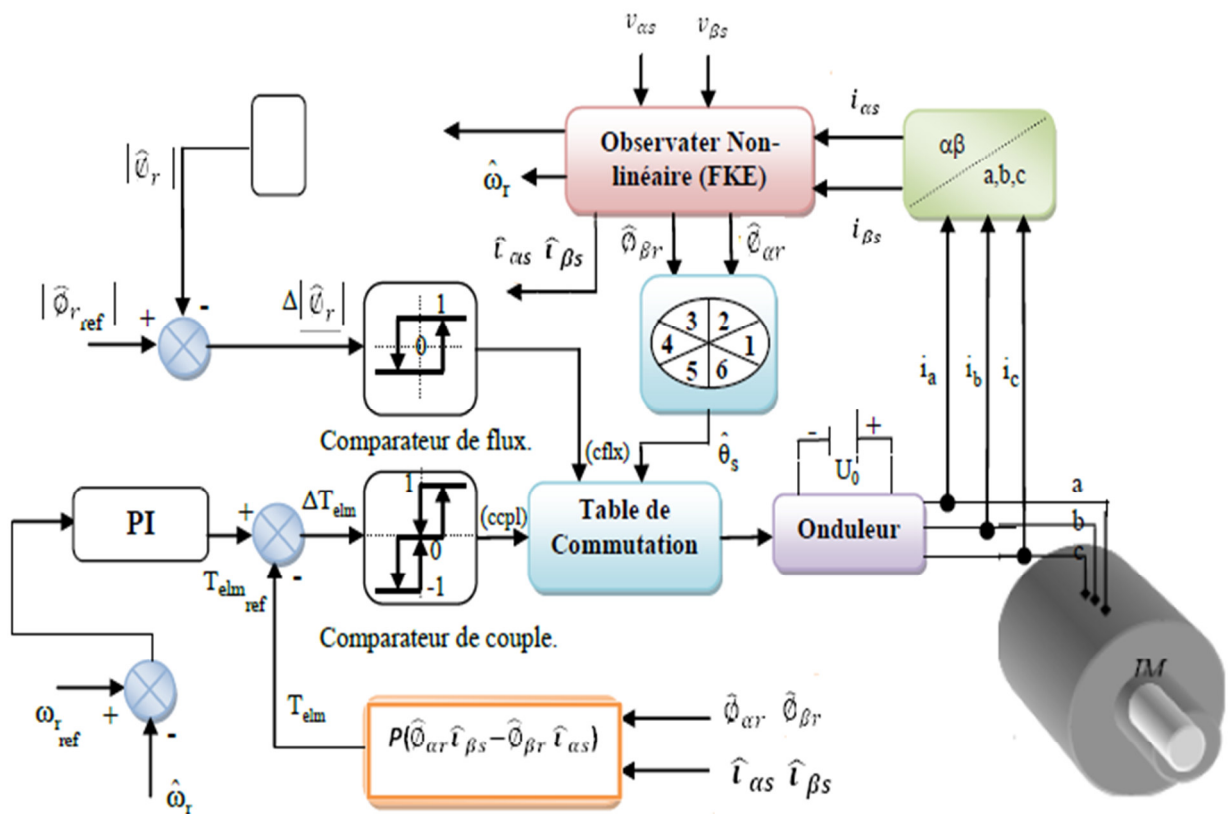


Figure III.5. Structure de la commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse Associé à un observateur de Kalman Etendu.



### III.3.5 Résultats de simulation

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour la machiner asynchrone et l'onduleur équipés de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse développée dans le présent chapitre, sont exposés respectivement sur les figures, (III.7),(III.8),(III.9),(III.10),(III.11),(III.12)et(III.13) pour montrer à quel point cette méthode est réussie dans les bonnes performances de cette machine.

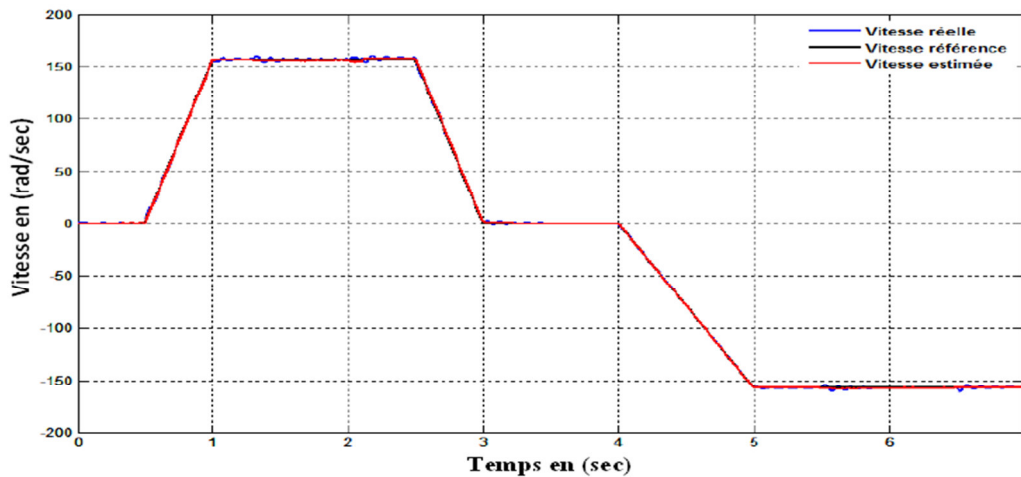


Figure III.7: Courbe de la vitesse réelle mesurée et la vitesse estimée.

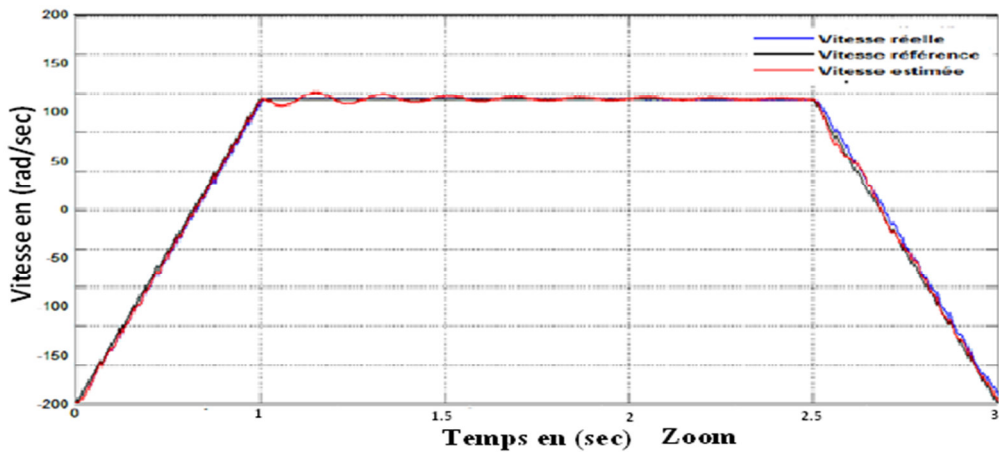


Figure III.8: Courbe de la vitesse réelle mesurée et la vitesse estimée en (Zoom).

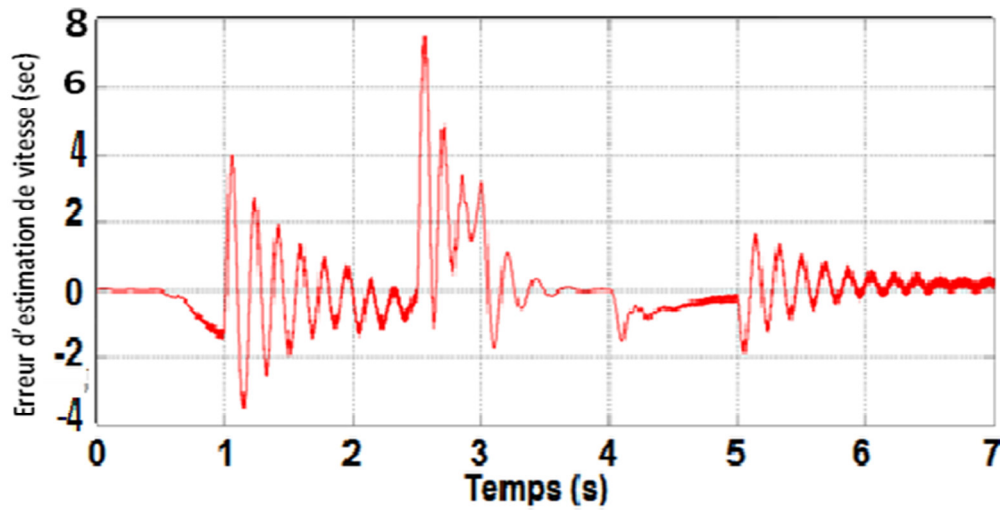
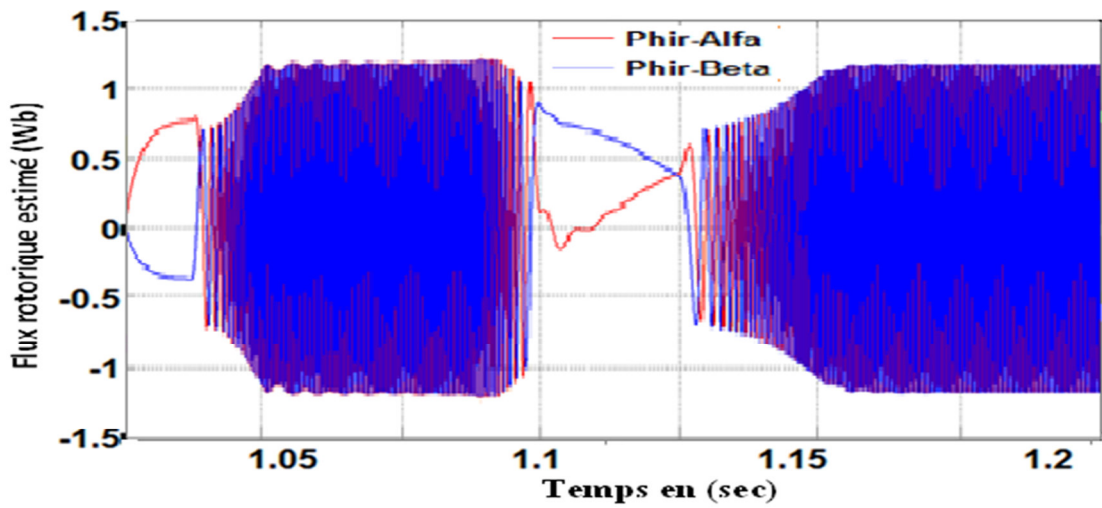
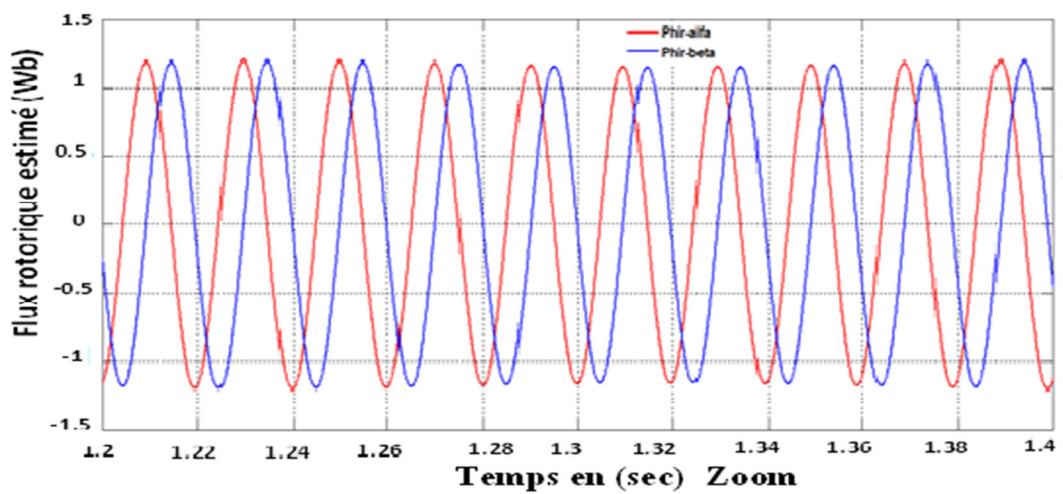


Figure III.9: Erreur d'estimation de vitesse.

Figure III.10: Résultats de simulation des flux estimés ( $\hat{\Phi}_{\alpha r}$ ,  $\hat{\Phi}_{\beta r}$ ).Figure III.11: Résultats de simulation des flux estimés ( $\hat{\Phi}_{\alpha r}$ ,  $\hat{\Phi}_{\beta r}$ ) en (Zoom).

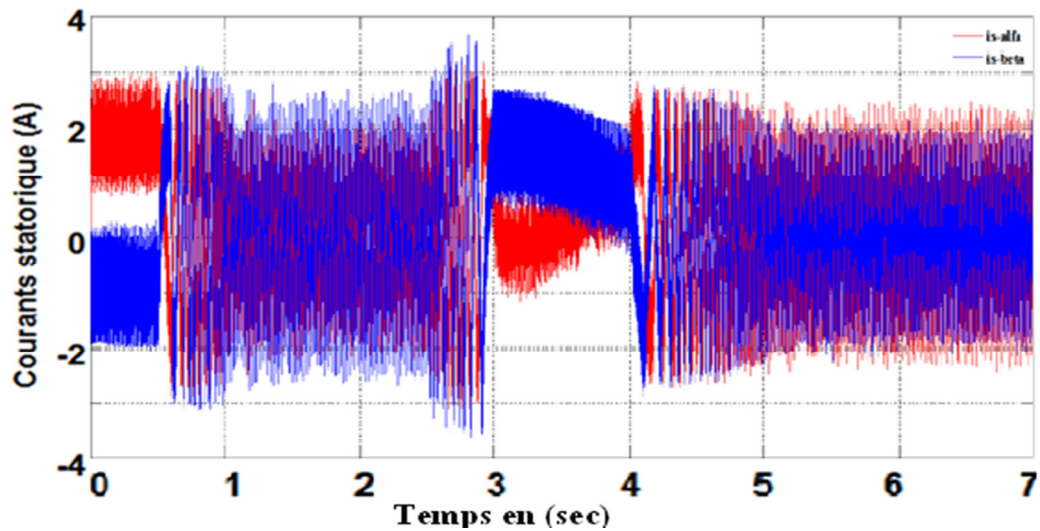


Figure III.12: Résultats de simulation des courants statoriques estimés ( $\hat{i}_{\alpha s}$ ,  $\hat{i}_{\beta s}$ ).

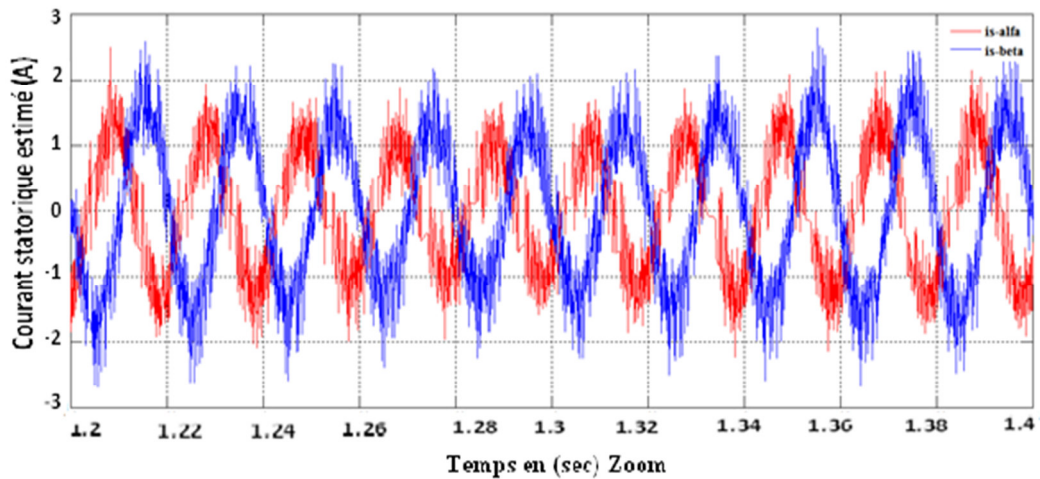


Figure III.13: Résultats de simulation des courants statoriques estimés ( $\hat{i}_{\alpha s}$ ,  $\hat{i}_{\beta s}$ ) en (Zoom).

### III.3.6 Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation obtenus, lors de l'essai en boucle fermée (commande sans capteur) du filtre de Kalman, sont présentés par les figures suivantes :

Figure III.7: Courbe de la vitesse réelle mesurée et la vitesse estimée.

Figure III.8: Courbe de la vitesse réelle mesurée et la vitesse estimée en (Zoom).

Figure III.9: Erreur d'estimation de vitesse.

Figure III.10: Résultats de simulation des flux estimés ( $\hat{\varphi}_{\alpha r}$ ,  $\hat{\varphi}_{\beta r}$ ).

Figure III.11: Résultats de simulation des flux estimés ( $\hat{\varphi}_{\alpha r}$ ,  $\hat{\varphi}_{\beta r}$ ) en (Zoom).

Figure III.12: Résultats de simulation des courants statoriques estimés ( $\hat{i}_{\alpha s}$ ,  $\hat{i}_{\beta s}$ ).

Figure III.13: Résultats de simulation des courants statoriques estimés ( $\hat{i}_{\alpha s}$ ,  $\hat{i}_{\beta s}$ ) en (Zoom).

Ces figures nous montrent, la vitesse estimée et son erreur d'estimation, les formes des deux composantes du flux rotorique ainsi que les courants statoriques estimés. On constate l'installation correcte du flux rotorique, les allures des deux composantes du flux restent parfaitement en quadrature, et leurs amplitudes sont identiques. L'estimation de la vitesse rotorique se fait également d'une manière correcte. On note aussi une bonne estimation des courants statoriques et une bonne estimation de la vitesse.

### III.3.7 conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'observateur stochastique qui est le filtre de Kalman, ce dernier observe le flux rotorique et estime la vitesse.

On constate l'installation correcte du flux rotorique, les allures des résultats de simulation des deux composantes du flux restent parfaitement en quadrature, et leurs amplitudes sont identiques. On observe également que l'estimation du flux se fait de façon satisfaisante. L'estimation de la vitesse rotorique se fait également d'une manière correcte. On constate aussi une bonne estimation des courants statoriques.

La convergence est acquise, la stabilité est garantie également, ainsi ils confirment la faisabilité de la technique pour la mettre en évidence pratique.

### Conclusion Générale

Ce travail concerne le problème de l'estimation et l'observation de la vitesse de la machine asynchrone ainsi que de sa commande sans l'utilisation du capteur mécanique.

Dans le premier chapitre, notre objectif s'est orienté vers la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone. Il s'agit de trouver le modèle mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire la représentation de la MAS à des référentiels biphasés de la transformation de Park au modèle général de la machine et l'utilisation de la notion de vecteurs tournants. En effet, cette méthode donne des équations plus compactes et est, par conséquent, plus simple à utiliser d'une part.

D'autre part nous avons étudié la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension et en courant, où on a montré aussi quelques aspects de la commande vectorielle directe et indirecte ainsi que son application à la machine asynchrone.

A la fin, nous avons terminé ce chapitre en simulant les théories qui sont abordées, bien sûr qu'il y a des interprétations des résultats, montrant les limitations du contrôle à flux orienté. Ces contraintes ont donc conduit à s'intéresser à d'autres solutions pour commander le couple des machines asynchrones.

Au deuxième chapitre nous a permis de présenter la commande sans capteur de vitesse. Dans cette partie, nous avons présenté les différentes techniques d'estimation de la vitesse par modèle de référence (MRAS). Notre étude a été basée sur l'estimation de la vitesse à flux rotorique, Des résultats de simulation sur Matlab/simulink ont été présentés pour valider les études théoriques.

Les résultats obtenus sont satisfaisants. La technique de l'MRAS présente l'avantage de l'élimination du capteur mécanique de vitesse pour des raisons de coûts, encombrement et fiabilité.

Bien sûr que des résultats de simulation ont été présentés tout au long de ce chapitre pour valider les études théoriques. Cependant, cette technique est sensible aux variations de la résistance statorique et rotorique et notamment lors des fonctionnements en basse

vitesse. Notre travail est loin d'être clôturé. Suite de ce travail, nous proposons une continuité plus profonde sur la commande de vitesse sans capteur par MRAS.

Dans le dernier chapitre nous avons étudié brièvement quelques observateurs. On n'a constaté que la structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur déterministe, l'observateur stochastique qui est le filtre de Kalman, ce dernier observe le flux rotorique et estime la vitesse basé sur covariance des bruits d'état et de mesure

L'observateur de Kalman étendu représente un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système à partir des grandeurs physiques mesurables.

Le filtre de Kalman se caractérise principalement par deux matrices  $Q$  et  $R$  qui contiennent la valeur de la covariance des bruits d'état et de mesure respectivement. Le choix de ces paramètres est donc délicat à mettre en œuvre. Cependant, l'introduction d'une méthode de calcul automatique (méthode d'optimisation) basée sur la minimisation d'une fonction objective (erreur d'estimation) constituera l'objet principal de ce chapitre.

On constate l'installation correcte du flux rotorique, les allures des résultats de simulation des deux composantes du flux restent parfaitement en quadrature, et leurs amplitudes sont identiques. On observe également que l'estimation du flux se fait de façon satisfaisante. L'estimation de la vitesse rotorique se fait également d'une manière correcte. On constate aussi une bonne estimation des courants statoriques.

La convergence est acquise, la stabilité est garantie également, ainsi ils confirment la faisabilité de la technique pour la mettre en évidence pratique.

### Bibliographie

- [1]. Association faîtière des entreprises électriques suisses, « Histoire de l'électricité 1880-1889 » [archive].
- [2]. Robert Chauprade, Commande électronique des moteurs à courant continu – À l'usage de l'enseignement supérieur, écoles d'ingénieurs, maîtrise, IUT, Paris, éd. Eyrolles, coll. « EEA », 1975.
- [3]. Charles Harel, Machines électriques et essais de Machines, Société française des électriciens – École supérieure d'électricité, Paris, 1960, chap. « Transformateurs ».
- [4]. Mikhaïl Kostenko et Ludvik Piotrovski, Machines électriques, t. I, Machines à courant continu, transformateurs, Éditions de Moscou (MIR), 1969, 3e éd., 1979, 766 p., « Deuxième partie – Transformateurs ».
- [5]. <http://elharzli.com/StructureMAS.php> Étude du moteur asynchrone triphasé.
- [6]. L. BAGHLI, << Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone >>, notes de cours, IUFM de Lorraine-UHP, 2003/2004.
- [7]. BEP Métiers de L'Électrotechnique, << LE Moteur Synchrone Triphasé >>, notes de cours.
- [8]. A. Arias, L. Romeral, E. Aldabas, M. Jayne “Stator Flux Optimised Direct Torque Control system for induction motors”, ELSEVIER, Electric Power Systems Research.
- [9]. F. Zidani, R. Nait Said “Direct Torque Control of Induction Motor with Fuzzy Minimization Torque Ripple”, Journal of Electrical Engineering, Vol. 56, No. 7-8, pp.183–188, 2005.
- [10]. Ramón Blasco Giménez, “High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives”, Thèse de Doctorat, Nottingham 1995.
- [11]. M. W. Degner, R. D. Lorenz, “Using multiple saliencies for the estimation of flux, position and velocity in AC machines,” IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 34, pp. 1097–1104, Sept./Oct. 1998.

## Bibliographie

---

- [12]. Sbita Lassaâd, Ben Hamed Mouna, "An MRAS - based full Order Luenberger Observer for Sensorless", ICGST-ACSE Journal, Volume 7, Issue 1, May 2007.
- [13]. Michael Hilaret, "Application des outils du traitement de signal à la commande des machines tournantes ", Thèse de Doctorat, Université de Nantes 2001.
- [14]. Miran Rodic, Karel Jezernik, "Speed- Sensorless Sliding-Mode Torque Control of an Induction Motor", IEEE Transactions on, Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, Feb. 2002.
- [15]. Ahmad Razani Bin Haron, "Simulation of Mras Based Speed Sensorless Estimation Techniques for Induction Machine, Drives Using Matlab/Simulink", Thèse de Master, Université de Technologie Malaysia 2006.
- [16] Chelihi Abdelghani "Commande Adaptative par le Critère D'hyperstabilité' ' Mémoire de Magistère Institut Nationale des Hydrocarbures Université Boumerdes 2004.
- [17]. Y-A- Chapuis, D. Roye, S. Courtine "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique", Journal De Physique DL T 5, N° 6, June 1995. [18]. J. Lesenne, F. Notelet, G. Seguir, Introduction A L'électrotechnique Approfondie, Technique Et Documentation. Paris, 1981.
- [19]. M.Bouharkat, « Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique »Thèse de doctorat, Université Batna, Février 2006.
- [20] .A. HADDOUN «Modélisation de La Machine Asynchrone Triphasés Sous Matlab/Simulink ».
- [21] .J. P. Caron, J. P.Hantier, Modélisation et commande de la machine asynchrone, Edition Technip. Paris 1995.
- [22] .Zaidi Saida," Commande non linéaire du moteur à induction ", thèse de magister, Université de Batna. [19] Paul-Etien

## Bibliographie

---

- [23] .BERREZZEK FARID " Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone ", Mémoire Présenté en vue d'obtention du diplôme de Magister, Université Badji Mokhtar – Annaba – (2006)
- [25] .ZOUAOUI IMANE, Techniques d'Observations Et d'Estimations Appliquées à la Machine Asynchrone Mémoire Présenté en vue d'obtention du diplôme de MASTER Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi.
- [26].bouzid alla el mooubarek : Magister : Analyse et Commande des Machines Électrique Monographie de commande des entrainements dynamique, école supérieure d'enseignements techniques ORAN.2009
- [BEDD [27]]. BEDDIAF YASSINE « Validation Expérimentale D'Estimateurs Et D'Observateurs Robustes de Flux et de Vitesse Pour Une Machine Asynchrone » thèse de doctorat, Faculté des Sciences & Techniques –Uni Batna 2016.
- [28] Imad Al- Rouh « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone » thèse de doctorat, Faculté des Sciences & Techniques – 54506 Vandœuvre-lès-Nancy, Juillet 2005.
- [29].Franck Morand " Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones". INSA de Lyon janvie2005.
- [Dis [30]]. Dissa Abdenmour «Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire» Mémoire de Magister - Uni BATNA2010.
- [31]. G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs électrique : Principes, Modèle et commande", Edition Eyrolles, Paris, 1997.
- [32]. M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, "Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs" Energy Conversion and Management, Vo.48, Issue 12,December 2007, pp. 619-629.
- [33] .T.Hanene, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale D'une Machine Asynchrone " Mémoire de magister, université de Batna 2006.