

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

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



Faculté des **Hydrocarbures** et de la **Chimie**

## **Mémoire de Magister**

Présenté par

**MESSOUCI Ourdia**

Filière : Génie Electrique/Automatique  
Option : Automatique et Informatique Industrielle

---

### **COMMANDE SANS CAPTEUR D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE : Application sur la plateforme temps réel NI CompactRIO cRIO 9022**

---

Devant le jury :

Fellag	Sid Ali	Prof	UAMO Bouira	Président
Kidouche	Madjid	Prof	UMB Boumerdes	Rapporteur
Habbi	Hacene	MC/A	UMB Boumerdes	Examineur
Grouni	Said	MC/A	UMB Boumerdes	Examineur

Année Universitaire : 2014/2015

## Sommaire

Sommaire .....	2
Notations et Symboles .....	7
Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone et de son alimentation</b>	
<b>I.1 .Introduction.....</b>	<b>3</b>
<b>I.2.Présentation de la machine asynchrone.....</b>	<b>3</b>
<b>I.3.Modélisation de la machine asynchrone .....</b>	<b>4</b>
I.3.1. Hypothèses de travail .....	4
I.3.2 Modélisation triphasée de la machine .....	5
I.3.2.1 Equations électriques .....	5
I.3.2.2 Equations magnétiques.....	6
I.3.2.3. Equation mécanique .....	6
I.3.3 Transformation du système triphasé .....	7
I.3.3.1 La transformation de Concordia.....	7
I.3.3.2 Transformation de Park.....	9
I.3.4.Expressions du couple électromagnétique instantané .....	12
I.3.5.Choix du repère de référence .....	13
I.3.6.Modélisation sous forme d'état de la MAS.....	13
I.3.6.1.Modèle d'état dans un référentiel tournant .....	14
I.3.6.2. Modèle d'état dans un référentiel fixe au stator ( $\alpha, \beta$ ).....	14
<b>I.4. Système d'alimentation de la machine asynchrone .....</b>	<b>15</b>
I.4.1. Redresseur .....	16
I.4.2. Filtre d'entrée de l'onduleur.....	17
I.4.3. Onduleur de tension .....	17
I.4.4. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	18
I.4.5. Différentes méthodes de contrôle d'un onduleur de tension .....	19
I.4.5.1. Commande par modulation sinus – triangle.....	19
I.4.5.2.Commande par M.L.I Vectorielle « Space Vector Modulation S.V.M».....	21
<b>I.5.Simulation de la MAS.....</b>	<b>24</b>
I.5.1. Alimentation direct de la MAS par réseau triphasé .....	25
I.5.2. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus- triangulaire.....	27
I.5.3. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI vectorielle .....	29
I.5.4.Interprétation des résultats.....	30
<b>I.6 Conclusion .....</b>	<b>31</b>
<b>Chapitre II Commande vectorielle par orientation de flux rotorique de la MAS</b>	
<b>II.1. Introduction.....</b>	<b>32</b>
<b>II.2. Principe de la commande par orientation du flux.....</b>	<b>32</b>
<b>II.3 Découplage .....</b>	<b>34</b>
II.3.1 Découplage par compensation .....	34
<b>II.4. La Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) .....</b>	<b>35</b>
II.4.1Calculs des régulateurs [35].....	36

<b>II.5.Résultats de simulation et interprétations.....</b>	<b>40</b>
<b>II.6.Conclusion.....</b>	<b>44</b>

### **Chapitre III Commande vectorielle sans capteur mécanique**

<b>III.1 Introduction.....</b>	<b>46</b>
<b>III .2 Principe d'un observateur .....</b>	<b>46</b>
<b>III.3 Estimation de la vitesse par un système utilisant un modèle de référence (MRAS).....</b>	<b>47</b>
III.3.1 Le système adaptatif à modèle de référence ( <i>MRAS</i> ).....	47
III.3.2 Modèles basés sur le flux rotorique.....	48
<b>III.4 Filtre de Kalman (FK).....</b>	<b>54</b>
III.4.1 Dérivation du FK.....	54
III.4.2 Moyens de réglage du filtre de Kalman.....	57
III.4.3Choix des matrices de covariance Q et R.....	58
III.4.4 Modèle discret de la MAS.....	58
III.4.5 Filtre de Kalman étendu .....	60
III.4.6. Application de FKE à l'estimation de la vitesse de rotation de la MAS .....	62
III.4.7 Simulation du FKE en utilisant un réseau (source) triphasé .....	64
III.4.8 Simulation du FKE avec la commande .....	67
III.4.8.1 Simulation de la commande vectorielle avec capteur.....	68
III.4.8.2Simulation de la commande vectorielle sans capteur.....	70
<b>III.5 Conclusion .....</b>	<b>78</b>

### **Chapitre IV Simulation en temps réel**

<b>IV.1 Introduction.....</b>	<b>79</b>
<b>IV.2 LabView .....</b>	<b>79</b>
IV.2.1 Environnement LabView .....	79
IV.2.2Les fenêtres de la face avant et du diagramme.....	80
IV.2.3 Instruments virtuels.....	81
IV.2.4 Propriétés d'un instrument virtuel (VI).....	83
<b>IV.3. CompactRIO .....</b>	<b>84</b>
IV.3.1Architecture détaillée .....	84
IV.3.2. Configuration du Compact RIO .....	85
IV.3.3. Programmer un compact RIO .....	85
<b>IV.4 Résultats de simulation par labview.....</b>	<b>85</b>
IV.4.1 Alimentation direct de la MAS par un réseau triphasé .....	85
IV.4.2 Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus- triangulaire .....	86
IV.4.3 Résultats de simulation de la commande vectorielle.....	87
IV.4.3 Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur en utilisant le filtre de Kalman étendu.....	88
IV.4.4 Simulation avec CompactRIO.....	91
<b>IV .5 Conclusion .....</b>	<b>94</b>
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>95</b>
<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>97</b>

## Liste des figures

Figure(I.1) : Structure de base de la machine asynchrone[12].....	4
Figure(I.2) Représentation des enroulements d'une MAS triphasée [10] .....	5
Figure(I.3) Représentation de Concordia, $(a, b, c) \Rightarrow (\alpha, \beta)$ .....	8
Figure( I.4) Représentation de Park $(a, b, c) \Rightarrow (d, q)$ . .....	10
Figure ( I.5) Transformation des axes stationnaires $(\alpha, \beta)$ aux tournants $(d, q)$ . .....	11
Figure ( I.6). Schéma de principe de l'association convertisseur-machine [16].....	16
Figure (I.7) Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes [16]. .....	16
Figure (I.8) Filtre type LC [16]. .....	17
Figure(I.9) Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone [16]. .....	18
Figure (I.10) Schéma de principe de la technique M.L.I triangulo – sinusoïdale [16]. .....	20
Figure(I.12) Diagramme des 6 secteurs de la SVM. ....	23
Figure(I.13) Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents.....	24
Figure(I.14). Reconstitution des signaux de commande de la SVM.....	24
Figure (I.15) Réponse de la machine asynchrone à vide alimentée par réseau triphasé équilibré. .....	26
Figure (I.16) Réponse de la machine asynchrone alimentée par réseau triphasé équilibré, suivie de l'introduction d'un couple de charge de 20 N.m à t=0,5 sec.....	27
Figure (I.17) La réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus- Triangulaire, suivie de l'introduction d'un couple de charge de 20 N.m à t=0,5 sec .....	28
Figure(I.18) La réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI vectorielle, suivie de l'introduction d'un couple de charge de 20 N.m à t=0,5 sec. ....	29
Figure(II.1). Illustration de l'orientation du flux rotorique. ....	33
Figure(II.2) Commande découplée .....	35
Figure(II.3). Reconstitution des tensions $v_{ds}$ et $v_{qs}$ . .....	35
Figure(II.4) Schéma global de la commande vectorielle. ....	36
Figure (II.5) Boucle de régulation du courant $i_{ds}$ .....	37
Figure(II.6) Boucle de régulation du courant $i_{qs}$ .....	38
Figure(II.7) Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.....	38
Figure(II.8) Schéma bloc du régulateur de vitesse .....	38
Figure(II.9) Boucle de régulation du flux.....	40
Figure (II.10) : résultats de simulation de IRFOC à vide puis en charge.....	41
Figure (II.11) : résultats de simulation de IRFOC en variant le couple et le sens de rotation. ....	42
Figure (II.12) : résultats de simulation de IRFOC à basse vitesse. ....	43
Figure (II.13) : Test de variation de sens de rotation et du couple de charge.....	44
Figure (III.1) Principe de base d'un observateur .....	47
Figure (III.2) structure de base de la méthode MRAS.....	48
Figure (III.3) Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) Sans capteur de vitesse.....	50
Figure(III.4) profil de références vitesse-couple.....	51

Figure (III.5-a) Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS dans le cas où la référence est 100rad/s. ....	51
Figure (III.5-b) Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS dans le cas de la vitesse nominale.....	52
Figure (III.5-c) Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS en basse vitesse. ....	52
Figure (III.5-d) Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS dans le cas où on injecte un bruit de mesure. ....	53
Figure (III.5-e) Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS dans le cas où on injecte un bruit de mesure (basse vitesse).....	53
Figure(III.6)représentation du modèle d'état stochastique.....	55
Figure (III.7): Le schéma bloc du système discret et le FK.....	56
Figure (III.8) Représentation de l'algorithme du filtre de kalman.....	64
Figure (III.9) schéma de simulation du FKE et MAS en appliquant une source triphasée.....	65
Figure (III.10) : Courbe de réponse de la vitesse si $Q=0$ .....	65
Figure (III.11) : effet de la variation de $Q_{55}$ .....	66
Figure (III.12) résultats de simulation du filtre de kalman dans le cas où la machine est alimentée par une source triphasée.....	67
Figure (III.13) schéma de simulation globale de la CVI de la MAS utilisant un FKE.....	68
Figure (III.14) : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec capteur.....	70
Figure(III.16) résultats de simulation de la CVI utilisant un FKE pour l'inversion de sens de rotation à $t=2\text{sec}$ .....	74
Figure (III. 17) Performance de la CVI utilisant le FKE en basse vitesse.....	76
Figure(III.18) influence de la variation de la résistance rotorique sur le FKE et CVI.....	77
Figure (III.19) performance du filtre en présence de bruit sur les courants statorique.....	78
Figure (IV.1) Fenêtre de démarrage du logiciel LabView. ....	80
Figure (IV.2) fenêtre de la face avant. ....	81
Figure(IV.3) fenêtre du block diagramme.....	81
Figure (IV.4) composants d'un VI.....	82
Figure(IV.5) Face avant (front panel) d'un VI.....	82
Figure(IV.6) Face avant et son diagramme.....	83
Figure(IV.7) icône et son connecteur.....	83
Figure(IV.8) CompactRIO avec son contrôleur et ses modules.....	84
Figure (IV. 9) le contrôleur en temps réel.....	84
Figure (IV. 10) face avant du modèle de la MAS alimentée par un réseau triphasé.....	85
Figure (IV. 11) block diagramme du modèle de la MAS alimentée par un réseau triphasé.....	86
Figure (IV. 12) réponse de la MAS alimentée par un réseau triphasé.....	86
Figure (IV. 13) block diagramme du modèle de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-Triangulaire.....	86
Figure (IV. 14) face avant du modèle de la MAS alimentée par alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-Triangulaire.....	87
Figure (IV. 15) réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-Triangulaire.....	87
Figure(IV.16) Résultats de simulation de la commande vectorielle (démarrage à vide suivie de l'introduction de couple de charge).....	88
Figure(IV.17) Résultats de simulation de la commande vectorielle (inversion de sens de rotation). ....	88

Figure (IV.18) Résultats de simulation de la commande vectorielle (dans le cas des basses vitesses).....	88
Figure (IV.19) block diagramme de la CV sans capteur en utilisant EKF .....	89
Figure (IV.20) Résultat de simulation de la CV sans capteur en utilisant FKE (démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge) .....	89
Figure (IV.21) test de variation du sens de rotation.....	90
Figure(IV.22) test en basse vitesses.....	90
Figure (IV.23) test de variation du sens de rotation dans le cas des basses vitesses.....	90
Figure (IV.24) Fenêtre de démarrage du logiciel LabView. ....	91
Figure(IV.25) Choix d'architecture .....	92
Figure (IV.26) Choix de la cible(NicRIO9022) .....	92
Figure (IV.27) Architecture d'un projet .....	93
Figure (IV.28) Chargement du programme sur la cible .....	93
Figure(IV.29) réponse en vitesse .....	94

### Notations et Symboles

A, B, C	Indices correspondants aux trois phases "A", "b", "C"
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
( $\alpha$ , $\beta$ )	Axes correspondants au référentiel lié au stator «stationnaire »
Sabc	Axes de phases statoriques « phase a, b, c »
Rabc	Axes de phases rotoriques « phase a, b, c »
$R_s$ $R_r$	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase
$l_s$ , $l_r$	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase
$L_s$	Inductance propre cyclique du stator
$L_r$	Inductance propre cyclique du rotor
M	Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.
$M_s$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,
$M_r$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
$T_s$ , $T_r$	Constantes de temps statorique et rotorique
$\sigma$	Coefficient de dispersion (Coefficient de fuite total)
C f	Capacité du filtre
L f	L'inductance du filtre
C f	Coefficient de frottement visqueux
J	Moment d'inertie
P	Nombre de paire de pôle
Ce	Couple électromagnétique.
C r	Couple mécanique résistant.
$\theta$	Angle entre les deux phases a et A
$\theta_s, \theta_r$	Angles électriques statorique et rotorique
$\theta_{sl}$	Angle de glissement
$\omega_s$ , $\omega_r$	Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique
$\omega_{sl}$	Glissement de vitesse angulaire électrique
$\Omega_r$	Vitesse de rotation mécanique
t	Temps (sec)
$T_{com}$	Temps de commutation de l'onduleur
$T_1$ et $T_2$	Durées de modulation liées aux séquences correspondant aux 1 vr , 2 vr
[P]	Matrice de passage pour la transformation de Park
$[V_s]=[V_{sabc}]^T$	Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques,
$[V_r]=[V_{rabc}]^T$	Tensions instantanées aux bornes des enroulements rotoriques,
$[i_s]=[i_{sabc}]^T$	Courants instantanés dans les phases des enroulements statoriques,
$[i_r]=[i_{rabc}]^T$	Courants instantanés dans les phases des enroulements rotoriques,

## Notations et Symboles

---

$[\Phi_s] = [\Phi_{sabc}]^T$	Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques,
$[\Phi_r] = [\Phi_{rabc}]^T$	Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques
$i_{dq_s}, i_{dq_r}$	Courant statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)
$i_{\alpha\beta_s}, i_{\alpha\beta_r}$	Courant statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe ( $\alpha$ , $\beta$ )
$v_{dq_s}, v_{dq_r}$	Tension statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)
$v_{\alpha\beta_s}, v_{\alpha\beta_r}$	Tension statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe ( $\alpha$ , $\beta$ )
$\Phi_{dq_s}, \Phi_{dq_r}$	Flux statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)
$\Phi_{\alpha\beta_s}, \Phi_{\alpha\beta_r}$	Flux statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe ( $\alpha$ , $\beta$ )
$\hat{x}$	Grandeur estimée
$X_{ref}$	Grandeur de référence
$X_{aju}$	Grandeur ajustable
$\hat{\Phi}_{\alpha r\_aju}$	Flux rotorique ajustable estimé suivant l'axe $\alpha$
$\hat{\Phi}_{\beta r\_aju}$	Flux rotorique ajustable estimé suivant l'axe $\beta$
$V_{red}$	Tension de redressée
$I_{red}$	Courant redressé
$E$	La tension filtrée « tension continu »
$I_{dc}$	Courant continu
$f_i (\bar{f}_i)$	L'état des interrupteurs (0, 1), $i = 1, 2, 3$
$F(S)$	Fonction de transfert
$S$	Opérateur de Laplace
$Q$	matrice de covariance des états
$R$	matrice de covariance des mesures.
$w$	vecteur de bruit d'état
$v$	vecteur de bruit de mesure
$K$	gain de Kalman
$P$	covariance de l'erreur de prédiction
$F$	matrice de linéarisation d'état
$H$	matrice de linéarisation de sortie

### **Abréviations**

MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
AC	Alternating Current
DC	Direct Current
M.L.I	Modulation de Largeur d'Impulsion
P.W.M	Pulse -Width -Modulation
PI	Proportionnel Intégral
S.V.M	Space Vector Modulation
MRAS	Model Reference Adaptive System
EKF	Extended Kalman Filter
KF	Kalman Filter
CV	Commande Vectorielle
CVI	Commande Vectorielle indirecte
IRFOC	Indirect rotor Field Oriented Control
cRIO	Compact RIO
vi	Virtual instrument

### *Liste des tableaux*

**Tableau I.1** Tensions  $v_{sa}$  et  $v_{s\beta}$  imposées par l'onduleur en fonction de ( $i$ ).

**Tableau I-2** : Paramètres de la machine asynchrone étudiée (3 kW).

## **Remerciement**

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein de Département Automatisation des Procédés Industriels et Electrification de l'Université de Boumerdès, avec l'Equipe de Recherche en Automatique du Laboratoire de l'Automatique Appliquée, sous la direction de Monsieur **Mimoun ZELMAT**, professeur à l'Université de Boumerdès FHC.*

*Je tiens à exprimer ma gratitude à monsieur le professeur **Madjid Kidouche**, pour le grand honneur qu'il ma fait en acceptant d'être le Rapporteur de ce travail, pour son aide et ses encouragements réguliers. Ses qualités scientifiques ont toujours été une source de motivation.*

*Je tien à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **Sid Ali Fellag**, professeur de l'Université de Bouira, pour l'honneur qu'il ma fait, en acceptant de présider le Jury.*

*Je tiens, aussi, à exprimer ma gratitude à monsieur **Habbi Hacene** Maître de conférence A FHC Département Automatisation des Procédés Industriels et Electrification de l'Université de Boumerdès, pour le grand honneur qu'il ma fait en acceptant d'être l'examineur de ce travail.*

*Je tiens à exprimer ma gratitude à monsieur **Said GROUNI** Maître de conférence A FSI de l'Université de Boumerdès, pour le grand honneur qu'il ma fait en acceptant d'être l'examineur de ce travail.*

*Je remercie chaleureusement messieurs **Aïbeche Abderrezak, Rami Riane** pour leurs aides et précieux conseils.*

*Mes vifs remerciements vont à tous les membres du Laboratoire d'Automatique Appliquée.*

## **Introduction générale**

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone (MAS) dans de nombreuses applications industrielles. L'absence de découplage naturel, entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [2]

Les qualités de la MAS justifient le regain d'intérêt de l'industrie vis-à-vis de ce type de machine. De plus, les développements récents de l'électronique de puissance et de commande permettent aux moteurs asynchrones d'avoir les mêmes performances que celle des machines à courant continu. [3, 4]

En général, la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes :

- ✓ Commande de faible coût et faible performance (exemple de la commande scalaire (V/f) constante).
- ✓ Commande à haute performance comme la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique (IRFO) qui assure une dynamique élevée. [5]

La commande vectorielle par orientation de flux rotorique permet de piloter la machine asynchrone de façon analogue à une machine à courant continu, cela grâce au découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Cette technique s'est imposée comme l'une des plus performantes tout en ayant une loi de commande relativement simple à implanter [6, 7]. Toutefois, la performance de cette commande dépend complètement de l'information recueillie sur la position du flux et celle du rotor, de cela la commande vectorielle par orientation de flux requiert l'installation d'un capteur afin de mesurer la vitesse ou la position du flux rotorique [6].

L'association du capteur de vitesse (codeur incrémental) entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine pour les faibles puissances. Il faut de plus prévoir une place supplémentaire pour l'installation du codeur. Chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique.

A partir de cette constatation, l'idée d'éliminer le codeur incrémental est née et les recherches sur la commande sans capteur de la machine asynchrone ont vu le jour [5].

Plusieurs stratégies sont proposées dans la littérature pour atteindre ce but : Il y'a celles qui dépendent du modèle de la machine s'appuyant notamment sur des techniques d'estimations basés sur le système adaptatif à modèle référence (*MRAS*), sur les techniques d'observations (observateur de *Luenberger* adaptatif, filtre de *Kalman*) ou celles qui s'appuient sur les techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiels) [8, 9].

L'objet principal de ce mémoire est de présenter une commande sans capteur d'une machine asynchrone et l'application de cette technique sur une plateforme en temps réel en utilisant la plateforme NI CompactRIO cRIO 9022. La commande utilisée est la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique, assurant le découplage entre le flux et le couple, où on a exploité le filtre de Kalman ainsi que le système adaptatif à modèle de référence (*MRAS*) afin d'estimer la vitesse de rotation.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Le premier chapitre est consacré, en premier lieu, à la modélisation de la MAS donnée en modèle d'état, ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la machine asynchrone permettra d'avoir un modèle à deux axes comme étant l'image du modèle triphasé, le modèle sera testé par simulation, et évalué à travers les différents résultats. En suite, nous abordons l'étude de l'association convertisseur- machine dans laquelle nous modélisons la machine asynchrone associée à un onduleur de tension à deux niveaux commandé par modulation de largeur d'impulsion sinus- triangulaire et MLI vectorielle.

Dans le deuxième chapitre, nous traitons la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté d'une MAS alimentée en tension par un onduleur de tension commandé par MLI vectorielle (*SVM*), qui sera simulée et validée après divers tests.

Le troisième chapitre est destiné à l'étude de la commande vectorielle sans capteur où deux techniques d'estimation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone sont développées à savoir le filtre de **kalman** et la technique **MRAS**.

Le quatrième chapitre est consacré à la description du concept de base du logiciel NI Labview ainsi que la plateforme NI CompactRIO. Nous présentons, aussi, les résultats de simulation sous labview illustrant le modèle de la machine asynchrone ainsi que la commande vectorielle avec et sans capteur, qui seront aussi simulés sur le CompactRIO.

Nous terminons par une conclusion générale suivie de perspectives à ce travail.

# Chapitre I

## Modélisation de la machine asynchrone et de son alimentation

### I.1 .Introduction

La machine asynchrone occupe un domaine très important dans l'industrie et les transports. Elle est appréciée pour sa robustesse, son faible coût, son entretien facile et sa simplicité de construction. Toutefois, cette simplicité s'accompagne d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [1].

La mise en oeuvre d'une commande performante pour la machine asynchrone nécessite l'utilisation d'un modèle représentant fidèlement son comportement dynamique. En effet, les commandes modernes de la machine asynchrone nécessitent la connaissance, à tout instant, du module et de l'argument du flux rotorique, estimés à l'aide du modèle dynamique de la machine [10].

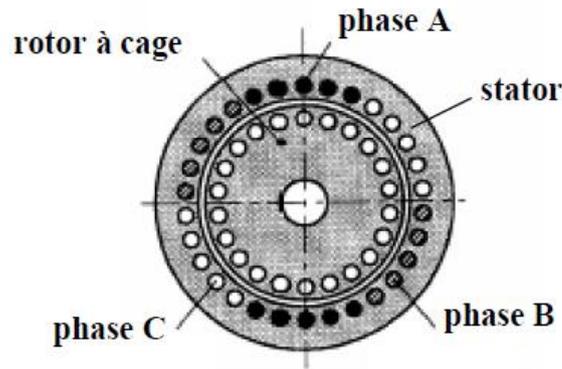
Ce présent chapitre est consacré à la modélisation de la MAS à cage dans le repère triphasé ainsi que ses équivalents dans les repères biphasés, après avoir appliqué les transformations triphasés-biphasés. Une représentation sous forme d'état de la machine est développée en vue de sa commande et de son observation.

Nous terminons par la modélisation de l'ensemble constitué de redresseur-filtre-onduleur.

### I.2.Présentation de la machine asynchrone

Une machine asynchrone à cage est constituée de 2 parties : le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant plusieurs encoches à l'intérieur desquelles sont bobinés 3 enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique [6, 11].

La figure (I.1) représente la structure de base de la MAS :



**Figure (I.1)** Structure de base de la machine asynchrone[12]

### I.3.Modélisation de la machine asynchrone

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [13]. Par ailleurs, pour élaborer des approches de commande assurant les performances espérées, nous avons besoin d'un modèle reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent [1, 13].

Dans le paragraphe qui suit, nous établissons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone qui sera adopté dans la suite ainsi que ses différentes transformations dans les repères biphasés de Concordia et Park.

#### I.3.1. Hypothèses de travail

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses:

- Le stator est considéré comme lisse (à entrefer constant).
- Le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice (F.M.M) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux (ou tensions sinusoïdaux).
- Une absence de saturation dans le circuit magnétique;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température
- On néglige l'effet de peau et les pertes fer. [14, 15 ,16]

Ces choix signifient, entre autres, que:

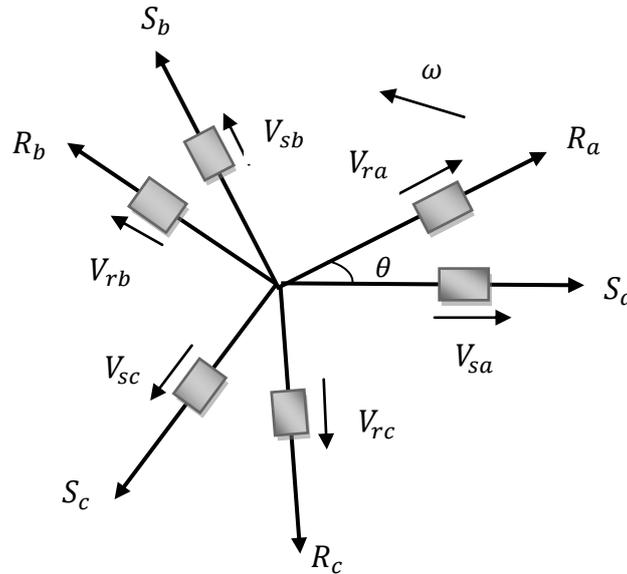
- Les flux sont additifs ;
- Les inductances sont constantes ;

- Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont sinusoïdales et sont fonctions de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [14,16]

### I.3.2 Modélisation triphasée de la machine

Les enroulements des trois phases statoriques et rotoriques peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (I.2). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes.

[10]



**Figure (I.2)** Représentation des enroulements d'une MAS triphasée [10]

$S_a$  ( $R_a$ ),  $S_b$  ( $R_b$ ),  $S_c$  ( $R_c$ ) : Axes de phases statoriques (rotoriques).

$\theta$  : Angle électrique entre l'axe de la phase  $S_a$  statorique et la phase  $R_a$  rotorique. [10]

Le comportement de la machine est décrit par trois équations [6]:

- Électriques ;
- Magnétiques ;
- Mécaniques.

#### I.3.2.1 Equations électriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices précédentes, l'étude physique conduit aux équations de tensions suivantes [6]:

- **Pour le stator :**

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

- **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

Avec :

$R_s$ : Résistance d'une phase statorique ;

$R_r$ : Résistance d'une phase rotorique.

### I.3.2.2 Equations magnétiques

Dans le même contexte, les équations du flux sont données par:

- **Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M \cos \theta & M \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos \theta & M \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

- **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M \cos \theta & M \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos \theta & M \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

Avec :

$l_s$  ( $l_r$ ): Inductance propre d'une phase statorique (rotorique) ;

$M_s$  ( $M_r$ ): Inductance mutuelle en deux phases du stator (rotor) ;

$M$ : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

### I.3.2.3. Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \Omega \quad (\text{I-5})$$

Où :

$C_e$  : Couple moteur de la machine (électromagnétique) ;

$C_r$ : Le couple résistant ;

$C_f$ : Le coefficient de frottement ;

$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotation du rotor.

La résolution analytique du système d'équations (I-1) à (I-4) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Ce qui impose l'utilisation de la transformation de Park afin de rendre ces termes indépendants de la position [18].

### I.3.3 Transformation du système triphasé

La mise en équations de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficients variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent. Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle [17, 3]. Avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement.

Il existe principalement deux transformations :

- Transformation Triphasé-Diphasé « dans un repère fixe » **Concordia**.
- Transformation Repère fixe-Repère tournant « **Transformation Park** ».

#### I.3.3.1 La transformation de Concordia

On considère un système sinusoïdal triphasé équilibré (I-6), où  $(x_{sa}, x_{sb}, x_{sc})$  représentent des grandeurs physiques (courants, tensions ou flux magnétiques).

$$\begin{cases} x_{sa}(t) = A \cdot \cos(\omega t + \psi) \\ x_{sb}(t) = A \cdot \cos(\omega t + \psi - \frac{2\pi}{3}) \\ x_{sc}(t) = A \cdot \cos(\omega t + \psi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I-6})$$

Un tel système (I-6) est dit équilibré.

Dans ce cas, la composante homopolaire  $x_0 = x_{sa} + x_{sb} + x_{sc}$  est nulle à chaque instant.

Ceci nous permet de simplifier les équations d'une machine à courant alternatif en passant d'une représentation triphasée  $(x_a, x_b, x_c)$  à une représentation diphasée  $(x_\alpha, x_\beta)$  et inversement à l'aide de la matrice de Concordia  $T_{32}$  et  $T_{32}^T$  respectivement, (figure. I.3).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = T_{32} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{32}^T \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

$$\text{Avec : } T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad T_{32}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Vérifiant :  $T_{32} * T_{32}^T = I$  (I est la matrice identité).

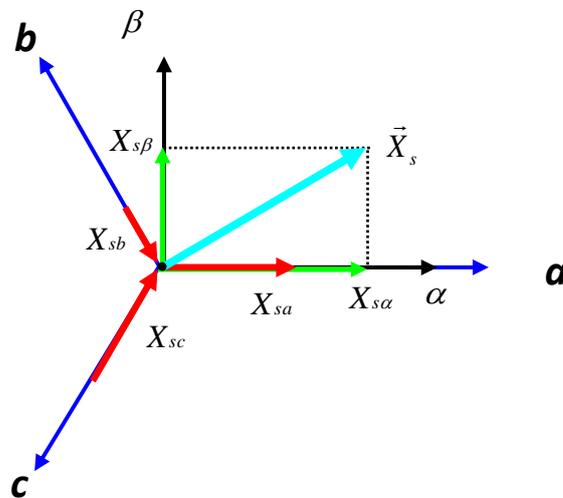


Figure (I.3) Représentation de Concordia,  $(a, b, c) \Rightarrow (\alpha, \beta)$ .

#### ❖ Application à la machine asynchrone

En appliquant ces transformations aux systèmes d'équations (I-1) à (I-4) régissant la machine asynchrone, nous obtenons le modèle de cette dernière dans un repère lié au stator

$(\alpha, \beta)$ , mis sous forme :  $[\dot{X}] = f(x) + g(x)u(t)$ , donné par l'équation (I-9)

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} \\ \dot{\phi}_{\alpha r} \\ \dot{\phi}_{\beta r} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{\alpha s} + \frac{K}{T_r} \phi_{\alpha r} + pK\Omega \phi_{\beta r} \\ -\gamma i_{\beta s} - pK\Omega \phi_{\alpha r} + \frac{K}{T_r} \phi_{\beta r} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \phi_{\alpha r} - p\Omega \phi_{\beta r} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} + p\Omega \phi_{\alpha r} - \frac{1}{T_r} \phi_{\beta r} \\ m(\phi_{\alpha r} i_{\beta s} - \phi_{\beta r} i_{\alpha s}) - c\Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

Où les paramètres  $T_r, K, c, \gamma, \sigma, m, m_1$  sont définis par :  $T_r = L_r / R_r$ ,  $K = L_m / \sigma L_s L_r$ ,

$$c = f_v / J, \quad \gamma = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \quad \sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r), \quad m = p L_m / J L_r \text{ et } m_1 = 1 / \sigma L_s$$

Avec :  $\sigma$  : représente le coefficient de dispersion ou de Blondel,

$C_r$  : Couple de charge.

### I.3.3.2 Transformation de Park

#### A.1 Principe de la transformation de Park

Les trois enroulements du stator peuvent être remplacé par deux enroulements fictifs à  $\left(\frac{\pi}{2}\right)$  dans l'espace et alimentés par des courants à  $\left(\frac{\pi}{2}\right)$  dans le temps. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les axes  $d$  et  $q$ , et les trois enroulements du rotor peuvent aussi être remplacés par deux enroulements fictifs disposés sur le même repère  $(d, q)$ . Ayant toujours l'axe  $a_s$  comme référence, on définit les angles  $\theta_s, \theta_r$  et  $\theta_{sl}$  comme dans la figure (I.4).

La transformation de Park découle de la diagonalisation des matrices inductances (statoriques et rotoriques). Le choix de vecteurs propres judicieux permet d'exprimer la matrice de transformation de Park sous la forme orthonormée suivante [16]

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

L'angle  $\theta$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

Le fait que  $[P(\theta)]$  soit orthonormée implique que son inverse  $[P(\theta)]^{-1}$  est égal à sa transposée  $[P(\theta)]^T$ .

La transformation inverse de Park est donnée par la relation :

$$[P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

La transformation de Park est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-13}) \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

Cette transformation est orthonormée, elle conserve la puissance instantanée. La composante homopolaire (indice 0) s'annule si la machine est supposée équilibrée. Si le système n'est pas équilibré, que ce soit par son alimentation (défaut d'alimentation), ses courants ou ses flux (défaut de bobinage ou défaut de circuit magnétique) la représentation biphasée n'est plus valide et ne conduirait plus à un découplage aussi intéressant que celui de Park [16].

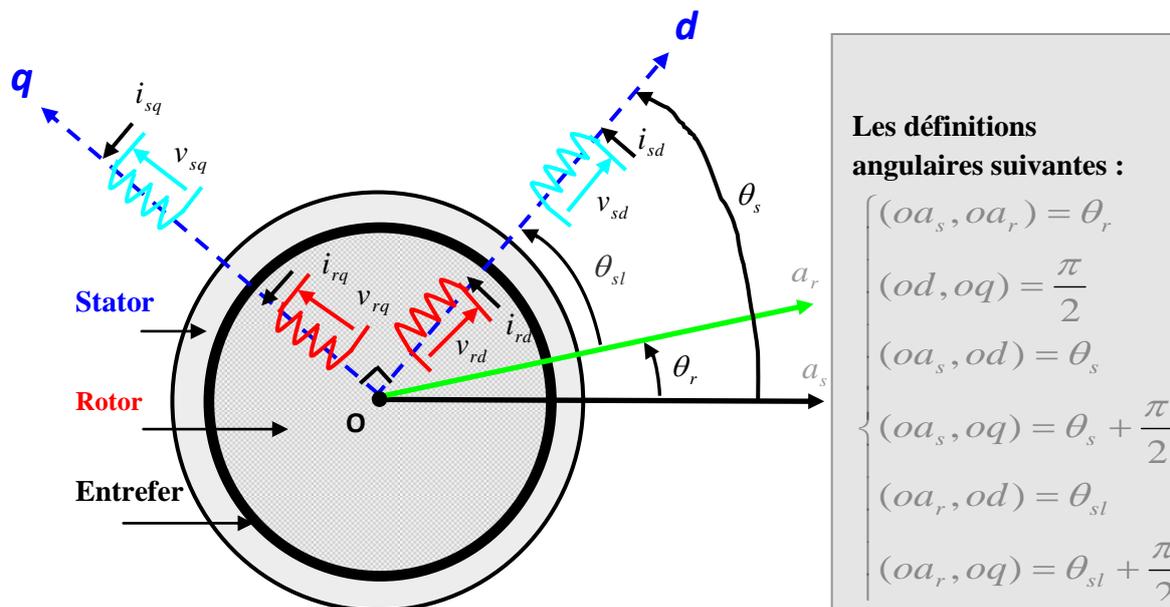


Figure (I.4) Représentation de Park  $(a, b, c) \Rightarrow (d, q)$ .

❖ Transformation repère fixe  $(\alpha, \beta) \rightleftharpoons$  repère tournant  $(d, q)$

La transformation de Concordia  $(\alpha, \beta)$  peut également être obtenue à partir des composantes de Park  $(d, q)$ , et en faisant une rotation de l'angle  $\theta$ . Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

Avec

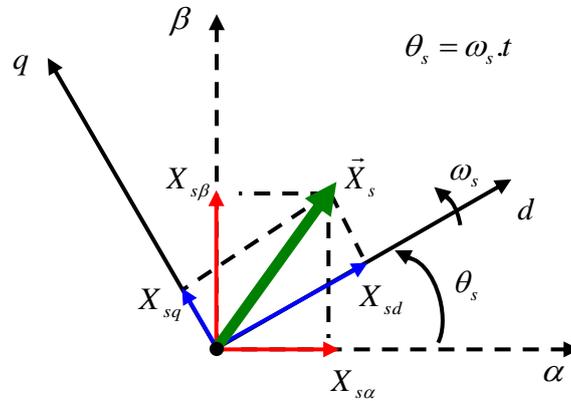
$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = R(\theta)^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

Avec

$$R(\theta)^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$



**Figure (I. 5)** Transformation des axes stationnaires  $(\alpha, \beta)$  aux tournants  $(d, q)$ .

❖ **Transformation du repère  $(d, q) \iff$  repère triphasé  $(a, b, c)$  :**

Pour obtenir les grandeurs  $(d, q)$  directement à partir des grandeurs  $(a, b, c)$  et inversement, nous utilisons les transformations :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_{32} \Gamma(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-19})$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{32}^T \Gamma(\theta)^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I-20})$$

Avec :

$$\Gamma(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \Gamma(\theta)^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

## A.2 Modèle de PARK de la machine asynchrone

L'application de la transformation de PARK au système d'équations (I-1) à (I-4) donne :

### A- Equations électriques :

#### ▪ Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

#### ▪ Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

### B- Equations magnétiques :

#### ▪ Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-23})$$

#### ▪ Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-24})$$

Où :

$L_s = l_s - M_s$ : inductance cyclique propre statorique ;

$L_r = l_r - M_r$ : inductance cyclique propre rotorique ;

$L_m = \frac{3}{2} M$  : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

### I.3.4. Expressions du couple électromagnétique instantané

Le couple électromagnétique est donné par ces différentes équations :

$$C_e = p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (\text{I-25})$$

$$= p (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{I-26})$$

$$= p (\varphi_{qr} i_{dr} - \varphi_{dr} i_{qr}) \quad (\text{I-27})$$

$$= p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{I-28})$$

### I.3.5. Choix du repère de référence

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  (figure (I.4) ) qui dépendent des objectifs de l'application.

Trois types de référentiels sont intéressants [1, 16, 19] :

- Repère d'axes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  lié au stator ( $\omega_s = 0$  et  $\omega_r = -\omega = p\Omega$ ): les grandeurs électriques évoluent en régime permanent à la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des estimateurs et des observateurs des flux, de la vitesse et des variations importantes de la vitesse de rotation, associée ou non à des variations de la fréquence d'alimentation.
- Repère d'axes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  lié au rotor ( $\omega_s = \omega_r$  et  $\omega = 0$ ) : les grandeurs évoluent en régime permanent à la pulsation des courants rotoriques  $g \cdot \omega$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement). La position du repère est déterminée généralement par intégration de la vitesse du moteur.
- Repère d'axes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  lié au champ tournant ( $\omega = \omega_s - \omega_r$ ) : le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues, puisque la pulsation du champ tournant est égale à la pulsation des tensions statoriques. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude des commandes vectorielles par orientation du flux.

### I.3.6. Modélisation sous forme d'état de la MAS

La modélisation en représentation d'état en vue de la commande est une approche appréciée par tout automaticien, surtout pour l'étude d'un système multi-variable. Le choix des variables d'état, d'entrées et de sorties du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation.

Pour la commande de la MAS [7, 16, 20], le choix est porté sur la transposée du vecteur  $[X]$  défini par les courants statoriques et les flux rotoriques dans les axes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  et la pulsation :

$$[X] = [i_{ds} \ i_{qs} \ \Phi_{dr} \ \Phi_{qr} \ \omega]^T \quad (\text{I-29})$$

Le choix des courants statoriques est justifié par le fait qu'ils soient accessibles par mesure. Les entrées du modèle de la machine sont les deux composantes de la tension statorique  $v_{dqs}$

$$v_{dqs} = [v_{ds(\alpha s)} \ v_{qs(\beta s)}]^T \quad (\text{I-30})$$

Le modèle d'état de la machine asynchrone, ainsi obtenu, est celui d'un système multi variable

non linéaire de la forme suivante :  $\dot{X}(t) = f(x) + g(x)u(t)$

Le vecteur  $[X]$  appartient à l'ensemble  $\mathfrak{R}^5$ .

Les matrices  $f(x)$  et  $g(x)$  sont définies selon le choix du repère.

### I.3.6.1. Modèle d'état dans un référentiel tournant

En combinant les équations électriques ((I-21 et I-22)), magnétiques (I-23 et I-24), mécaniques (I-28) et la relation ( $\omega = \omega_s - \omega_r$ ), nous obtenons le système non linéaire suivant :

[16]

$$\begin{bmatrix} \bullet \\ i_{ds} \\ \bullet \\ i_{qs} \\ \bullet \\ \phi_{dr} \\ \bullet \\ \phi_{qr} \\ \bullet \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{K}{T_r} \phi_{dr} + pK\Omega \phi_{qr} \\ -\omega_s i_{ds} - \gamma i_{qs} - pK\Omega \phi_{dr} + \frac{K}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{qr} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ m(\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - c\Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-31})$$

Où ;

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, c = \frac{fv}{J}, \gamma = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, m = \frac{pL_m}{JL_r},$$

$$m_1 = \frac{1}{\sigma L_s};$$

Le modèle de la machine dans le repère  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  est le modèle le plus général pour la représentation du moteur asynchrone. C'est un système non linéaire dû à la présence de la vitesse dans les équations électriques du système d'état.

### I.3.6.2. Modèle d'état dans un référentiel fixe au stator $(\alpha, \beta)$

Dans ce cas les repères  $(\alpha, \beta)$  et  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  sont confondus :

$$\begin{cases} \omega = -\omega_r = -p\Omega \\ \omega_s = 0 \end{cases} \quad (\text{I-32})$$

Le modèle de la machine asynchrone mis sous forme d'état est alors donné par l'expression

$$\text{condensée : } \left[ \dot{X}(t) \right] = f(x) + g(x)u(t)$$

Avec :

$$[X] = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \phi_{\alpha r} \ \phi_{\beta r} \ \Omega]^T \quad (\text{I-33})$$

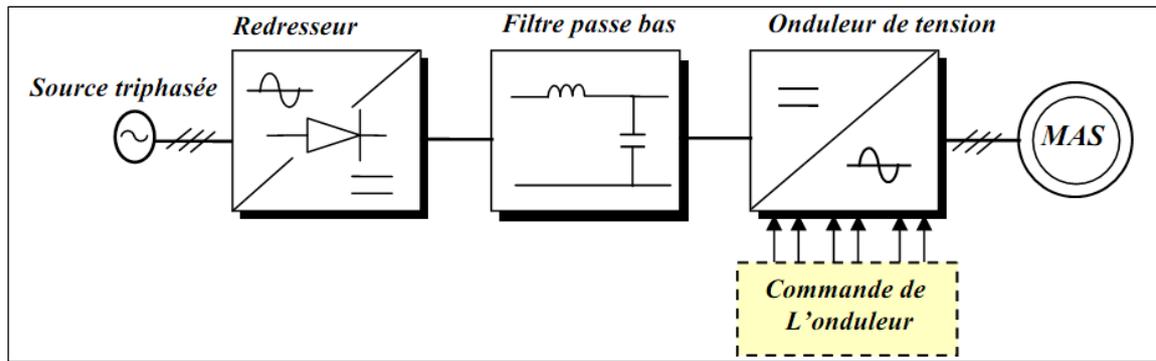
$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{\alpha s} + \frac{K}{T_r} \phi_{\alpha r} + pK\Omega \phi_{\beta r} \\ -\gamma i_{\beta s} - pK\Omega \phi_{\alpha r} + \frac{K}{T_r} \phi_{\beta r} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \phi_{\alpha r} - p\Omega \phi_{\beta r} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} + p\Omega \phi_{\alpha r} - \frac{1}{T_r} \phi_{\beta r} \\ m(\phi_{\alpha r} i_{\beta s} - \phi_{\beta r} i_{\alpha s}) - c \Omega \end{bmatrix} ; \quad g(x) = \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad u(t) = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{I-34})$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad c = \frac{fv}{J}, \quad \gamma = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad m = \frac{pL_m}{JL_r},$$

$$m_1 = \frac{1}{\sigma L_s} ;$$

#### I.4. Système d'alimentation de la machine asynchrone

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension (ou courant) d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanées, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitées. La figure (I-6) présente un système électromécanique mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension (ou de courant) [16, 21, 22, 23, 24].



**Figure (I.6)** Schéma de principe de l'association convertisseur-machine [16].

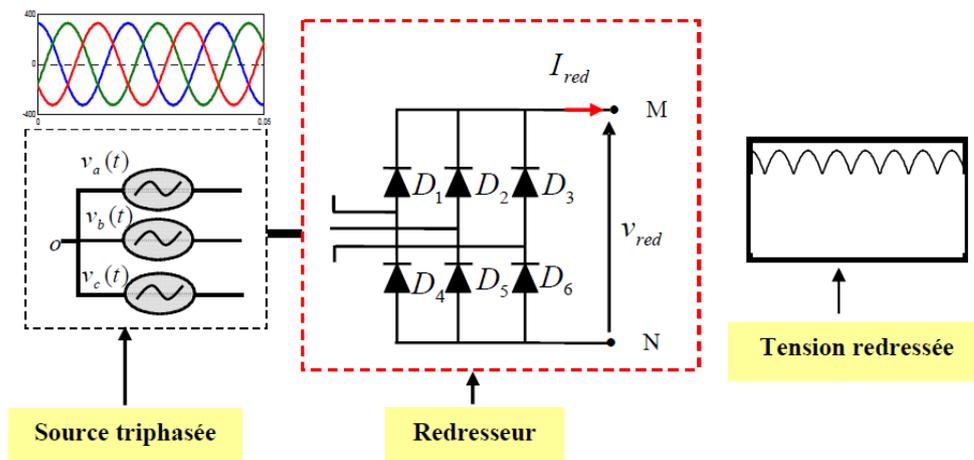
Les ordres d'activation des six interrupteurs à semi-conducteurs sont générés par l'automate de commande rapprochée incluant l'asservissement des courants et le séquenceur du convertisseur.

Le système d'alimentation est composé :

- d'un redresseur
- d'un filtre passe bas
- d'un onduleur

#### I.4.1. Redresseur

La conversion d'énergie comprend la transformation et le contrôle de la puissance électrique avec des composants adaptés (diodes, ou autres semi-conducteurs), et inclut aussi d'autres équipements pour la mesure et le contrôle. La conversion de puissance alternative au continue « AC/DC » est appelée redressement et l'appareil utilisé dans cette transformation est appelé redresseur [25]. On utilise le plus souvent le pont à six diodes représenté par la figure (I.7).



**Figure (I.7)** Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes [16].

La tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

#### I.4.2. Filtre d'entrée de l'onduleur

A la sortie du redresseur, un filtre de type LC (figure(I.8)) du deuxième ordre dont le rôle est de réduire les courants harmoniques produits par le découpage de l'onduleur et de filtrer les perturbations issues de la caténaire, et aussi de filtrer le courant de sortie du pont redresseur [16, 25,26], est installé.

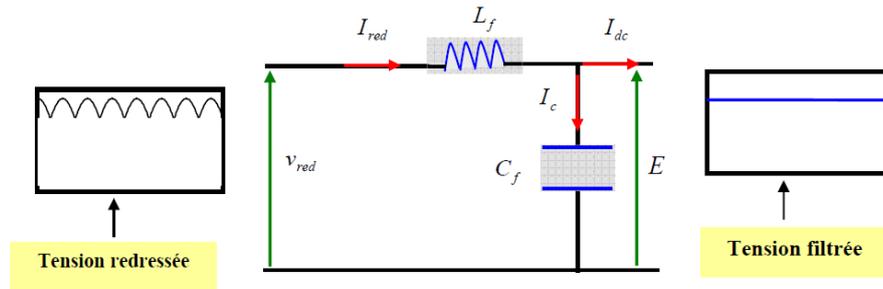


Figure (I.8) Filtre type LC [16].

Le modèle est caractérisé par le système d'équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} v_{red}(t) = L_f \frac{dI_{red}(t)}{dt} + E(t) \\ \frac{dE(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{red}(t) - I_{dc}(t)) \end{cases} \quad (I-35)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{E(s)}{v_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f \cdot C_f} \cdot s)^2} \quad (I-36)$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit placer sa fréquence de coupure  $f_c$  au dessous de la fréquence de la première harmonique de  $v_{red}(t)$ . Cette condition nous permet de déterminer  $L_f$  et  $C_f$ . La fréquence de coupure est égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (I-37)$$

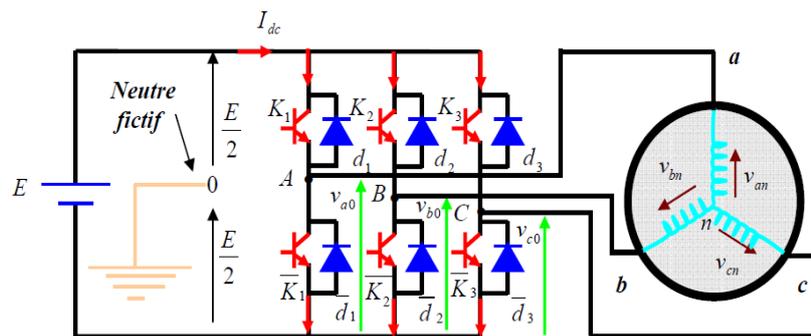
#### I.4.3. Onduleur de tension

L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quelque soit le courant absorbé et

travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie [16, 23, 25].

#### I.4.4. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Un onduleur de tension triphasé, dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande des machines alternatives. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, contenant deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs  $(K_i, \overline{K}_i)$  ( $i = 1, 2, 3$ ) doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les six diodes  $(d_i, \overline{d}_i)$  ( $i = 1, 2, 3$ ) sont des diodes de roue libre assurant la protection des transistors [16, 20, 27]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure(I.9) :



**Figure (I.9)** Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone [16].

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c à d  $(K_i, \overline{K}_i)$  ( $i = 1, 2, 3$ ) supposés idéalisés,
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Chaque interrupteur est représenté par une paire de transistor – diode, modélisée par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante : [16]

$$f_i = \begin{cases} 1 & (K_i \text{ conduit, } \overline{K}_i \text{ bloqué}) \\ 0 & (K_i \text{ bloqué, } \overline{K}_i \text{ conduit}) \end{cases} \text{ avec : } f_i + \overline{f}_i = 1 \quad i = 1, 2, 3$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{AB} = v_{as} - v_{bs} = E.(f_1 - f_2) \\ V_{BC} = v_{bs} - v_{cs} = E.(f_2 - f_3) \\ V_{CA} = v_{cs} - v_{as} = E.(f_3 - f_1) \end{cases} \quad (\text{I-38})$$

Les tensions simples  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  et  $v_{cs}$  forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0 \quad (\text{I-39})$$

La résolution des équations (I-38) et (I-39) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I-40})$$

#### I.4.5. Différentes méthodes de contrôle d'un onduleur de tension

Trois catégories de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) (En anglo-saxon Pulse Width Modulation P.W.M), qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées [24] :

- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations *sinus - triangle* effectuent la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations vectorielles appelées encore M.L.I régulière symétriques dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

Dans ce qui va suivre, nous détaillons les deux dernières techniques qui seront exploitées.

##### I.4.5.1. Commande par modulation sinus – triangle

La M.L.I sinus - triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante [16, 23, 28]. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{ref-as} = v_m \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t) \\ v_{ref-bs} = v_m \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ref-cs} = v_m \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I-41})$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{I-42})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

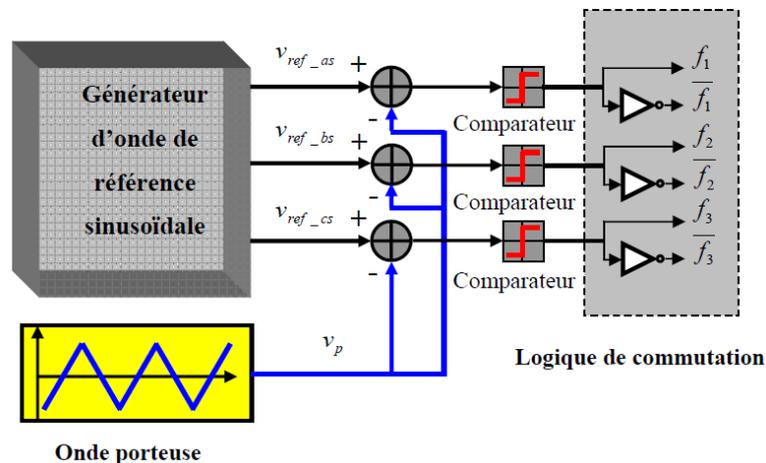
- L'indice de modulation ( $m$ ) égal au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f_s$ )
- Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $V_m$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $V_{pm}$ )

Le mode de fonctionnement de cette technique est [16, 29] :

- Si  $V_{ref}(t) > V_p(t)$  le transistor supérieur du bras de pont conduit.
- Si  $V_{ref}(t) < V_p(t)$  le transistor inférieur du bras de pont conduit.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

Dans la figure(I.10) est montré le principe de la commande M.L.I avec modulation sinus triangulaire.



**Figure (I.10)** Schéma de principe de la technique M.L.I triangulo – sinusoidale [16].

### I.4.5.2. Commande par M.L.I Vectorielle « Space Vector Modulation S.V.M »

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles ( $2^3 = 8$ ). Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) par huit vecteurs de tension notés de  $v_0$  à  $v_7$  ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant régulièrement répartis tous les  $60^\circ$  (figure (I.11)).

Le principe de la M.L.I vectorielle consiste à projeter le vecteur  $V_s$  de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur (figure I-12)). Les valeurs de ces projections, assurant le calcul des temps de commutations désirées, correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons  $t_i$  et  $t_{i+1}$  ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période  $T_{com}$  de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à  $T_{com}$  [16, 20, 28].

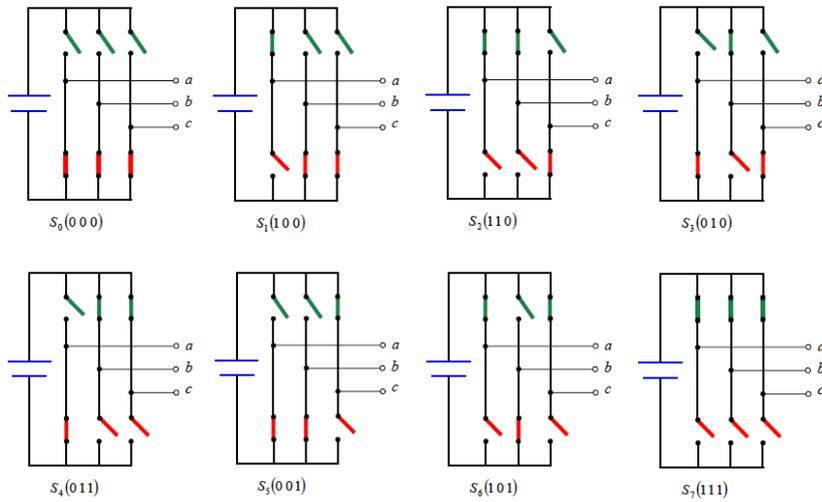
Les six interrupteurs de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire deux à deux, ce qui confère trois degrés de liberté à cet onduleur, ayant chacun deux états ; Fermé (1) ou Ouvert (0). De là, nous dressons le tableau des différents états du convertisseur pour chaque secteur (Tableau I.1).

**Tableau I.1** Tensions  $v_{sa}$  et  $v_{s\beta}$  imposées par l'onduleur en fonction de ( $i$ ).

		$v_0$	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$	$v_6$	$v_7$
<b>Tensions triphasées simples</b>	$v_{as}$	0	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	0
	$v_{bs}$	0	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	0
	$v_{cs}$	0	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	0
<b>Tensions transformées</b>	$v_{sa}$	0	$+\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
	$v_{s\beta}$	0	0	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0

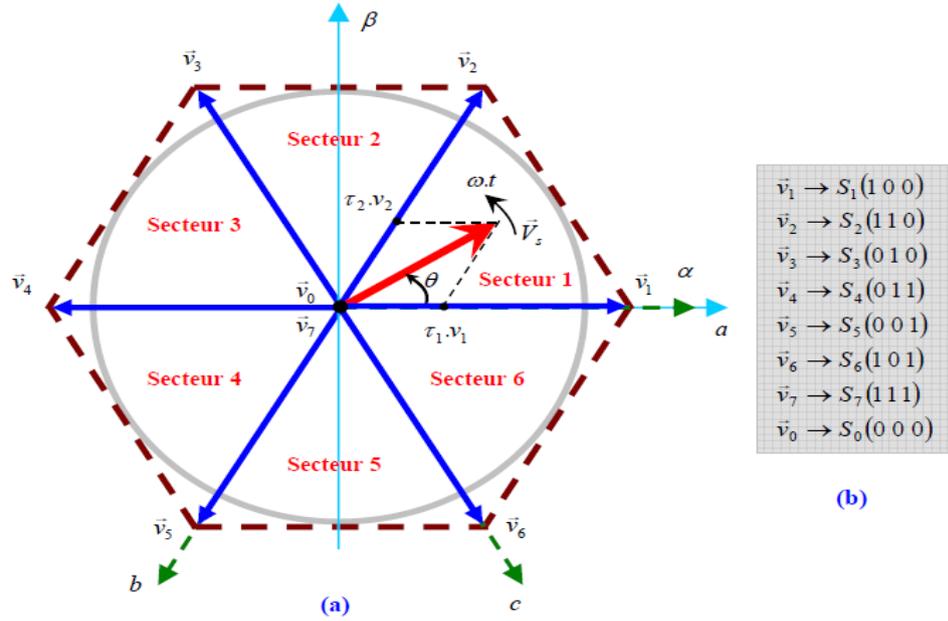
<b>Vecteur</b>	$\vec{v}_i$	$\vec{v}_i$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{5\pi}{3}}$	0
----------------	-------------	-------------	---	-----------------------	--	---	------------------------	---	---	---

La figure (I.11) fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur.



**Figure (I .11)** Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma de la figure (I.12)



**Figure (I.12)** Diagramme des 6 secteurs de la SVM.

Le vecteur  $V_s$  se situe dans le secteur 1 entre le vecteur  $v_1$  et  $v_2$ , ce qui permet d'écrire :

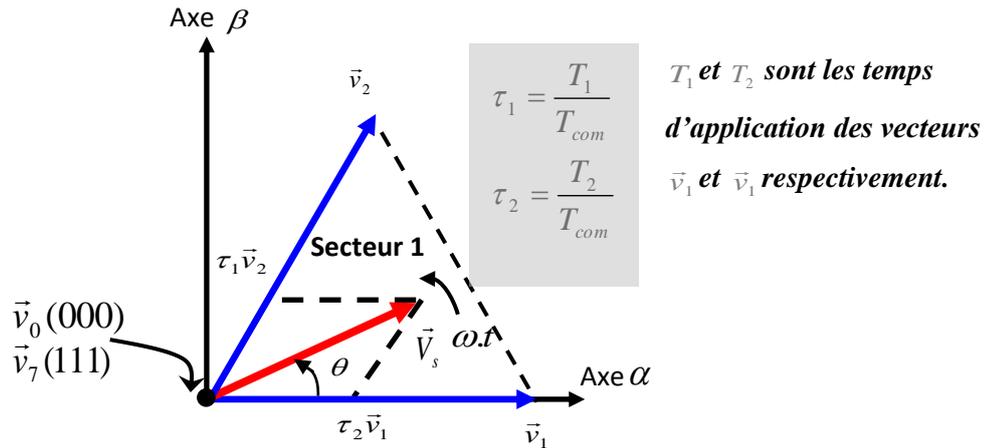
$$\vec{V}_s = \frac{T_1}{T_{com}} \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T_{com}} \vec{v}_2 \quad (\text{I-43})$$

Où  $T_{com}$  représente la période de commutation,  $T_1$  et  $T_2$  sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs  $v_1$  et  $v_2$ , elles sont exprimées par :

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3} \cdot T_{com} \cdot \frac{|V_s|}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = \sqrt{3} \cdot T_{com} \cdot \frac{|V_s|}{E} \cdot \sin(\theta) \\ T_0 = T_{com} - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (\text{I-44})$$

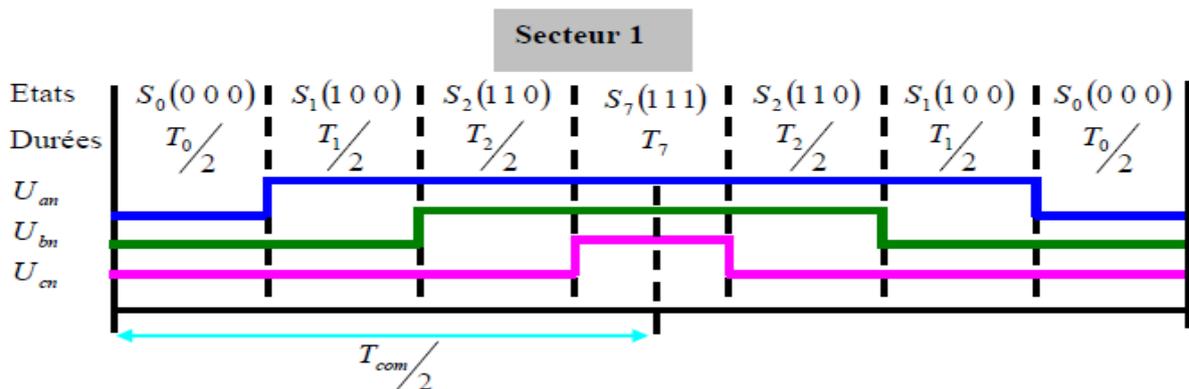
$T_0$  : la durée d'application de la séquence de roue - libre.

La figure (I.13), représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1.



**Figure (I.13)** Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents.

La somme des deux vecteurs  $v_1$  et  $v_2$ , appliqués respectivement pendant les durées  $\tau_1$  et  $\tau_2$ , donne le vecteur  $V_s$  initial. En combinant ces deux vecteurs avec les vecteurs nuls ( $v_0$  et  $v_7$ ) et en codant par un « 1 » un interrupteur fermé et un zéro un interrupteur ouvert, nous pouvons reconstituer les signaux de commande à appliquer pour obtenir le vecteur  $V_s$  souhaité.



**Figure (I.14)** Reconstitution des signaux de commande de la SVM.

### I.5.Simulation de la MAS

Après avoir établi le modèle de la machine asynchrone, il est intéressant de faire une simulation en utilisant un outil informatique.

Les résultats obtenus dans ce qui va suivre, sont issus de l'implantation du modèle de la MAS sous le logiciel MATLAB SIMULINK.

La machine sur laquelle on a effectué l'étude est celle qui se trouve dans notre Laboratoire d'Automatique Appliqué (LAA) au niveau de la FHC, ses paramètres, issus de l'identification, sont mentionnés dans le tableau I.2 suivant :

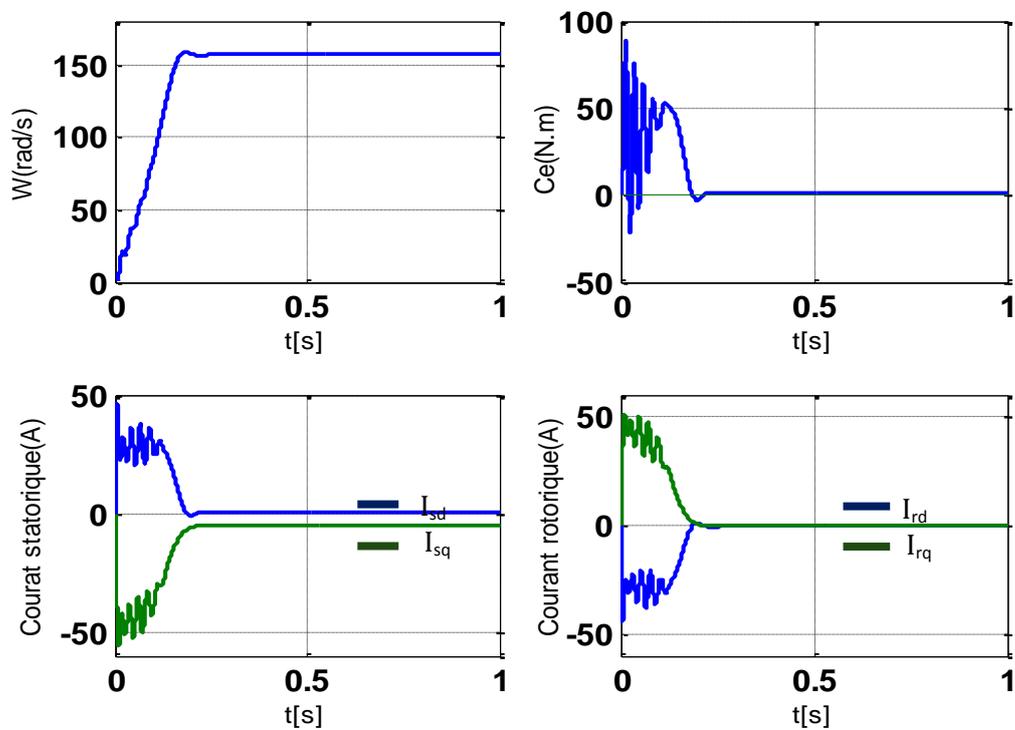
**Tableau I-2** : Paramètres de la machine asynchrone étudiée (3 kW).

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
$R_s$	1,9733	$\Omega$
$R_r$	1,7810	$\Omega$
$L_s$	0,2406	H
$L_r$	0,2406	H
$L_m$	0,2303	H
$J$	0,0408	$\text{Kgm}^2$
$C_f$	0,00305	$\text{Kgm}^2/\text{s}$

### I.5.1. Alimentation direct de la MAS par réseau triphasé

#### A-Démarrage à vide:

La figure (I.15) illustre les résultats de simulation de MAS, à vide, alimentée par une source triphasée équilibrée.



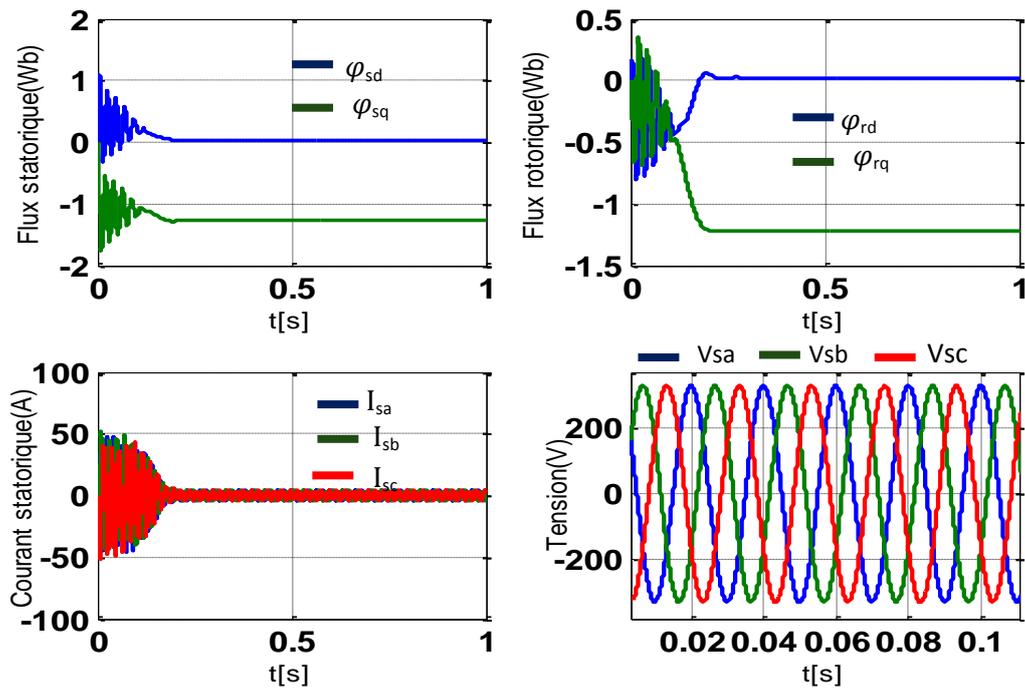
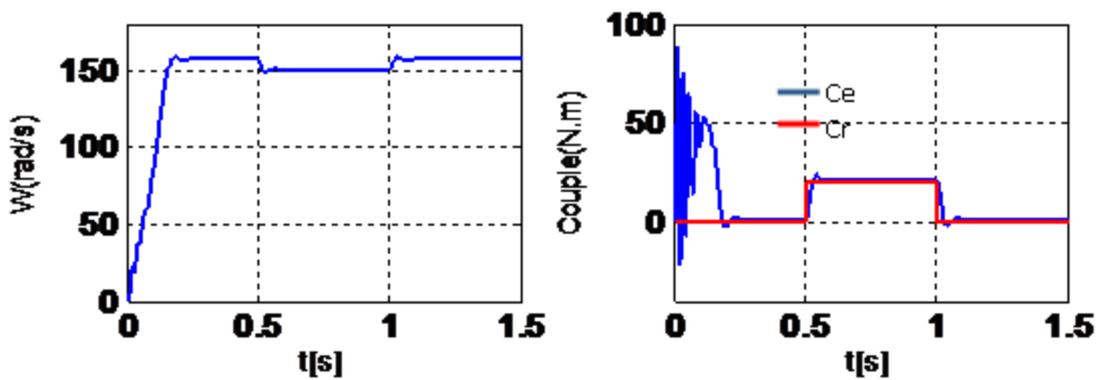
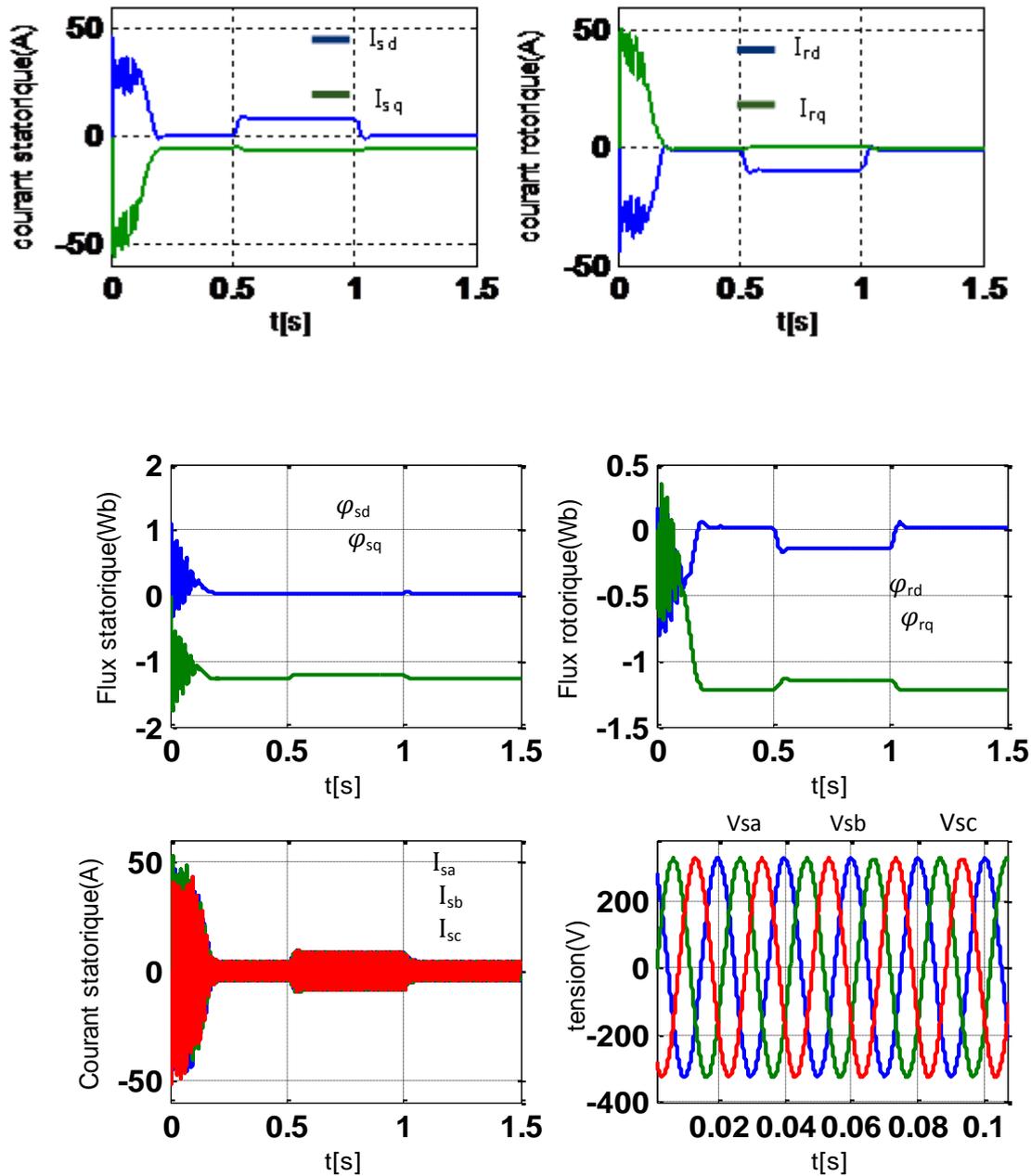


Figure (I.15) Réponse de la machine asynchrone à vide alimentée par réseau triphasé équilibré.

**B-Démarrage à vide et l'introduction d'un couple de charge**

La figure (I.16) nous donne les résultats de simulation de MAS, à vide suivi d'une introduction de couple de charge à  $t=0.5$  s. A  $t=1$  s on cesse de l'appliquer.





**Figure (I.16)** Réponse de la machine asynchrone alimentée par réseau triphasé équilibré, suivie de l'introduction d'un couple de charge de 20 N.m à  $t=0,5$  sec.

### I.5.2. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus- triangulaire

La figure suivante illustre les résultats de simulation de la MAS, alimentée via un onduleur de tension commandé par MLI Sinus-Triangle. Après 0.5 s de démarrage à vide on applique un couple de charge.

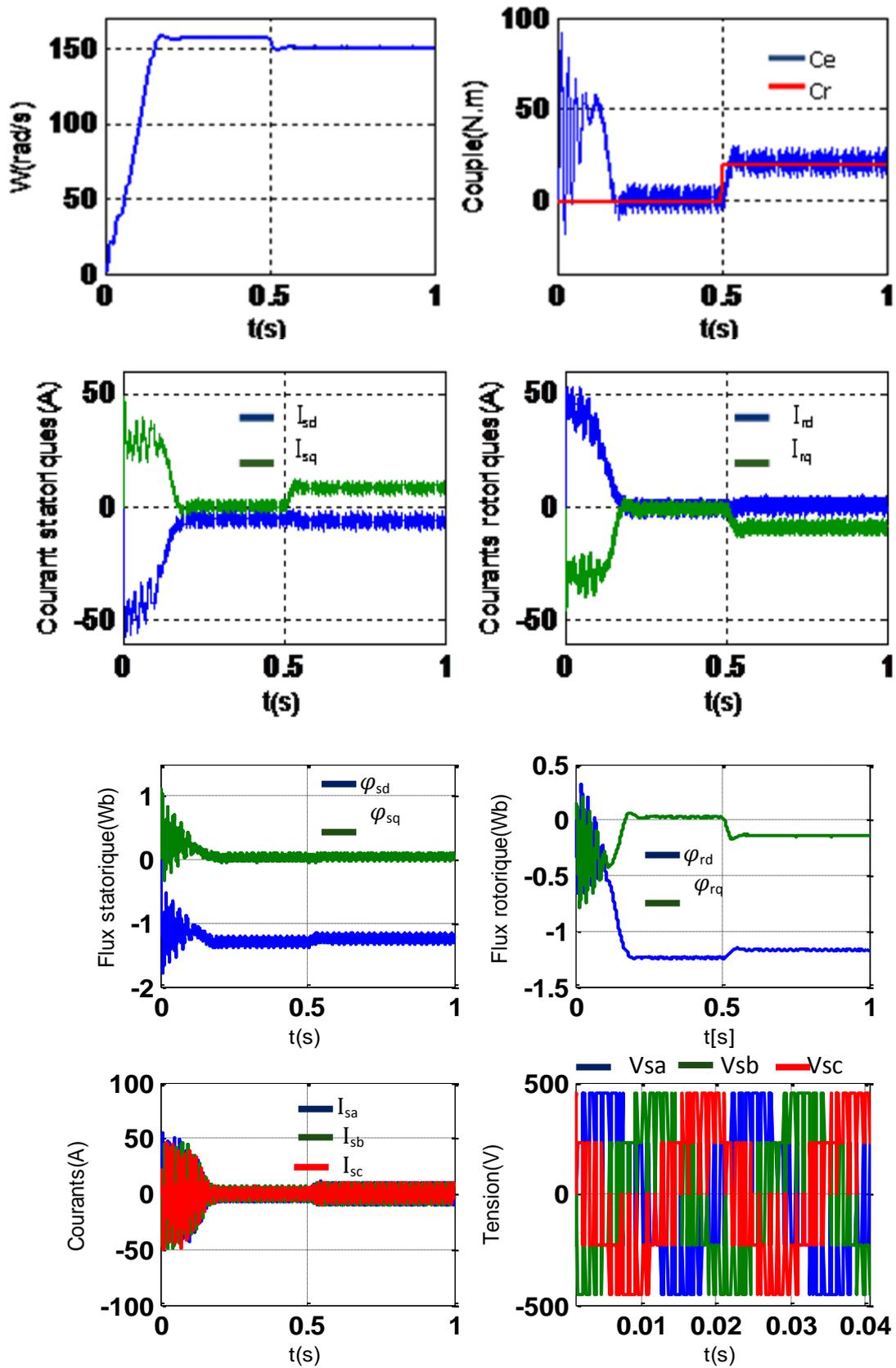
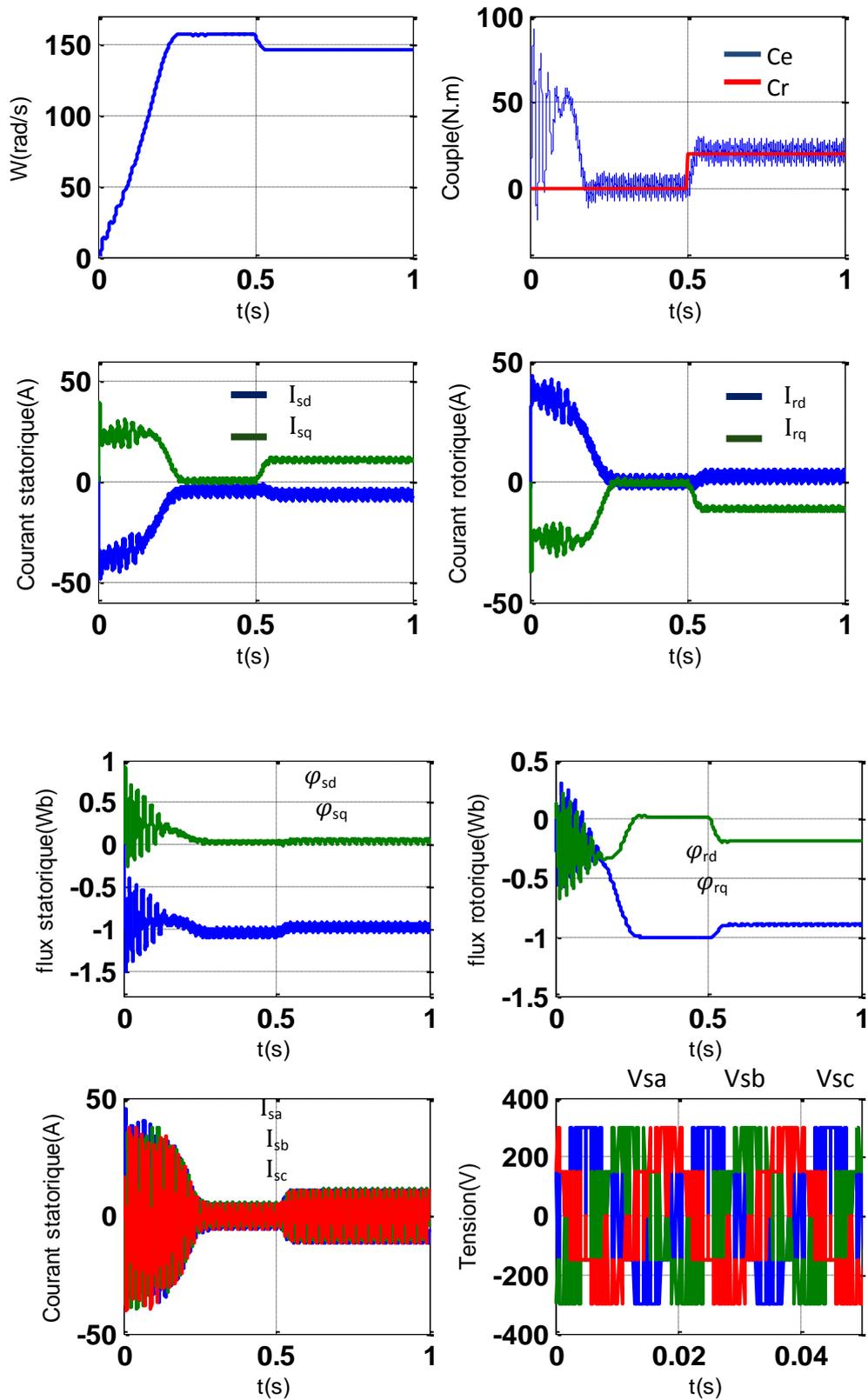


Figure (I.17) La réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-Triangulaire, suivie de l'introduction d'un couple de charge de 20 N.m à  $t=0,5$  sec

## I.5.3. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI vectorielle



**Figure (I.18)** La réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI vectorielle, suivie de l'introduction d'un couple de charge de 20 N.m à  $t=0,5$  sec.

#### I.5.4. Interprétation des résultats

- **A vide  $C_r = 0 \text{ N.m}$  :**

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après environ **0.2s** la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

La courbe du couple présente aux premiers instants du démarrage une impulsion très élevée, après **0.2s** le couple tend vers zéro.

Au démarrage le courant statorique atteint une valeur crête, due au fort appel du courant de démarrage afin de générer un couple suffisant pour vaincre l'inertie de la machine. Le courant évolue à l'intérieur d'une enveloppe exponentielle, il tendra après le régime transitoire de 0,2 s vers une sinusoïde d'amplitude constante.

Aux premiers instants, les flux rotoriques présentent des fluctuations excessives de faible amplitude dues au régime transitoire qui disparaissent au bout de quelques alternances et stabilisant les flux.

- **En charge :**

Lorsque l'arbre de la machine est sollicité par un couple résistant de  $20 \text{ N.m}$  à  $t = 0,5 \text{ s}$  On constate que:

La vitesse de rotation est inférieure à la vitesse à vide. A la disparition de la charge, elle reprend sa forme initiale ;

Le couple électromagnétique rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ( $20 \text{ N.m}$ ) appliqué.

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

Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

Dans les figures (I.17) et (I.18), nous présentons les résultats de simulation de l'ensemble moteur-onduleur en utilisant la M.L.I vectorielle, comparés à ceux obtenus avec l'application de la M.L.I sinus-triangle.

La courbe du couple (figure (I.17)), nous permet de relever des oscillations au régime permanent allant de  $2 \text{ N.m}$  et  $-2 \text{ N.m}$ . Ces oscillations sont dues aux harmoniques des tensions et des courants.

Dans la figure (I.18), les courants statoriques sont presque sinusoïdaux et les oscillations au niveau du couple sont négligeables. Nous remarquons que la MLI vectorielle permet de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

## **I.6 Conclusion**

Ce premier chapitre, nous a permis de présenter la modélisation de la machine asynchrone tout en tenant compte des hypothèses simplificatrices, ainsi que la transformation des grandeurs triphasées en grandeurs biphasées et l'application de celle-ci nous a conduit à avoir de différents modèles. Afin de varier la vitesse de ce moteur, il est intéressant de soumettre la MAS à des fréquences variable pour cette raison on a étudié la modélisation de l'ensemble machine asynchrone et onduleur de tension commandé en tension par MLI sinus triangulaire et MLI vectorielle.

Les résultats de simulation montrent la validité de notre modèle.

Pour plus de performance en boucle fermée, on a opté pour la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, qui sera détaillée dans le prochain chapitre.

## Chapitre II

# Commande vectorielle par orientation de flux rotorique de la MAS

### II.1. Introduction

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle **FOC** (*Field Oriented Control*) introduit par **Kovacs** en **1959** et repris par **Blaschke** **1972**. Après une dizaine d'années, elle a connu un développement important. Le FOC a permis à la commande de la MAS de connaître une véritable révolution, car jusque là, on n'utilisait que la commande scalaire [3, 31].

Les techniques de la commande vectorielle implantées par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la MAS dans les applications de haute performance où le moteur à courant continu était le seul satisfaisant pour ce type d'application. Donc, l'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu[3].

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple régulateur PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques du flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée aussi par un PI [3, 32].

Ce chapitre est consacré donc à cette étude, comme aussi, nous traiterons la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté d'une **MAS** alimentée en tension par un onduleur de tension commandé par **MLI** vectorielle (**SVM**).

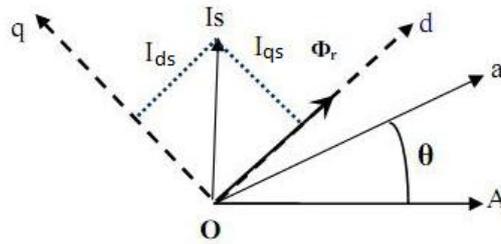
### II.2. Principe de la commande par orientation du flux

La Commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe **d-q** et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [3, 33].

En parlant d'orientation de flux, trois choix sont possibles.

- Orientation du Flux rotorique :  $\Phi_{dr} = \Phi_r$  et  $\Phi_{qr} = 0$
- Orientation du flux statorique :  $\Phi_{ds} = \Phi_s$  et  $\Phi_{qs} = 0$
- Orientation du Flux d'entrefer :  $\Phi_{dm} = \Phi_m$  et  $\Phi_{qm} = 0$

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel  $d$ - $q$  lié au champ tournant avec une orientation du flux rotorique (l'axe  $d$  aligné avec la direction du flux rotorique) comme le montre la **figure (II.1)** [3].



**Figure (II.1)** Illustration de l'orientation du flux rotorique.

Ayant choisi l'orientation du flux rotorique, c'est-à-dire  $\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases}$

Les équations de la machine asynchrone deviennent alors :

- Au stator :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{d i_{ds}}{d t} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d \Phi_r}{d t} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (\text{II-1})$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d i_{qs}}{d t} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \quad (\text{II-2})$$

- Au rotor :

$$T_r \frac{d \phi_r}{d t} + \Phi_r = L_m i_{ds} \quad (\text{II-3})$$

La Pulsation de glissement est donnée par :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \phi_r} i_{qs} \quad (\text{II-4})$$

Le couple électromagnétique devient alors :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad (\text{II-5})$$

Ces équations peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais l'inconvénient réside dans la présence de dérivateur et des termes de couplage entre les axes  $d$ - $q$  [8].

### II.3 Découplage

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant [34, 35].

#### II.3.1 Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes  $d$  et  $q$ . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [35].

On suppose que le flux  $\Phi_r$  varie lentement par rapport au courant statorique.

En appliquant la transformation de Laplace aux équations (II-1) et (II-2) on obtient alors :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (R_s + \sigma L_s S) I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} &= (R_s + \sigma L_s S) I_{qs} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{aligned} \quad (\text{II-6})$$

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  tel que  $v_{ds1}$  n'agit que sur  $i_{ds}$  et  $v_{qs1}$  sur  $i_{qs}$ .

Définissons deux nouvelles variables de commande  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  comme suit : [3]

$$\begin{cases} V_{ds} = v_{ds1} - e_{ds} \\ V_{qs} = v_{qs1} - e_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

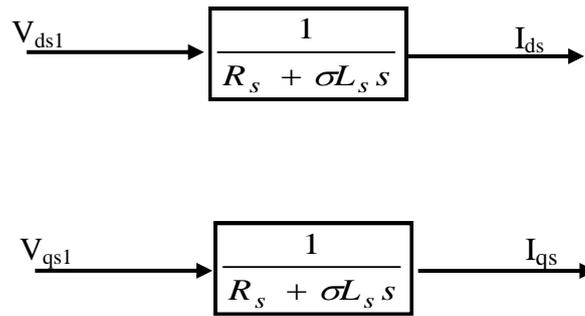
Avec :

$$\begin{cases} e_{ds} = \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ e_{qs} = -\sigma L_s \omega_s i_{ds} - \sigma L_s p K \Omega \Phi_r \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} v_{ds1} = (R_s + \sigma L_s S) I_{ds} \\ v_{qs1} = (R_s + \sigma L_s S) I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

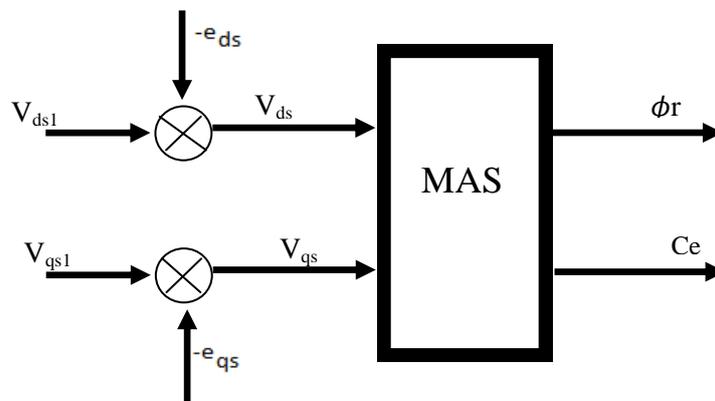
La figure (II.2) illustre les actions sur les axes  $d$  et  $q$  qui sont donc découplés :



**Figure (II.2)** Commande découplée

Les tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  :

Le schéma bloc de la figure suivante montre la méthode de compensation des termes croisés et des termes non linéaires. [25 8]



**Figure (II.3)** Reconstitution des tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  .

#### II.4. La Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte :

Dans la commande indirecte, l'angle de Park  $\theta_s$  est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique  $\omega_s$ . En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées [17].

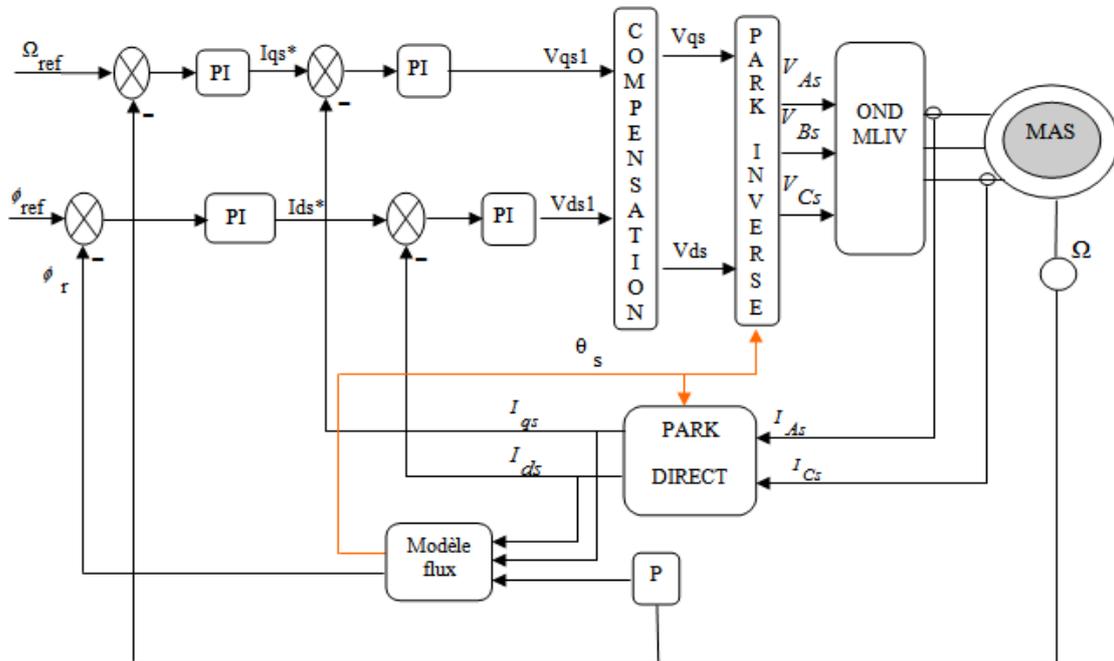
Donc la vitesse de rotation du champ tournant est donnée par :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{L_m I_{qs}^*}{T_r \Phi_r^*} \tag{II-10}$$

L'angle  $\theta_s$  est alors obtenu par intégration de  $\omega_s$  :

$$\theta_s = \int \left( p\Omega + \frac{L_m I_{qs}^*}{T_r \Phi_r^*} \right) dt \tag{II-11}$$

$\theta_s$  : La position du flux rotorique par rapport au stator.



**Figure (II.4)** Schéma global de la commande vectorielle.

La figure (II.4) représente le schéma de principe de la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension contrôlé en tension.

Les différentes parties constituantes ce schéma sont :

- La boucle de régulation de la vitesse ;
- Les boucles de régulation des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  ;
- La boucle de la régulation de flux ;
- Les transformations directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le courant de référence  $I_{qs}^*$ . La sortie du régulateur de flux est le courant de référence  $I_{ds}^*$ . La régulation des courants donne les tensions de références  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$ .

#### II.4.1 Calculs des régulateurs [35]

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale  $PI$  sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle  $P$  assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent.

La fonction de transfert du régulateur  $PI$  est donnée par:

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II-12})$$

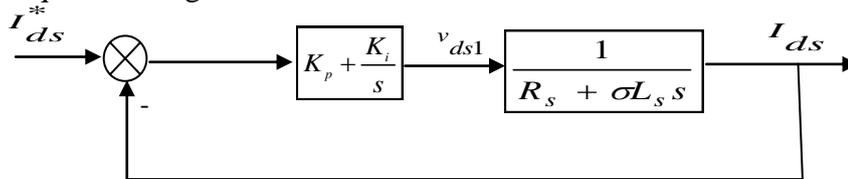
❖ **Régulateurs de courants :**

a) **Régulateur du courant  $i_{ds}$  :**

La sortie du régulateur du courant  $i_{ds}$  nous donne la tension de référence  $v_{ds1}$ .

D'après les équations issues de découplage, on peut tirer la boucle de régulation du courant

Comme indiqué sur la figure suivante



**Figure (II.5)** Boucle de régulation du courant  $i_{ds}$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donc :

$$G_o(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (\text{II-13})$$

$$= K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s} \quad (\text{II-14})$$

Pour la synthèse du régulateur on procède par la méthode de compensation de pôle,

D'où :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II-15})$$

Alors :

$$G_o(s) = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{K_p}{s} \quad (\text{II-16})$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre

$$G_c(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II-17})$$

De constante de temps :  $\tau = \frac{\sigma L_s}{K_p}$

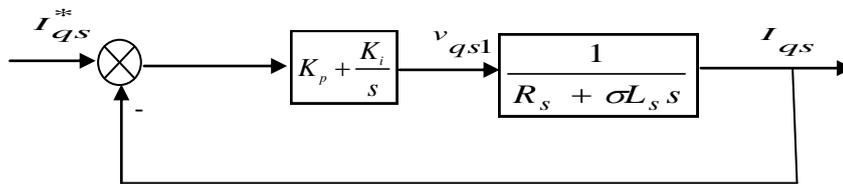
Pour un temps de réponse imposé,  $t_{rep}(5\%)$ , nous pouvons calculer les paramètres du régulateur sous la condition suivante :

$$t_{rep}(5\%) = 3.\tau = 3.\frac{\sigma L_s}{t_{rep}(5\%)} \Rightarrow K_p = 3.\frac{\sigma L_s}{t_{rep}(5\%)} \quad (II-18)$$

D'où : 
$$K_i = K_p \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (II-19)$$

**b) Régulateur du courant  $i_{qs}$  :**

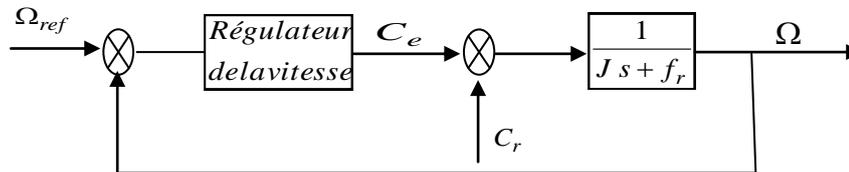
En procédant de la même manière que pour le régulateur de  $ids$  on déterminera les coefficients du régulateur de courant  $i_{qs}$  qui fournira la tension de référence  $v_{qs}^*$ . Le schéma de régulation du courant  $i_{qs}$  est représenté sur la figure(II.6), on remarque bien que c'est la même que pour le courant  $ids$ .



**Figure (II.6)** Boucle de régulation du courant  $i_{qs}$

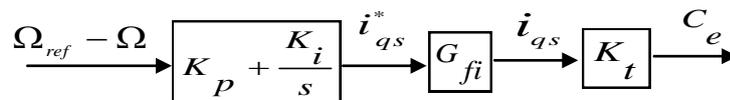
**❖ Régulateur de vitesse:**

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :



**Figure (II.7)** Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

Le schéma bloc du régulateur de vitesse est représenté sur la figure suivante :



**Figure (II.8)** Schéma bloc du régulateur de vitesse

Avec :

$G_{fi}$ : Fonction de transfert de la boucle de courant.

$K_t$ : Constante du couple électromagnétique.

Où : 
$$K_t = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r^*$$

A partir de la figure (II.7), nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{J s + f_r} . (C_e - C_r) \quad (II-20)$$

Afin de rendre le calcul des coefficients de ce type de régulateur plus facile, nous avons considéré que tout le schéma bloc de la figure (II.8) peut être réduit à un correcteur PI classique. Pour cela, nous avons négligé la dynamique de la boucle de courant par rapport à celle de la vitesse. Nous obtenons alors :

L'utilisation d'un régulateur PI et en négligeant la dynamique de la boucle de courant par rapport à celle de la vitesse permet d'écrire :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_r} \left( \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{Js + f_r} \cdot C_r \quad (\text{II-21})$$

$$\text{Soit :} \quad \Omega = \frac{K_p \cdot s + K_i}{K_i + (f_r + K_p)s + Js^2} \Omega_{ref} - \frac{s}{K_i + (f_r + K_p)s + Js^2} C_r \quad (\text{II-22})$$

La fonction de transfert (II-22) peut être identifiée à un système de second ordre sous la forme:

$$F(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{II-23})$$

Avec

$\zeta$  : Coefficient d'amortissement.

$\omega_n$  : Pulsation propre.

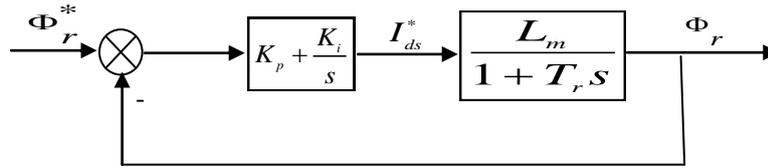
Ce qui implique les identités :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{K_p + f_r}{K_i} \end{cases} \quad (\text{II-24})$$

Ayant déjà choisi convenablement l'amortissement et le temps de réponse et par la suite  $\omega_n$ , on peut calculer les coefficients du régulateur d'après l'équation (II-24), par simple identification [36].

#### ❖ Régulateur de flux :

La chaîne de régulation du flux peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :



**Figure (II.9)** Boucle de régulation du flux

On procède de la même manière pour l'identification des paramètres du régulateur des courants

$$G_o(s) = \frac{(K_p s + K_i) L_m}{s(1 + T_r s)} \quad (\text{II-25})$$

En compensant le pôle on trouve :

$$\frac{K_p}{K_i} = T_r \quad (\text{II-26})$$

Alors :

$$G_o(s) = \frac{K_i L_m}{s} \quad (\text{II-27})$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre de constante de temps :

$$\tau = \frac{1}{K_i L_m}$$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep}(5\%)$ , nous pouvons calculer les paramètres du régulateur ;

Nous avons la condition suivante :

$$t_{rep}(5\%) = 3\tau = 3 \cdot \frac{1}{K_i L_m} \quad \Rightarrow \quad K_i = 3 \cdot \frac{1}{L_m t_{rep}(5\%)} \quad (\text{II-28})$$

D'où :

$$K_p = K_i T_r \quad (\text{II-29})$$

## II.5. Résultats de simulation et interprétations

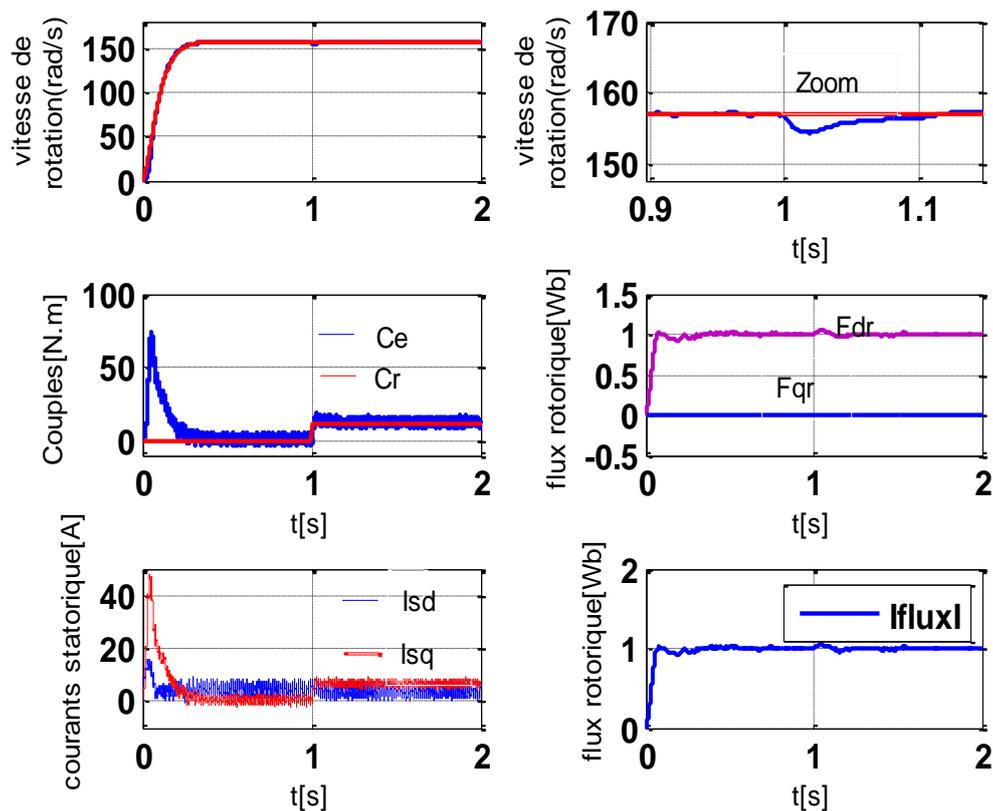
Pour illustrer le fonctionnement de la commande vectorielle par orientation de flux de la MAS alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI.V(SVM), nous avons soumis notre système à divers tests de simulations suivants ;

- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,
- Inversion de sens de rotation
- Réponse à basse vitesse

▪ **Teste de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation**

a) **Démarrage à vide avec introduction du couple de charge :**

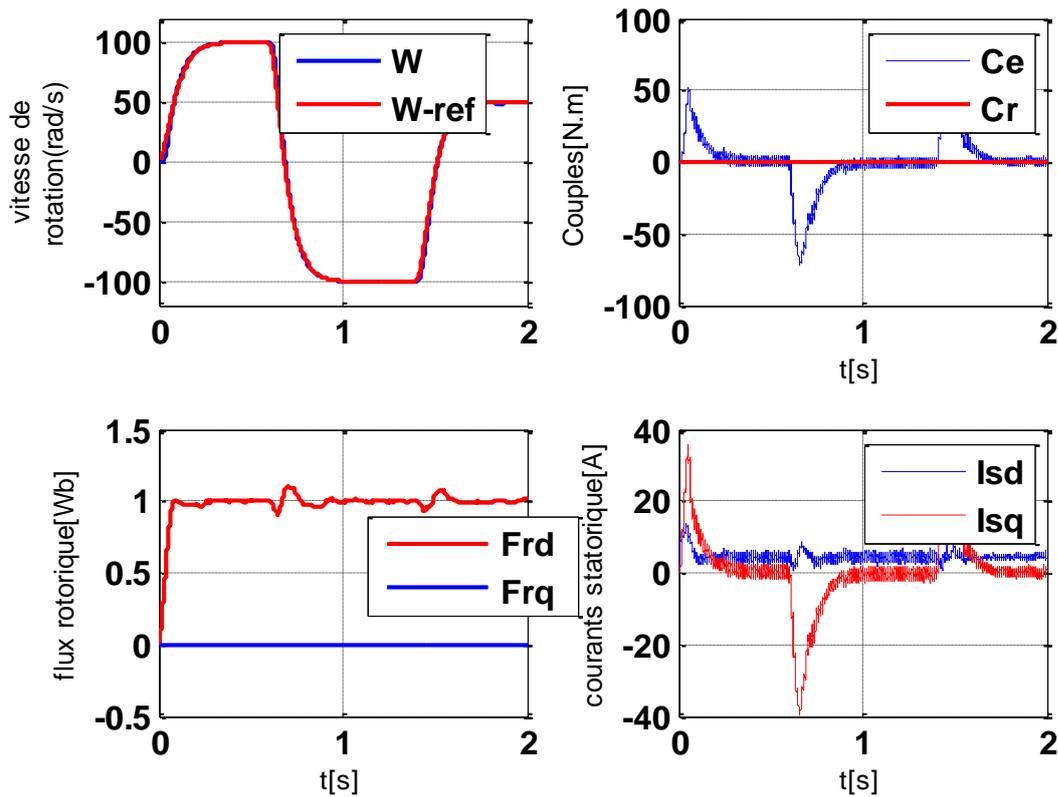
Après 1s du démarrage à vide du moteur à une vitesse de 157 rad/s, une charge de 12N.m est appliquée pendant toute la durée de la simulation. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure ci-dessous ;



**Figure (II.10)** résultats de simulation de IRFOC à vide puis en charge.

b) **Inversion de sens de rotation :**

Pour tester la commande, on inverse le sens de rotation de la vitesse de +100 à -100 rad/s à  $t=0.6$  sec, puis à  $t=1.2$  sec de -100 à 50 rad/s



**Figure (II.11)** résultats de simulation de IRFOC en variant le couple et le sens de rotation.

**c) Réponse à basse vitesse :**

La figure (II.12) illustre les résultats de simulation dans le cas des basses vitesses. Au début la vitesse de référence est de 40 rad/s puis à  $t=1$ sec on a inversé le sens de rotation à -40 rad/s :

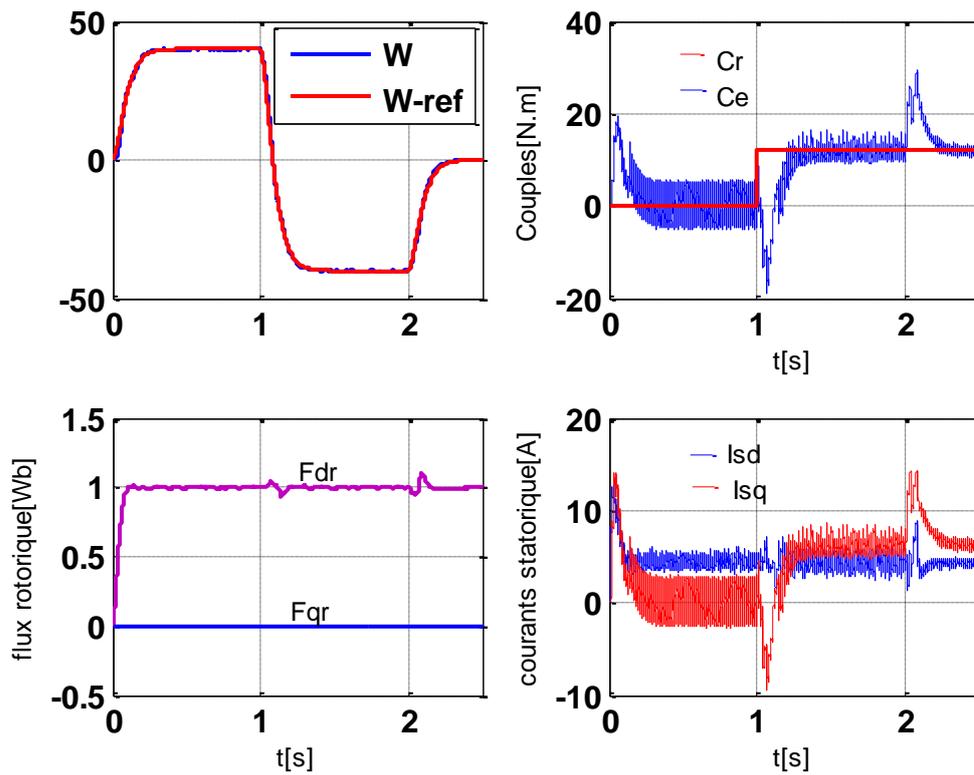


Figure (II.12) résultats de simulation de IRFOC à basse vitesse.

**d) Teste de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation**

Pour réaliser ce test, on a appliqué, au démarrage, un couple de charge de 12N.m aux instants  $t = [0.5 \ 1]$  s, puis à  $t=1$ sec, on a inversé le sens de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s suivi d'une application d'un autre couple de charge à  $t=1.5$ sec

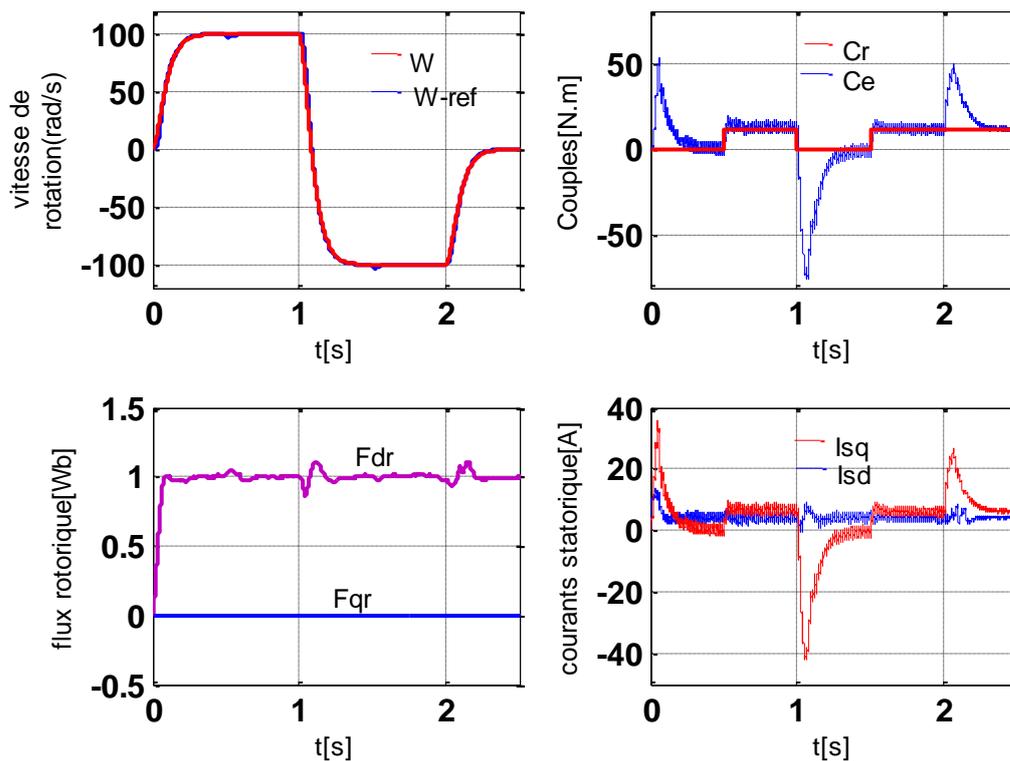


Figure (II.13) Test de variation de sens de rotation et du couple de charge

#### e) Interprétation des courbes :

En analysant ces graphes on constate que la vitesse suit sa référence même en ayant appliqué un couple de charge qui provoque, lors de son application, une diminution instantanée de la vitesse puis elle revient à suivre sa référence et cela est assuré grâce à l'action du régulateur. Le couple, quant à lui, possède de grands pics au moment d'inversion de sens de rotation, et lors de l'application du couple de charge, le couple est ondulé autour de 12 N.m, comme aussi on constate que le courant  $I_{sq}$  est l'image du couple.

## II.6.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons essayé de développer la commande vectorielle par orientation de flux rotorique qui a comme but de réaliser le découplage entre le flux et le couple.

Les résultats de simulation que nous avons présentés sont ceux de la commande vectorielle indirecte. Il est clair, d'après les résultats que le découplage est réalisé et l'utilisation du réglage à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonne performance.

L'élaboration de cette commande nécessite de connaître la vitesse et le flux. Donc, pour palier aux problèmes d'utilisation du capteur, nous présenterons des techniques d'estimation qui seront développées et appliquées dans le troisième chapitre.

## Chapitre III

### Commande vectorielle sans capteur mécanique

#### III.1 Introduction

Pour assurer le bon fonctionnement de la commande il faut se disposer d'une excellente information provenant de la machine à contrôler. Cette information peut exiger des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux captés. Dans ces conditions et dans le cas où certaines grandeurs internes de la machine ne sont ni accessibles ni mesurables directement ces capteurs doivent être supprimés. Pour remédier la technique d'automatique telle que les estimateurs et les observateurs des états (vitesse, flux) sont utilisés pour la reconstruction des variables dans les différentes structures de commande dites performantes [37].

Dans ce présent chapitre, deux techniques ont été développées afin d'estimer la vitesse de rotation de la machine asynchrone à savoir le filtre de Kalman et la technique MRAS.

#### III .2 Principe d'un observateur

L'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe [2, 38].

✓ **Observateurs déterministes :**

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur d'état, observateur de Kubota, observateur par mode glissant et observateur **MRAS** (model reference adaptive system) [37].

✓ **Observateurs stochastiques :**

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application [37].

A partir de ce schéma de principe des observateurs (figure (III .1)), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leur différence se situant uniquement dans la synthèse de la matrice de gain  $K$  [2].

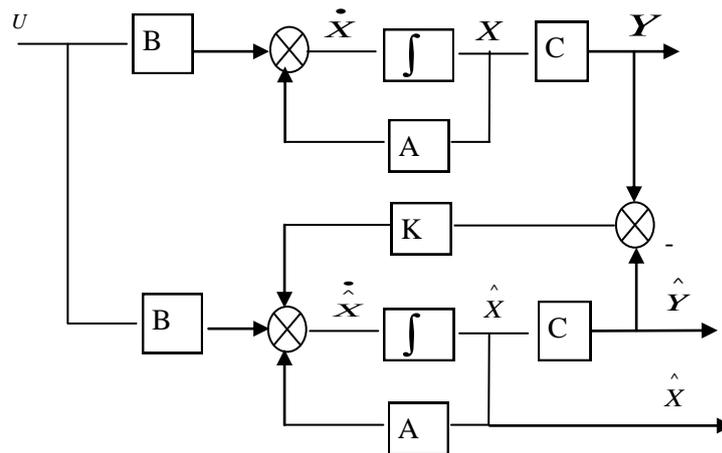


Figure (III.1) Principe de base d'un observateur

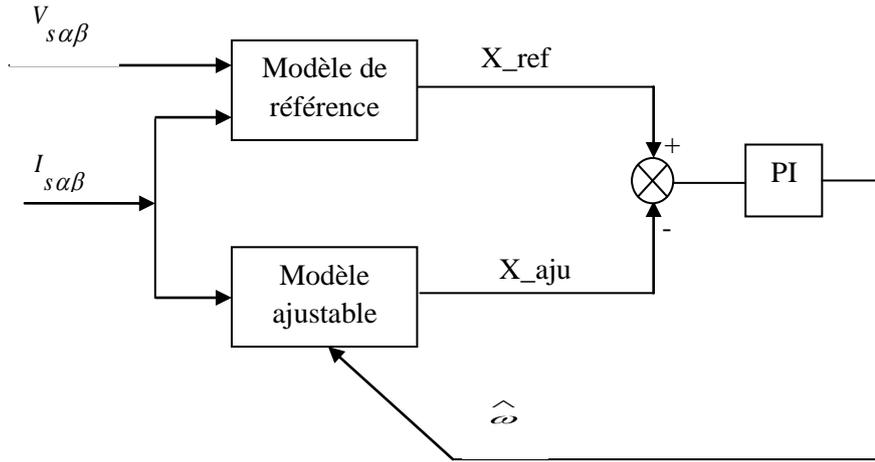
### III.3 Estimation de la vitesse par un système utilisant un modèle de référence (MRAS)

La suppression des capteurs de vitesse, est devenue une tâche inévitable dans les commandes à hautes performances, car non seulement les capteurs augmentent le coût et la complexité des machines, les mesures sont tachées par les bruits qui influent sur la robustesse des commandes, surtout en milieux hostiles.

La méthode basée sur le système adaptatif à modèle de référence abrégé *MRAS* de l'anglais (*Model Reference Adaptive System*) a été prouvée 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, stabilité, et moins d'efforts de calculs [35, 39, 40].

#### III.3.1 Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS)

La *MRAS* a été initialement introduite pour la machine asynchrone par *C. Schauder* en 1989 [41], la méthode est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant de l'information de la vitesse alors que le modèle adaptatif en dépend. Les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation (un régulateur *PI*) qui génère la vitesse, comme illustrer sur la figure(III.2) [35]



**Figure (III.2)** structure de base de la méthode MRAS

Plusieurs structures *MRAS* sont dénombrées selon le choix de la variable  $x$ , tel que le flux rotorique, la force contre électromotrice ou la puissance réactive [8].

### III.3.2 Modèles basés sur le flux rotorique

Cette méthode utilise, comme modèle de référence, le modèle en tension tandis que le modèle ajustable est celui du courant. Les équations de la machine asynchrone sont exprimées dans le repère stationnaire.

Le modèle de référence(en tension) est donné par :

$$\frac{d}{dt} \Phi_{\alpha r\_ref} = \frac{L_r}{L_m} \left( V_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s} - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{\alpha s} \right) \tag{II-1}$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{\beta r\_ref} = \frac{L_r}{L_m} \left( V_{\beta s} - R_s i_{\beta s} - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{\beta s} \right)$$

Le modèle adaptatif(en courant) est donné par :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha r\_aj} &= \frac{L_m}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \Phi_{\alpha r\_aj} - \omega \Phi_{\beta r\_aj} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{\beta r\_aj} &= \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \Phi_{\beta r\_aj} + \omega \Phi_{\alpha r\_aj} \end{aligned} \tag{II-2}$$

On suppose que la vitesse rotorique ( $\omega$ ) est constante, en la remplaçant par sa vitesse estimée ( $\hat{\omega}$ ), dans le modèle ajustable, on obtient : [37]

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{\alpha r\_aj} = \frac{L_m}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{\alpha r\_aj} - \hat{\omega} \hat{\Phi}_{\beta r\_aj}$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{\beta r_{-aj}} = \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{\beta r_{-aj}} + \hat{\omega} \hat{\Phi}_{\alpha r_{-aj}} \quad (\text{III-3})$$

L'erreur dynamique entre les deux modèles 1 et 2 est donnée par :

$$\begin{aligned} \frac{d \varepsilon_{\alpha}}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \varepsilon_{\alpha} - \omega \varepsilon_{\beta} - (\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_{\beta r_{-aj}} \\ \frac{d \varepsilon_{\beta}}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \varepsilon_{\beta} + \omega \varepsilon_{\alpha} + (\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_{\alpha r_{-aj}} \end{aligned} \quad (\text{III-4})$$

Avec :  $\varepsilon_{\alpha} = \Phi_{\alpha r_{-aj}} - \hat{\Phi}_{\alpha r_{-aj}}$  ;  $\varepsilon_{\beta} = \Phi_{\beta r_{-aj}} - \hat{\Phi}_{\beta r_{-aj}}$  ;  $\varepsilon_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha} \\ \varepsilon_{\beta} \end{bmatrix}$

Le système (III-4) peut être écrit comme suit :

$$\frac{d \varepsilon_{\alpha\beta}}{dt} = A_{\omega} \cdot \varepsilon_{\alpha\beta} - C_{\omega} \quad (\text{III-5})$$

Avec :

$$A_{\omega} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} ; \quad C_{\omega} = \begin{bmatrix} 0 & (\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_{\beta r_{-aj}} \\ -(\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_{\alpha r_{-aj}} & 0 \end{bmatrix}$$

En appliquant le critère de Popov de l'hyperstabilité, la loi d'adaptation proposée par [37, 42] est :

$$\hat{\omega} = f_2(\varepsilon) + \int_0^t f_1(\varepsilon) d\tau \quad (\text{III-6})$$

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

$$\int_0^{t_1} \varepsilon^T C_{\omega} dt \geq -\gamma_0^2 ; \quad \forall t_1 \geq 0 \quad (\text{III-7})$$

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

$$\int_0^{t_1} \left[ \varepsilon_{\alpha} \cdot \hat{\Phi}_{\beta r_{-aj}} - \varepsilon_{\beta} \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r_{-aj}} \right] \cdot \left[ \omega - f_2(\varepsilon) + \int_0^t f_1(\varepsilon) d\tau \right] dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\text{III-8})$$

Pour résoudre cette équation on peut utiliser la relation suivante [17, 37] :

$$\int_0^t K \left( \frac{d}{dt} f(t) \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} K_m f(0)^2 \quad (\text{III-9})$$

$K_m > 0$  ;  $f(0)$ : représente la condition initiale.

En utilisant cette équation on peut montrer que l'inégalité de popov est satisfaite par les fonctions suivantes :

$$f_1 = K_i \left( \varepsilon \beta \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r_{aj}} - \varepsilon \alpha \cdot \hat{\Phi}_{\beta r_{aj}} \right) = K_i \left( \Phi_{\beta r_{aj}} \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r_{aj}} - \Phi_{\alpha r_{aj}} \cdot \hat{\Phi}_{\beta r_{aj}} \right) \quad \text{(III-10)}$$

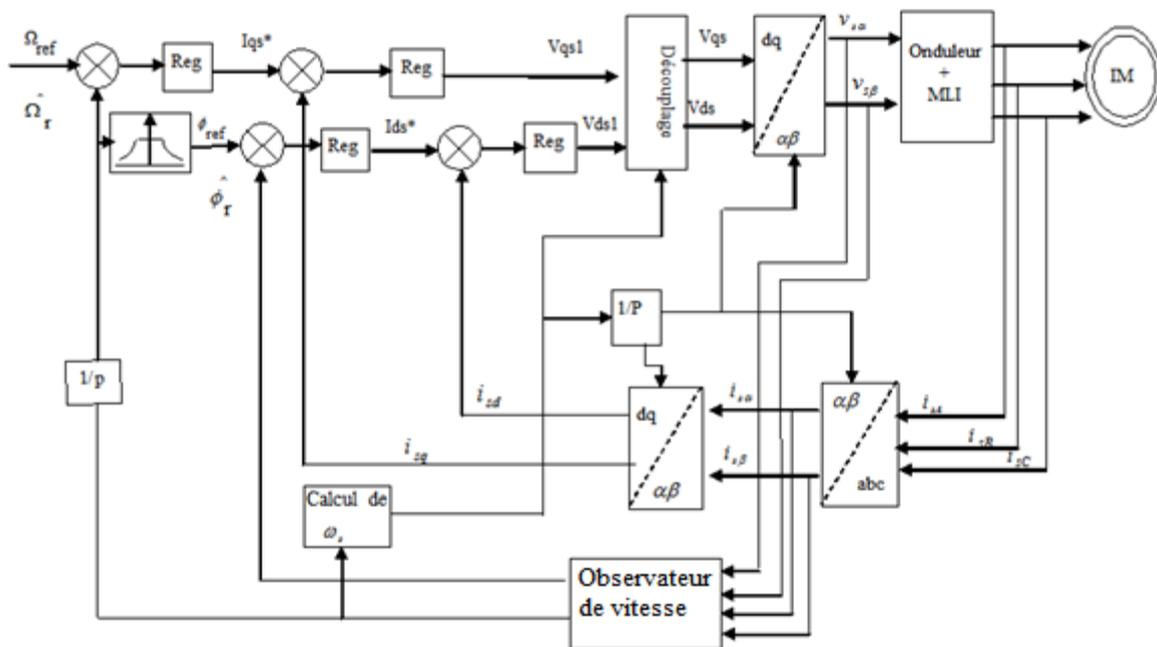
$$f_2 = K_p \left( \varepsilon \beta \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r_{aj}} - \varepsilon \alpha \cdot \hat{\Phi}_{\beta r_{aj}} \right) = K_p \left( \Phi_{\beta r_{aj}} \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r_{aj}} - \Phi_{\alpha r_{aj}} \cdot \hat{\Phi}_{\beta r_{aj}} \right) \quad \text{(III-11)}$$

Finalement la vitesse estimée  $\hat{\omega}$  est donc donnée par :

$$\hat{\omega} = K_p \left( \Phi_{\beta r_{ref}} \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r_{aj}} - \Phi_{\alpha r_{ref}} \cdot \hat{\Phi}_{\beta r_{aj}} \right) + K_i \int_0^t \left( \Phi_{\beta r_{ref}} \cdot \hat{\Phi}_{\alpha r_{aj}} - \Phi_{\alpha r_{ref}} \cdot \hat{\Phi}_{\beta r_{aj}} \right) dt$$

Où  $K_p$  et  $K_i$  sont des constantes positives. [37]

✓ Schéma globale de la commande *IRFOC* sans capteurs :

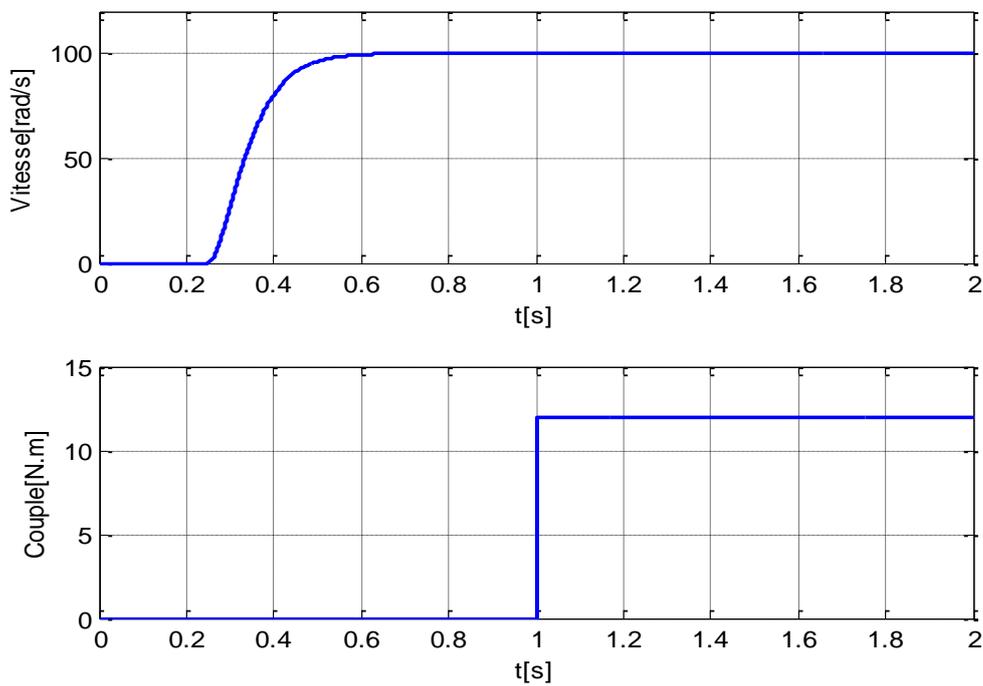


**Figure (III.3)** Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) Sans capteur de vitesse

Le schéma global de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté sans capteurs mécaniques est représenté sur la figure (III.3)

La figure (III.4) représente les profils de références de la vitesse et de couple.

Après 1s du démarrage à vide du moteur à 100rad/s, une charge de 12Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation.



Figure(III.4) profil de références vitesse-couple.

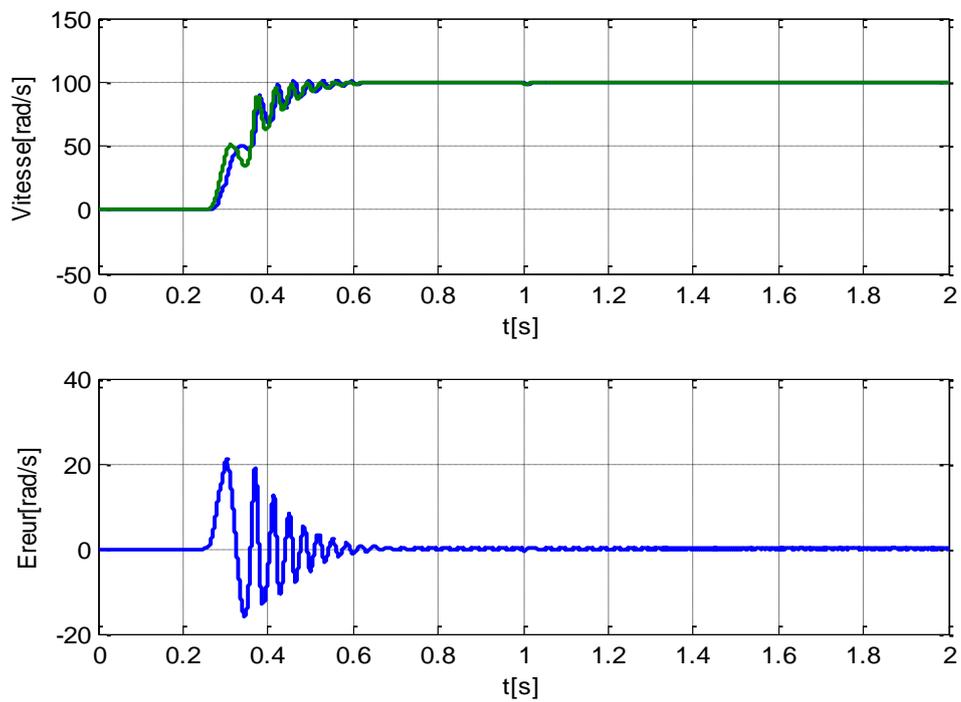
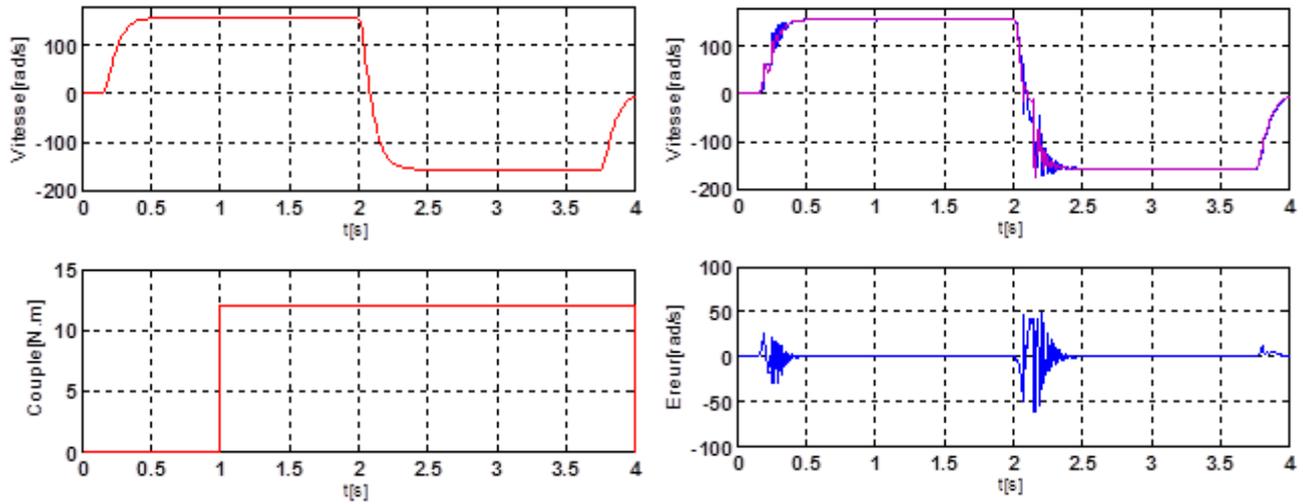
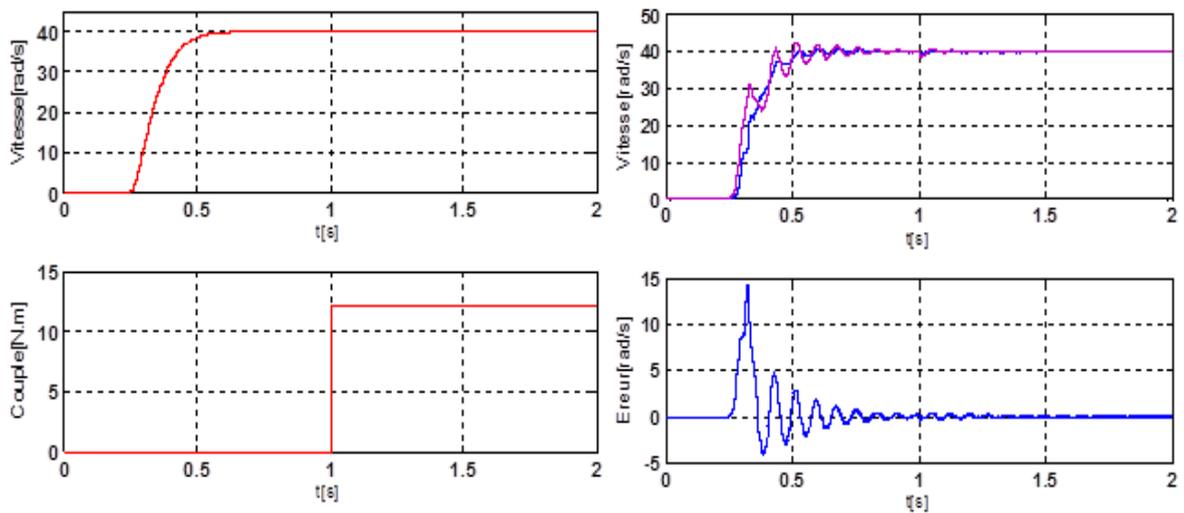


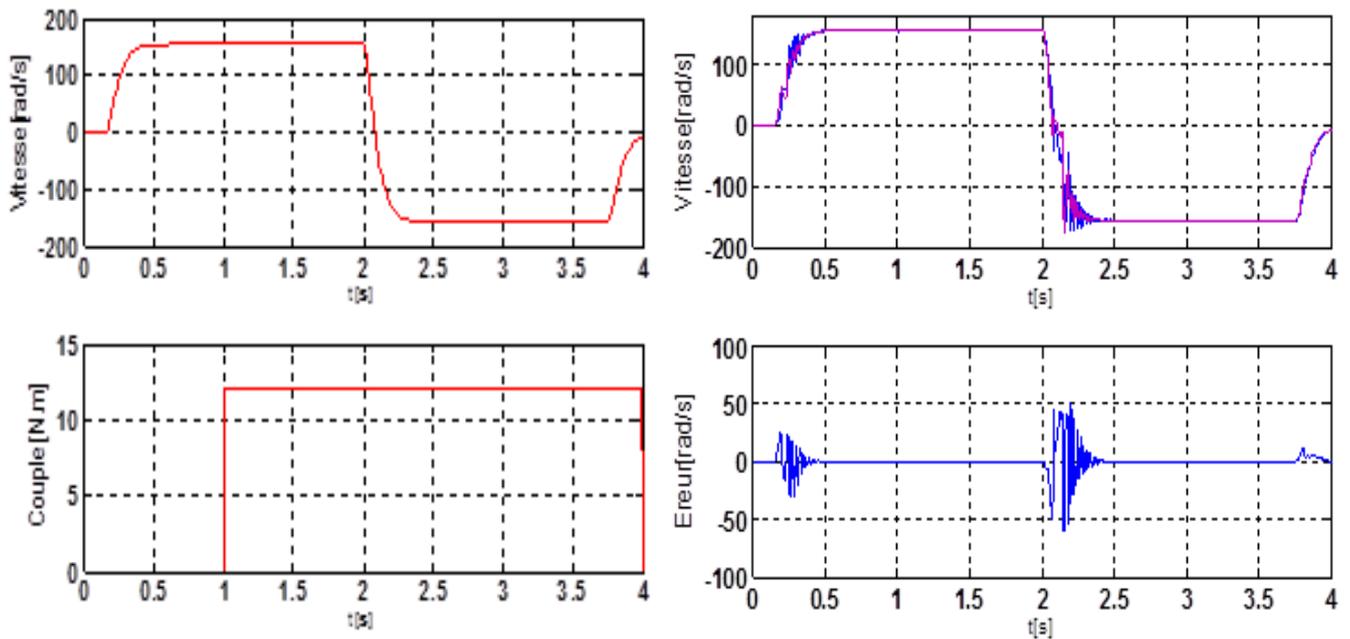
Figure (III.5-a) Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS dans le cas où la référence est 100rad/s.



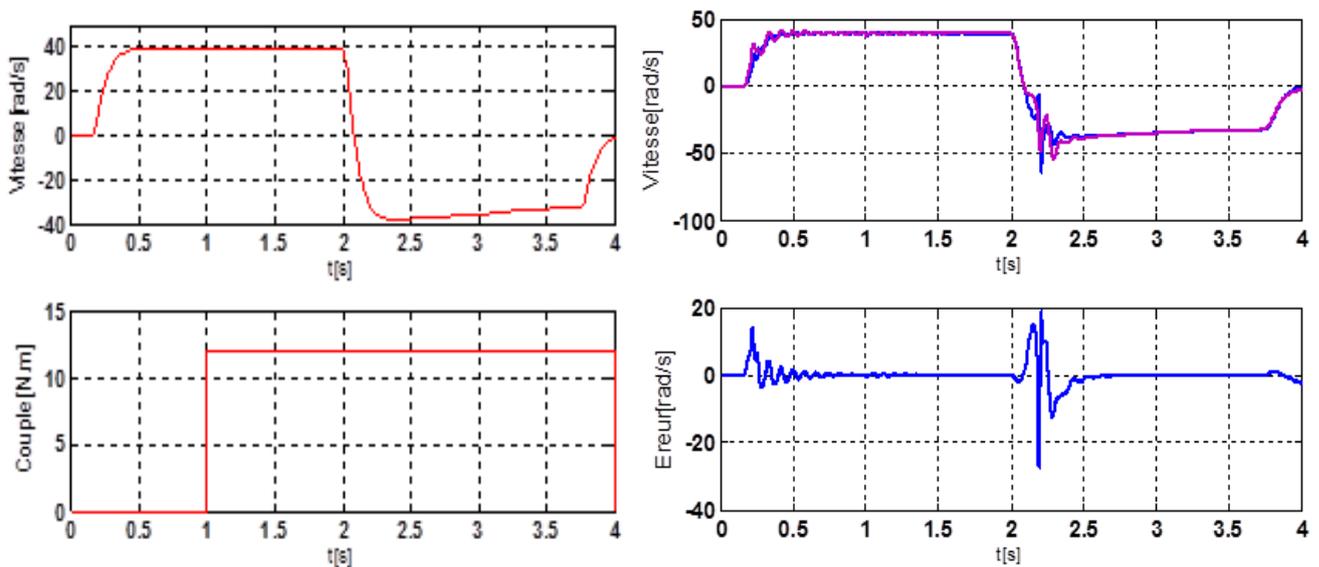
**Figure (III.5-b)** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS dans le cas de la vitesse nominale.



**Figure (III.5-c)** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS en basse vitesse.



**Figure (III.5-d)** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS dans le cas où on injecte un bruit de mesure.



**Figure (III.5-e)** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS dans le cas où on injecte un bruit de mesure (basse vitesse).

Les figures (III.5) illustrent les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS .D'après ces résultats on remarque que la vitesse estimée par MRAS suit la référence et converge vers la vitesse réelle du moteur avec une erreur statique faible et non nulle. On remarque aussi, que dans le régime transitoire il ya une erreur et cette dernière est importante dans le cas où on inverse le sens de rotation et aussi dans le cas des basses vitesses, et d'après les figures (III.5-d) et figures (III.5-e), cas où on introduit

un bruit de mesure, on remarque la sensibilité de cette méthode vis-à-vis les bruits, d'où la limite de cette méthode.

### III.4 Filtre de Kalman (FK)

De plus en plus utilisée dans les applications industrielles, la machine asynchrone est plus difficile à contrôler que la machine à courant continu et ce pour deux raisons. La première est que le modèle de la machine asynchrone est non linéaire, la seconde est que certaines grandeurs physiques sont difficilement mesurables (à moindre coût). Ces grandeurs de commande non accessibles sont le plus souvent estimées à partir d'un modèle d'état du système. L'adoption d'une approche déterministe, pour l'estimation d'état d'un système, suppose une connaissance exacte des paramètres du modèle du système considéré. De plus, ce type d'approche néglige les notions de fluctuations paramétriques et de fluctuations aléatoires de certaines grandeurs. Lorsque les bruits sont faibles, une approche déterministe peut s'avérer suffisante alors que l'obtention de performances optimisées peut être obtenue via l'utilisation des méthodes stochastiques.

Dans le cadre stochastique, le terme de filtre est préféré à celui d'observateur d'état plus communément utilisé dans le cadre de l'estimation déterministe bien que les structures soient totalement identiques [43]. Le filtre le plus connu est celui de Kalman.

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement des données qui génère, à partir d'un ensemble de mesures bruitées, l'estimation des variables d'états d'un système dynamique [37].

Le filtre de Kalman présuppose la présence de bruits sur l'état et sur la sortie. La présence naturelle de bruits lorsqu'une machine asynchrone est pilotée par un onduleur représente un argument pour ce choix [2].

#### III.4.1 Dérivation du FK

Le modèle d'état de la MAS élaboré dans le premier chapitre est l'exemple d'un système déterministe. Dans ce dernier le système est supposé parfait ainsi que les capteurs. En réalité, il ya des incertitudes liées au système de contrôle. la première est que le modèle mathématique n'est pas précis car on utilise un nombre fini d'état. La seconde est que le système peut être soumis à des perturbations (bruits). la troisième est que les capteurs utilisés peuvent représenter certaines limitations d'où leurs imprécisions.

Les perturbations et les limitations des capteurs sont représentées comme bruits d'état et de mesure [44].

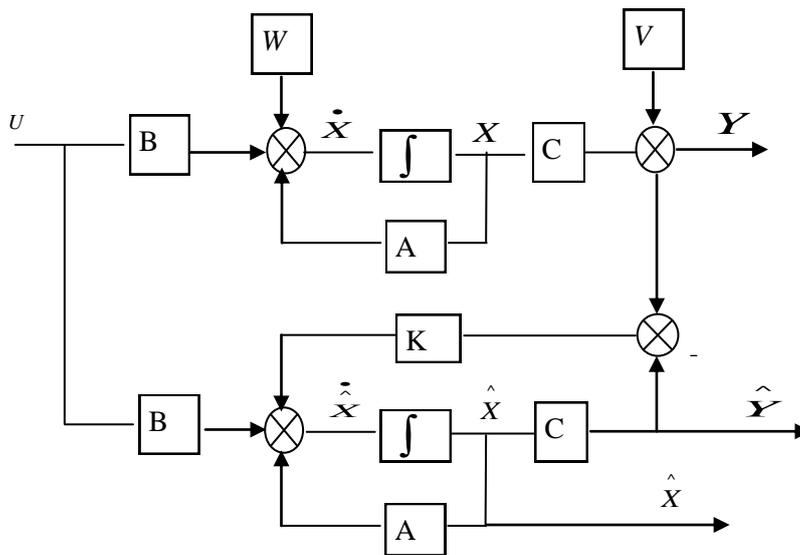
D'où le modèle stochastique (incluant les bruits) :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) + W(t) \\ Y(t) = CX(t) + V(t) \end{cases} \quad \text{(III-12)}$$

Avec ;

- $W(k)$  : vecteur de bruit d'état ;
- $V(k)$  : vecteur de bruit de mesure.

La figure ci-dessous représente le modèle stochastique de la MAS :



**Figure (III.6)** représentation du modèle d'état stochastique

Le principe de base du filtre de *Kalman* est la minimisation, de la variance de l'erreur de mesure d'estimation basée sur l'état [8].

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 (III-13) le modèle discret du système à observer est défini [45] 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  $W(k)$  et de mesure  $V(k)$  : [43]

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) + W(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) + V(k) \end{cases} \quad \text{(III-13)}$$

Les bruits d'état et de mesure sont ici supposés centrés, blancs, indépendants et de matrices de variance-covariance  $Q$  et  $R$ , et ayant les propriétés statistiques suivantes:

- Leur valeur moyenne est nulle [46]

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

$$E[W(k)] = 0 \tag{III-14}$$

- Leurs auto-corrélations s'expriment par :

$$\begin{cases} cov(V) = E\{V(k)V(k-t)^T\} = Q \\ cov(W) = E\{W(k)W(k-t)^T\} = R \end{cases} \tag{III-15}$$

Les matrices  $Q$  et  $R$  définies non négatives sont symétriques.

- Il se caractérise par l'absence de corrélation entre  $w$  et  $v$  :

$$E\{V(k)W(k-t)^T\} = 0 \tag{III-16}$$

- Et entre le bruit et l'état initial :

$$E\{VX_0^T\} = E\{WX_0^T\} = 0 \tag{III-17}$$

Le filtre de Kalman se réalise en deux étapes, phase de prédiction et phase de correction.

La figure (III.7) suivante illustre les étapes du filtre de Kalman :

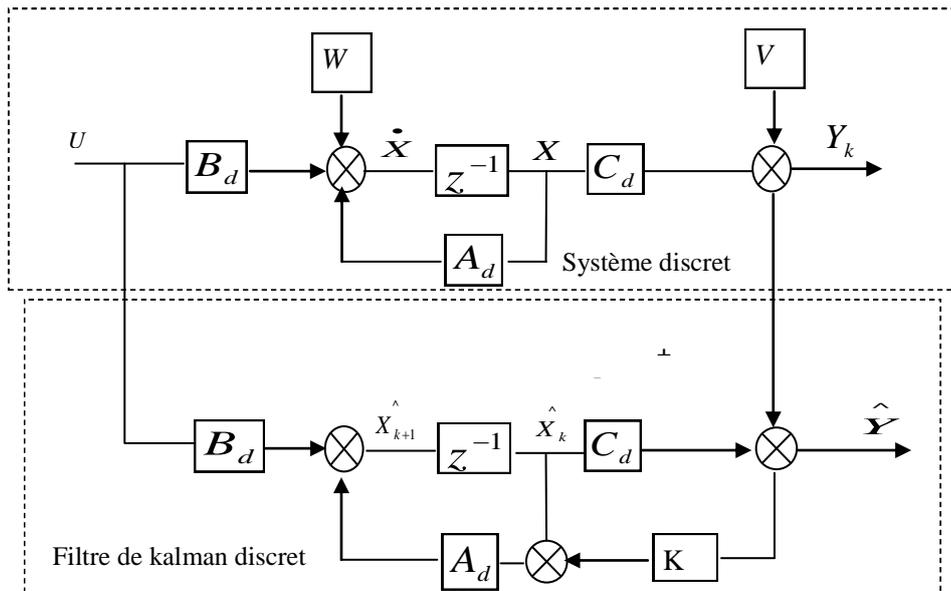


Figure (III.7) Le schéma bloc du système discret et le FK

▪ Phase de prédiction :

La prédiction des états  $X(k+1)$  est basée sur la connaissance de l'état précédent du système et le vecteur d'entrée; [46]

$$\hat{X}(k+1/k) = A_d(k)X(k/k) + B_d(k)U(k/k) \tag{III-18}$$

Grâce à  $\hat{X}(k+1/k)$  on peut déduire  $\hat{Y}(k+1/k)$

$$\hat{Y}(k+1/k) = C_d \hat{X}(k+1/k) \tag{III-19}$$

D'où la covariance de l'erreur de prédiction :

$$P(k+1/k) = A_d(k)P(k/k)A_d^T(k) + Q \quad (\text{III-20})$$

On constate de ces équations l'utilité et la nécessité d'initialiser le vecteur d'état ainsi que les matrices de covariance. Une mauvaise initiation signifie que notre système aura besoin plus d'itérations pour converger.

▪ **Phase de correction :**

Notre objectif est d'avoir une estimation récursive du vecteur d'état qui, à partir de l'estimation  $\hat{Y}(k+1/k)$  nous fournit, si une mesure est disponible à l'instant  $k+1$  notée  $Y(k+1)$ , une nouvelle estimation, compte tenu de cette dernière mesure. Il s'agit donc d'améliorer l'estimation de l'état en tenant compte de l'écart  $Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k)$  par l'intermédiaire d'un gain  $K$ , l'objet de la phase de correction [37].

Au cours de cette phase, on améliore la connaissance de  $X(k+1)$  et  $P(k+1)$  et en remplaçant  $\hat{Y}(k+1/k)$  par  $\hat{Y}(k+1/k+1)$  et  $P(k+1/k)$  par  $P(k+1/k+1)$  pour tenir compte de la nouvelle mesure à l'instant  $k+1$ . Pour cela, on introduit un terme de correction sur la prédiction suivant l'équation récursive [37]

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K(k+1) \left[ Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k) \right] \quad (\text{III-21})$$

Le gain de Kalman est donné par :

$$K(k+1) = P(k+1/k)C_d^T \left[ C_d P(k+1/k)C_d^T + R \right]^{-1} \quad (\text{III-22})$$

On actualise alors l'estimé de la covariance :

$$P(k+1/k+1) = \{I - K(k+1)C_d\} P(k+1/k) \quad (\text{III-23})$$

### III.4.2 Moyens de réglage du filtre de Kalman

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. Pour définir ces matrices, deux approches sont possibles:

a) La première approche consiste à analyser les erreurs de modélisation et de mesure. Elle est donc délicate à mettre en œuvre et suppose que ces erreurs puissent être représentées par des bruits blancs, centrés et décorrélés des états estimés, hypothèse rarement vérifiée. Une évaluation adéquate de ces erreurs permet un réglage quasi optimal du filtre et fournit aussi

une évaluation des variances des états estimées. Elle nous renseigne sur la qualité de l'estimateur par une évaluation de la précision des estimations.

b) A l'inverse, la seconde approche consiste à choisir  $Q$  et  $R$  pour régler la dynamique de convergence des estimations. La plupart du temps, cela est fait de manière empirique (par essais successifs). Une approche équivalente repose sur l'automatisation du réglage de  $Q$  et  $R$  par la minimisation d'un critère déterministe. [47, 43]

### III.4.3 Choix des matrices de covariance $Q$ et $R$

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leurs buts sont de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière.

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

La matrice  $R$  règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de  $R$  [2].

### III.4.4 Modèle discret de la MAS

Le repère statorique est le plus adéquat pour l'observation. La modélisation de la machine asynchrone dans un repère lié au flux rotorique est mieux appropriée en vue de la commande vectorielle ou de la commande par flux orienté [43].

Le modèle discret de la MAS se déduit du modèle continu. Le choix de la méthode et le pas de discrétisation sont le résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul [3, 48].

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

$$\dot{X}(t) = \left\{ \left[ X(k+1)T_e \right] - X(kT_e) \right\} / T_e \quad (\text{III-24})$$

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 FK en temps réel. [3]

En supposant que l'entrée de commande  $U(kT_e)$  est constante entre le instants d'échantillonnage actuel  $[kT_e]$  et précédent  $[(k-1)T_e]$ , donc le modèle d'état discret est exprimé par [1, 3, 49] :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) \end{cases} \quad (\text{III-25})$$

$$\begin{cases} X[(k+1)T_e] = X[kT_e] + T_e g \{ X[kT_e], U(kT_e), kT_e \} \\ Y[kT_e] = CX[kT_e] \end{cases} \quad (\text{III-26})$$

D'où on peut écrire ;

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

où ;  $X(k)$  est le vecteur d'état des variables discrètes de dimension  $n$ ,  $A_d$ ,  $B_d$  et  $C_d$  sont respectivement les matrices de transition d'état entre  $kT_e$  et  $(k+1)T_e$ .

Elles sont déterminées à partir de leurs variables homologues continues de la manière suivante

$$A_d = e^{\int_{kT_e}^{(k+1)T_e} A(\tau) d\tau} \quad (\text{III-28})$$

$$B_d = \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} A(t, \tau) B u(\tau) d\tau \quad (\text{III-29})$$

$$C_d = C$$

Le calcul des deux intégrales d'après l'équation (III-29) et (III-28) est fastidieux ce qui fait que des simplifications doivent être introduites. 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 : [46]

$$A_d \cong I + T_e A \quad (\text{III-30})$$

$$B_d \cong B T_e$$

Le modèle discret du moteur devient :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k+1) \\ i_{\beta s}(k+1) \\ \phi_{\alpha r}(k+1) \\ \phi_{\beta r}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-T_e \gamma & 0 & T_e \frac{K}{T_r} & p.T_e K \Omega \\ 0 & 1-T_e \gamma & -p.T_e K \Omega & T_e \frac{K}{T_r} \\ T_e \frac{L_m}{T_r} & 0 & 1-T_e \frac{1}{T_r} & -p T_e \Omega \\ 0 & T_e \frac{L_m}{T_r} & p T_e \Omega & 1-T_e \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k) \\ i_{\beta s}(k) \\ \phi_{\alpha r}(k) \\ \phi_{\beta r}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s}(k) \\ V_{\beta s}(k) \end{bmatrix} \quad (\text{III-31})$$

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

### III.4.5 Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman étendu **FKE** est l'un des observateurs les plus populaires et largement étudiés dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires en se basant sur la présence des bruits. Ce filtre étendu consiste à utiliser les équations du filtre de Kalman standard au modèle non linéaire [50, 51, 52, 53].

Il permet notamment d'ajouter au vecteur d'état une autre variable que l'on désire estimer, il faut alors effectuer une linéarisation du système à chaque pas autour du point de fonctionnement défini au pas précédent [7, 8, 54] ;

Le modèle stochastique discret de la MAS est donné par :

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

Qui peut être écrit sous forme :

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] + W(k) \\ Y(k+1) = h[X(k), U(k), k] + V(k) \end{cases} \quad (\text{III-34})$$

Avec ;

X: vecteur d'état à estimer ;

U: vecteur d'entrée.

Les bruits d'état  $W(k)$  et de mesure  $V(k)$  sont ici supposés centrés, blancs, indépendants et de matrices de covariance  $Q, R$  définis par :

$$\begin{aligned} E[V(k)] &= 0 \\ E[W(k)] &= 0 \end{aligned} \tag{III-35}$$

$$\begin{cases} cov(V) = E\{V(k)V(k-1)^T\} = Q \\ cov(W) = E\{W(k)W(k-1)^T\} = R \end{cases} \tag{III-36}$$

$Q$  : matrice de covariance des états ;  
 $R$  : matrice de covariance des mesures.

On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme du filtre de Kalman étendu: [2, 48]

**1. Phase de prédiction**

- Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}(k+1/k) = f[\hat{X}(k/k), U(k), k] \tag{III-37}$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant  $k+1$ .

On cherche alors à déterminer sa variance : [55]

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

Prédiction de la matrice de covariance

$$P(k+1/k) = F(k)P(k/k)F^T(k) + Q \tag{III-38}$$

Avec ;

$$F(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k/k)} \tag{III-39}$$

**2. Phase de correction**

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 du filtre  $K(k+1)$ . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes : [55]

- Calcul du gain de kalman

$$K(k+1) = P(k+1/k)H^T [HP(k+1/k)H^T + R]^{-1} \tag{III-40}$$

Avec :

$$H(k) = \frac{\partial h}{\partial X} \Big|_{x=\hat{X}(k/k)} \quad (\text{III-41})$$

- Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K(k+1) \left[ Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k) \right] \quad (\text{III-42})$$

- Estimation de la matrice de covariance

$$P(k+1/k+1) = \{I - K(k+1)H\} P(k+1/k) \quad (\text{III-43})$$

### III.4.6. Application de FKE à l'estimation de la vitesse de rotation de la MAS

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

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

Le modèle dynamique de la machine asynchrone se présentera comme suit : [8]

$$\left[ \dot{X}(t) \right] = f(X, U)$$

Avec ;

$$f(X, U) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + \frac{K}{T_r} x_3 + pK x_5 x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ -\gamma x_2 - pK x_5 x_3 + \frac{K}{T_r} x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_5 x_4 \\ \frac{L_m}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_5 x_3 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \gamma = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

Les tensions aux stators et les états sont :

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

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \varphi_{\alpha r} \quad \varphi_{\beta r} \quad \Omega]^T$$

Le modèle discret du moteur en forme étendu devient :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k+1) \\ i_{\beta s}(k+1) \\ \phi_{\alpha r}(k+1) \\ \phi_{\beta r}(k+1) \\ \Omega(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-T_e\gamma & 0 & T_e\frac{K}{T_r} & p.T_e K\Omega & p.T_e K\phi_{r\beta} \\ 0 & 1-T_e\gamma & -p.T_e K\Omega & T_e\frac{K}{T_r} & -p.T_e K\phi_{r\alpha} \\ T_e\frac{Lm}{T_r} & 0 & 1-T_e\frac{1}{T_r} & -pT_e\Omega & -p.T_e\phi_{r\beta} \\ 0 & T_e\frac{Lm}{T_r} & pT_e\Omega & 1-T_e\frac{1}{T_r} & p.T_e K\phi_{r\alpha} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k) \\ i_{\beta s}(k) \\ \phi_{\alpha r}(k) \\ \phi_{\beta r}(k) \\ \Omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s}(k) \\ V_{\beta s}(k) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k+1) \\ i_{\beta s}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k) & i_{\beta s}(k) & \phi_{\alpha r}(k) & \phi_{\beta r}(k) & \Omega(k) \end{bmatrix}^T$$

Telle que :

$$A_d = \begin{bmatrix} 1-T_e\gamma & 0 & T_e\frac{K}{T_r} & p.T_e K\Omega & p.T_e K\phi_{r\beta} \\ 0 & 1-T_e\gamma & -p.T_e K\Omega & T_e\frac{K}{T_r} & -p.T_e K\phi_{r\alpha} \\ T_e\frac{Lm}{T_r} & 0 & 1-T_e\frac{1}{T_r} & -pT_e\Omega & -p.T_e\phi_{r\beta} \\ 0 & T_e\frac{Lm}{T_r} & pT_e\Omega & 1-T_e\frac{1}{T_r} & p.T_e K\phi_{r\alpha} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; B_d = \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les matrices de linéarisation  $F(k)$  et  $H(k)$ , données par l'expression (III-39) et (III-41) sont :

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1-T_e\gamma & 0 & T_e\frac{K}{T_r} & p.T_e K\Omega & p.T_e K\phi_{r\beta} \\ 0 & 1-T_e\gamma & -p.T_e K\Omega & T_e\frac{K}{T_r} & -p.T_e K\phi_{r\alpha} \\ T_e\frac{Lm}{T_r} & 0 & 1-T_e\frac{1}{T_r} & -pT_e\Omega & -p.T_e\phi_{r\beta} \\ 0 & T_e\frac{Lm}{T_r} & pT_e\Omega & 1-T_e\frac{1}{T_r} & p.T_e K\phi_{r\alpha} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice de covariance d'état  $Q$  est donnée par :

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{55} \end{bmatrix}$$

La matrice de covariance de mesure  $R$  est :

La matrice de covariance de mesure  $R$  est :

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & 0 \\ 0 & R_{22} \end{bmatrix}$$

La matrice initiale de la covariance d'erreur  $P(0)$  est donnée par :

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & P_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & P_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & P_{55} \end{bmatrix}$$

Les éléments de la diagonale des matrices ci-dessus correspondent à  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$  et  $\Omega$  respectivement.

La figure(III.8) illustre l'algorithme du **FKE** :

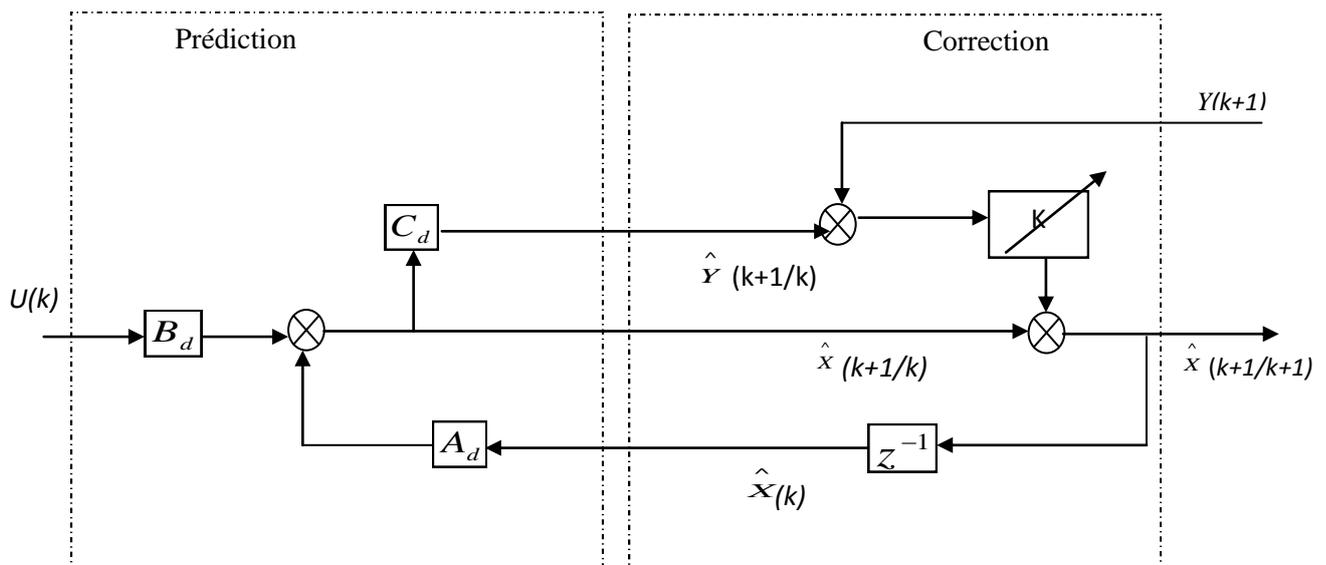


Figure (III.8) Représentation de l'algorithme du filtre de kalman

### III.4.7 Simulation du FKE en utilisant un réseau (source) triphasé

La figure (III.9) représente le schéma de simulation de la MAS et le **FKE**. Ce dernier est programmé dans une s-fonction utilisant, comme entrées, les courants provenant de la MAS et les mêmes tensions appliquées à cette dernière.



La matrice de covariance  $Q$ , joue un rôle très important dans le comportement de l'algorithme.  $Q_{55}$ , en particulier, contrôle directement la vitesse estimée dans l'algorithme du **FKE**.

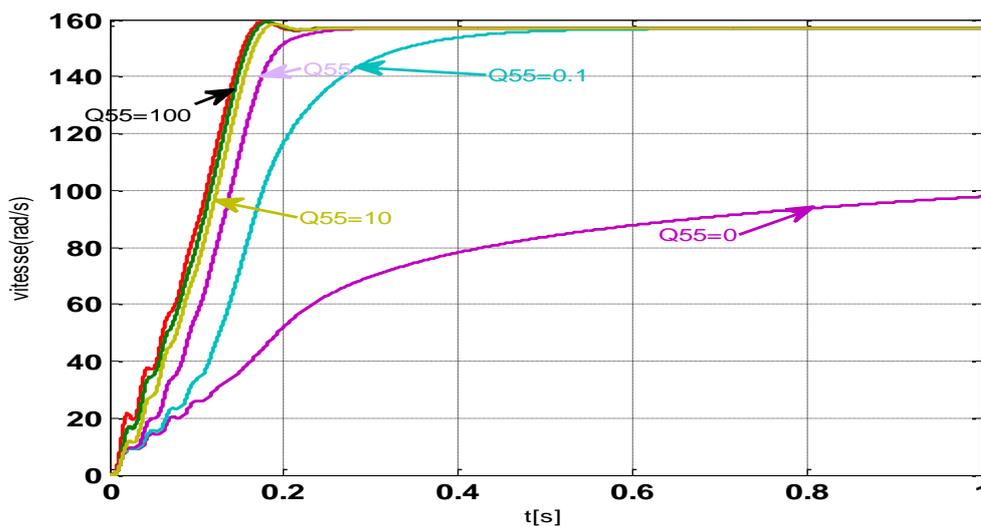
Pour voir l'effet de l'élément  $Q_{55}$ , la matrice de covariance d'état  $Q$  est supposée être  $Q = \text{diag}[\alpha \ \alpha \ \alpha \ \alpha \ \beta]$  c-à-d on aura  $Q_{55}$  différent des autres éléments.

$$\text{Soit } Q = \text{diag} [0.001 \ 0.001 \ 0.001 \ 0.001 \ 0.1]$$

$$R = 2 \cdot 10^2 I_2$$

La figure (III.11) montre l'influence de la variation de  $Q_{55}$  dans **FKE** ;

Lors de la simulation on a supposé, d'abord, que  $\beta=0.1$  puis on le varie jusqu'à ce que la vitesse estimée par le filtre de Kalman converge à celle du moteur. On constate que plus  $\beta$  est grand plus les performances sont améliorées.



**Figure (III.11)** effet de la variation de  $Q_{55}$

Les résultats suivants sont obtenus en ayant :

$$Q = \text{diag} [0.001 \ 0.001 \ 0.001 \ 0.001 \ 0.001]$$

$$R = 2 \cdot 10^2 I_2, \quad P(0) = \text{diag} [10 \ 10 \ 10 \ 10 \ 2 \cdot \pi \cdot 10^5]$$

$$x(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

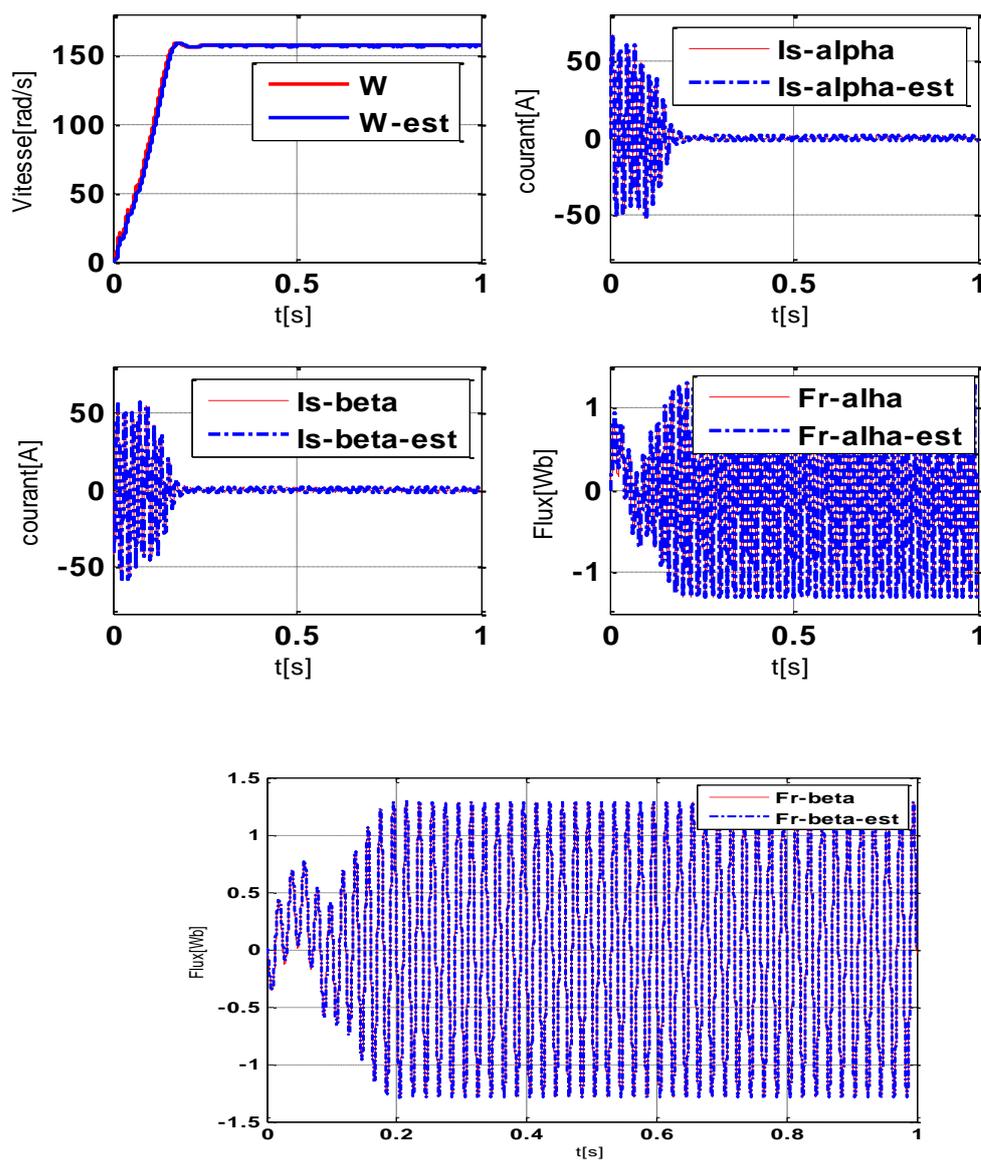
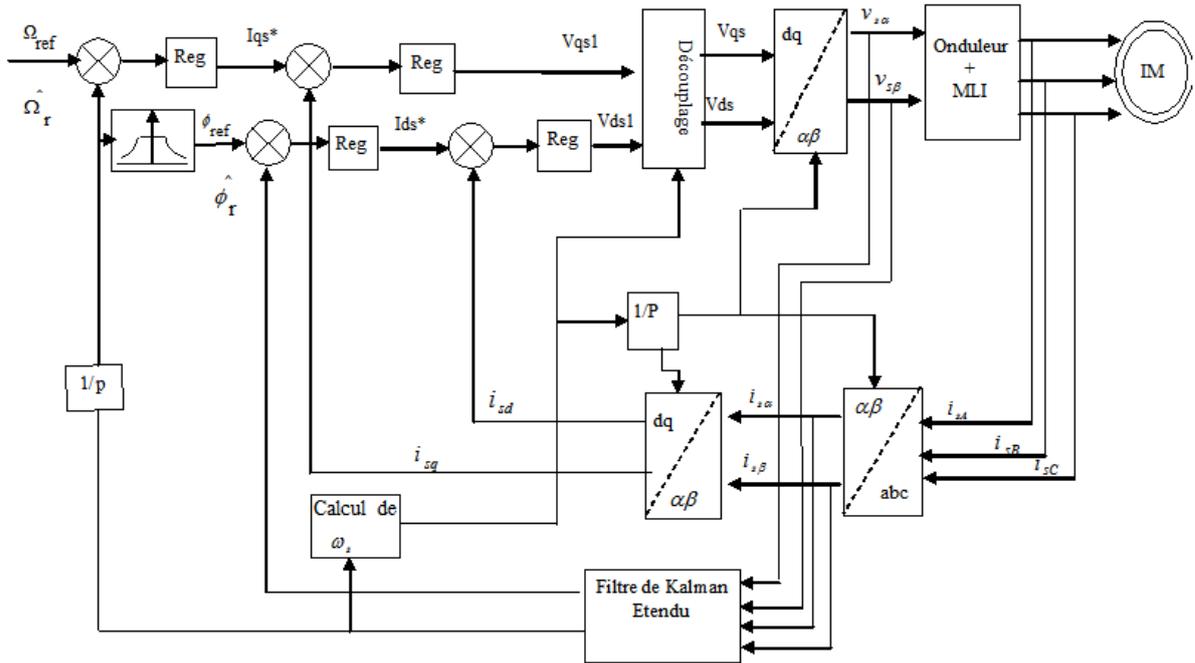


Figure (III.12) résultats de simulation du filtre de kalman dans le cas où la machine est alimentée par une source triphasée

### III.4.8 Simulation du FKE avec la commande

- Schéma de simulation global :



**Figure (III.13)** schéma de simulation globale de la CVI de la MAS utilisant un FKE

Le **FKE** présente un algorithme très complexe. Il est très difficile d'implanter toutes ses opérations en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implanté comme une *s-function* [8, 52] et inséré dans le schéma de simulation global du système d'entraînement de la MAS commandée par **CVI** comme indiqué sur la **figure (III.13)**.

**III.4.8.1 Simulation de la commande vectorielle avec capteur**

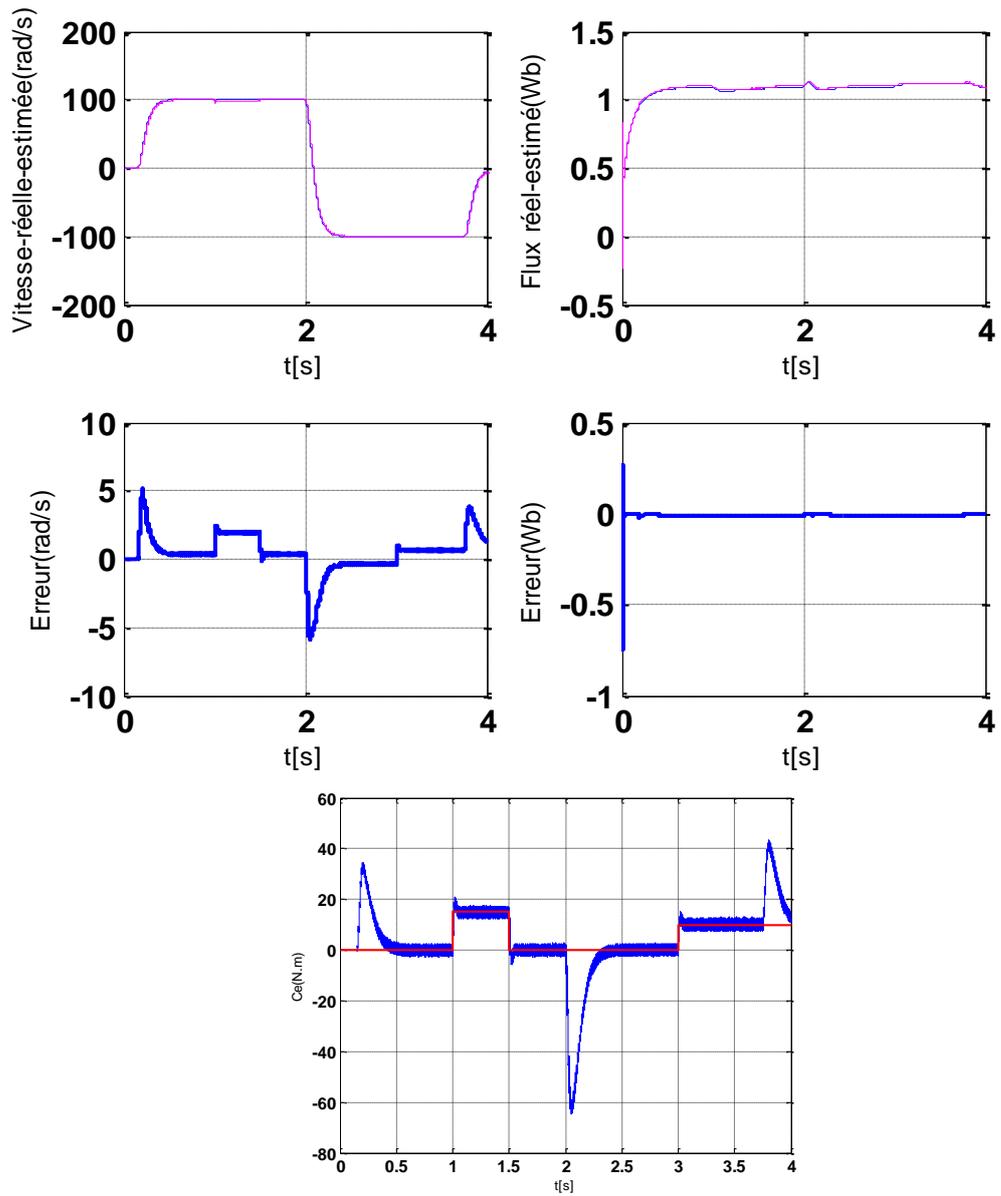
Avant de simuler la commande sans capteur, on procède d'abord à la simulation de l'estimateur de Kalman en suivant son comportement dans le cas d'un démarrage à vide avec introduction du couple, suivie d'une inversion du sens de rotation.

Les résultats de simulation illustrés dans les figures suivantes, sont obtenus pour ces valeurs suivantes :

$$R = 10^3 I_2$$

$$P(0) = \text{diag} [10 \ 10 \ 10 \ 10 \ 2 \cdot \pi \cdot 10^5]$$

$$x(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$



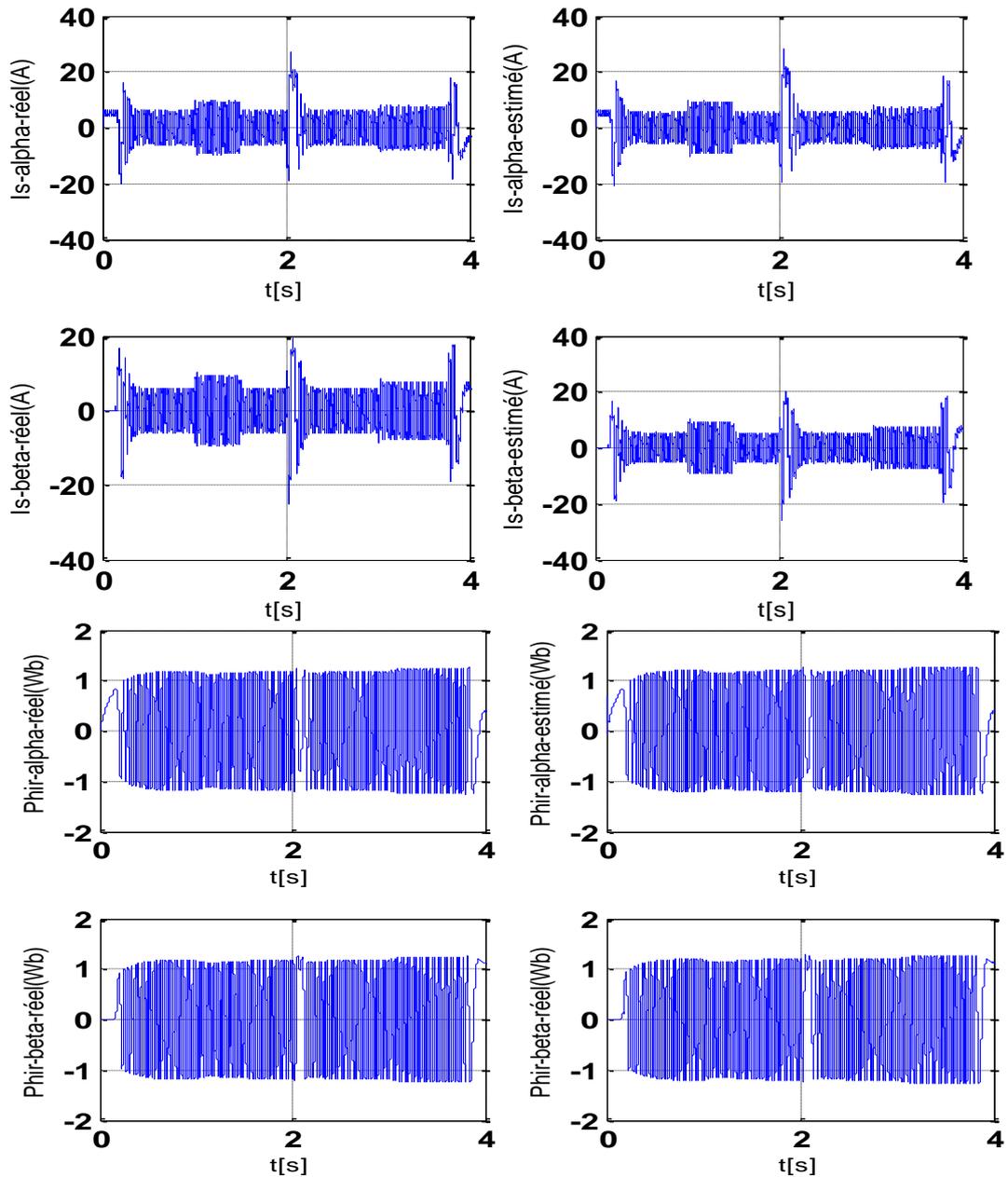


Figure (III.14) Résultats de simulation de la commande vectorielle avec capteur

#### III.4.8.2 Simulation de la commande vectorielle sans capteur

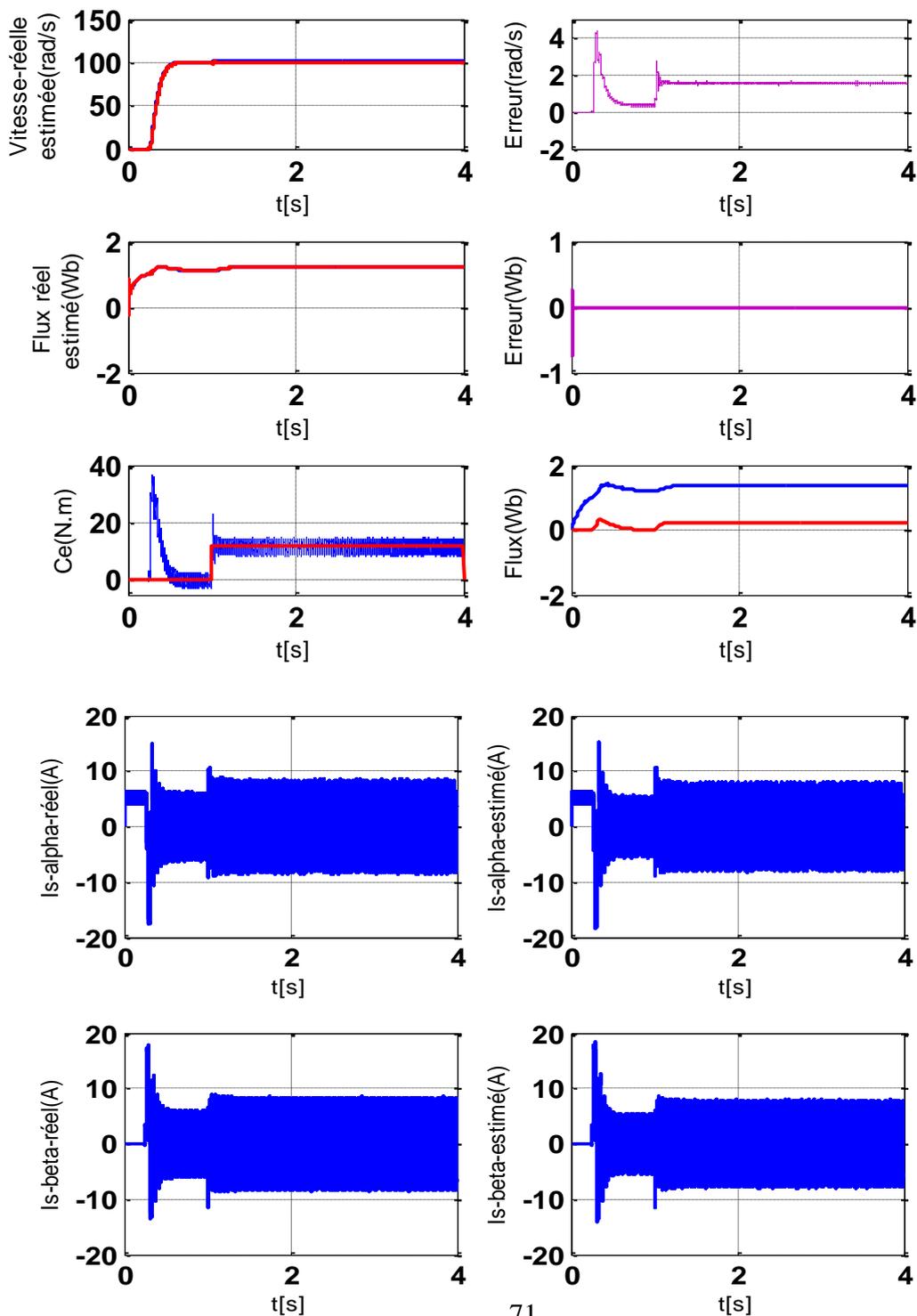
Afin de tester le comportement de la commande vectorielle sans capteur de vitesse munie d'un filtre de *Kalman*, on procède aux tests suivants :

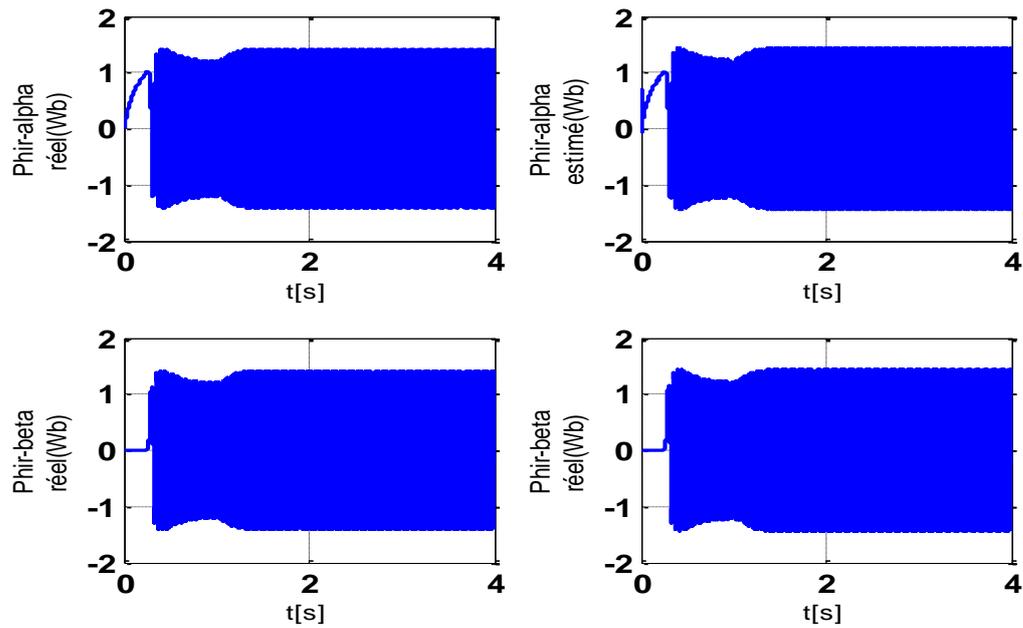
- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,
- Inversion de sens de rotation
- Réponse à basse vitesse
- Effet de la variation de la résistance rotorique
- Estimation avec injection du bruit de mesure.

Le réglage des matrices de covariances  $Q$  et  $R$  est effectué par une méthode empirique en simulant, c-à-d qu'on a procédé par la méthode de tâtonnement jusqu'à ce qu'on puisse avoir une bonne stabilité tout en respectant un compromis entre la dynamique et les erreurs statiques

- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,

La figure (III.15) illustre les performances de la CVI sans capteur de vitesse pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge  $C_r=12N.m$  à  $t=1sec$



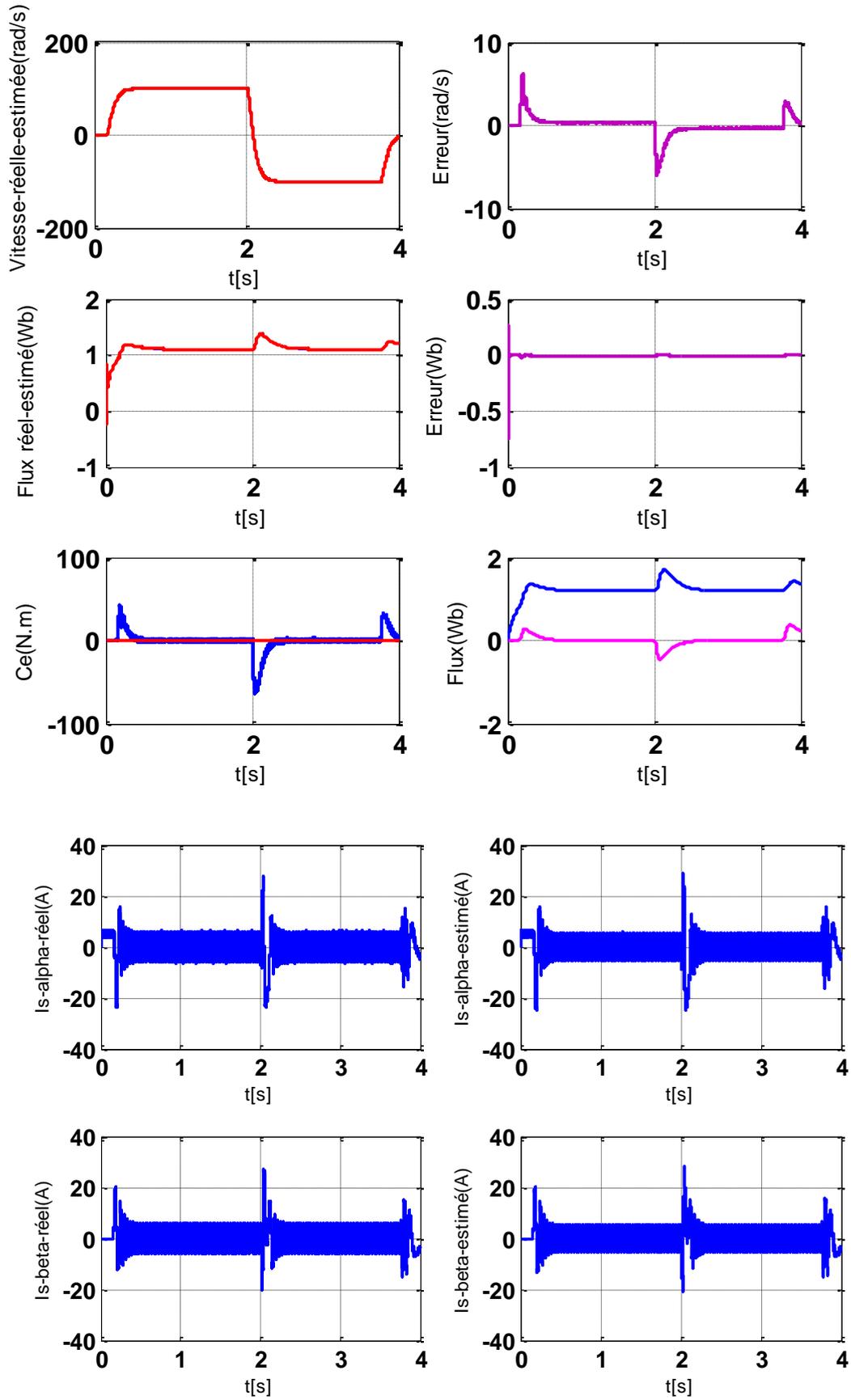


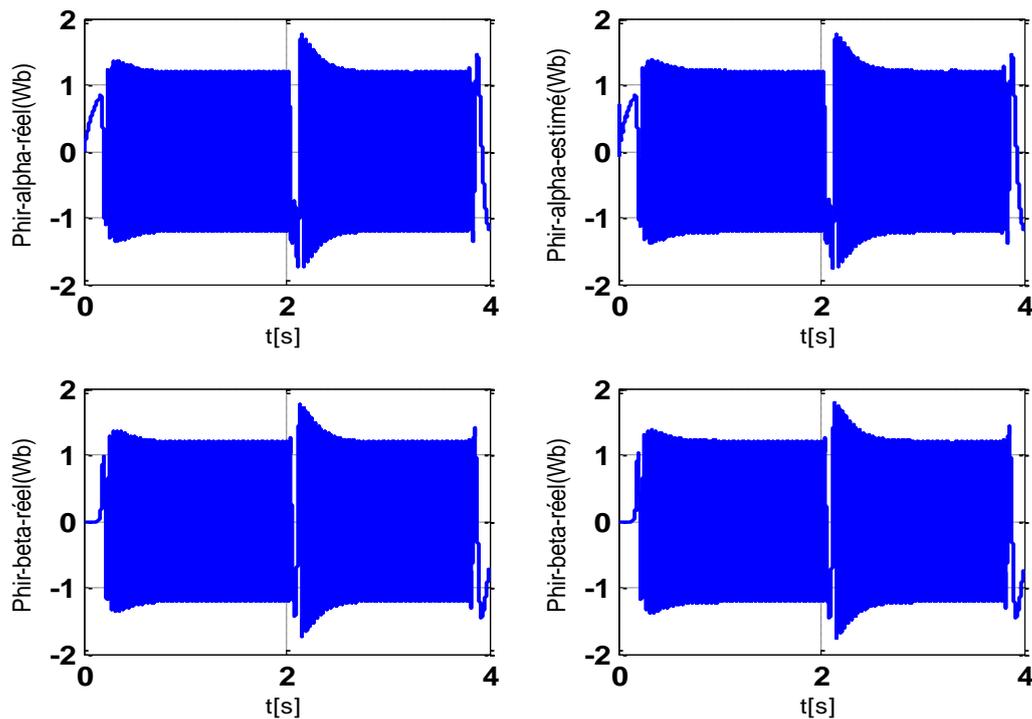
**Figure (III.15)** résultats de simulation de la CVI utilisant le FKE (démarrage à vide suivi d'une application du couple de charge)

La figure (III.15) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse utilisant le filtre de *Kalman* étendu. D'après ces courbes on constate que le flux et la vitesse estimés par le filtre de *Kalman* suivent bien l'évolution du flux et vitesse réelle du moteur avec une erreur statique pratiquement nulle.

- **Inversion de sens de rotation :**

Afin de tester la robustesse du FKE, on applique, à  $t=2\text{sec}$ , un changement de consigne de 100 à -100 rad/sec. Les résultats de simulation sont mentionnés sur la figure (III-16)





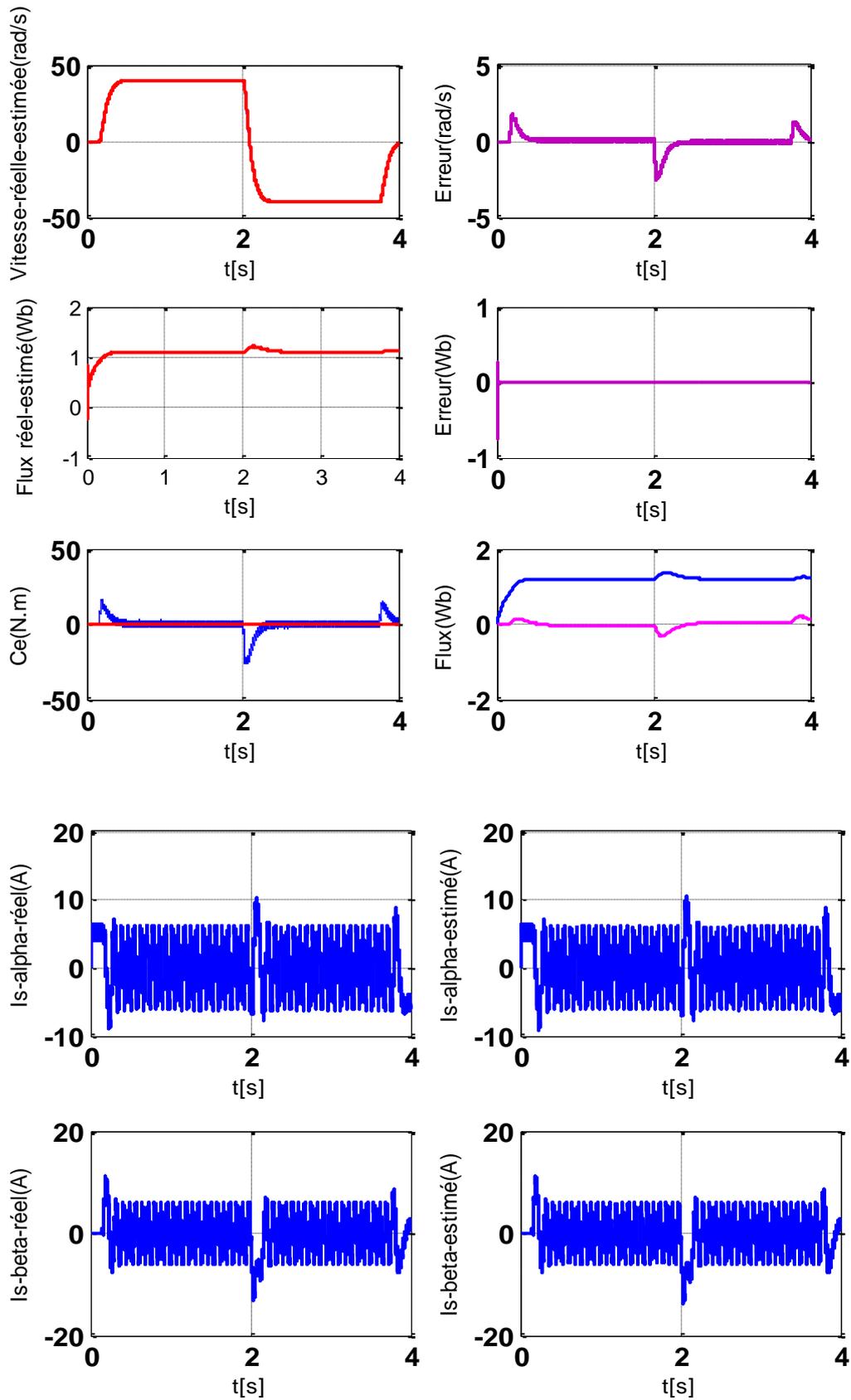
**Figure (III.16)** résultats de simulation de la CVI utilisant un FKE pour l'inversion de sens de rotation à  $t=2\text{sec}$ .

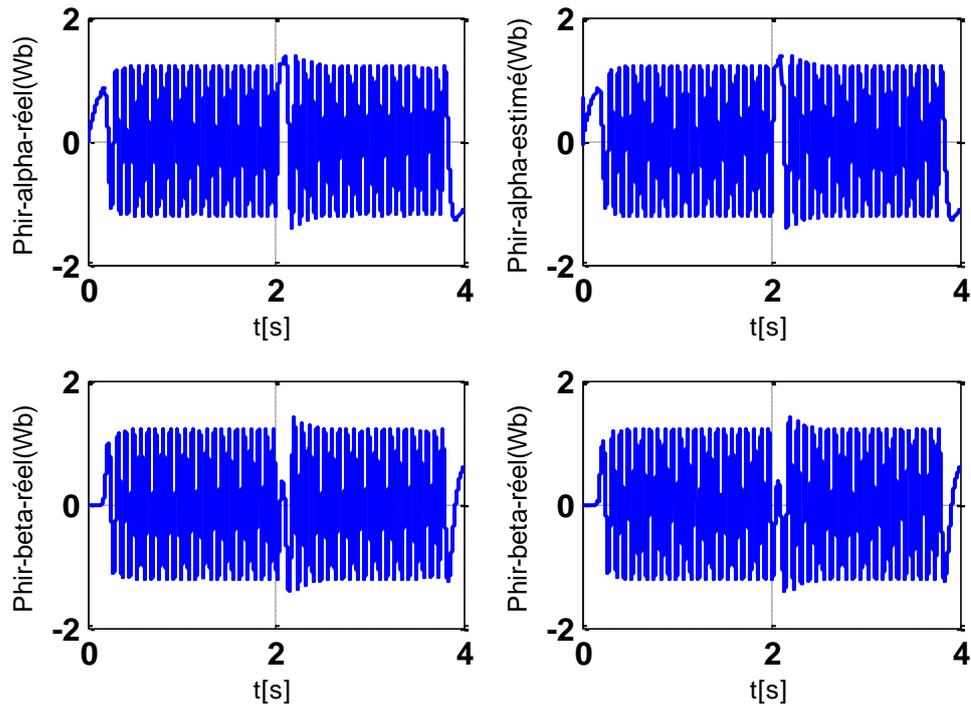
D'après ces résultats, on constate que la vitesse estimée suit sa référence. Lors de démarrage et inversion de sens de rotation, l'erreur est acceptable et n'affecte pas le comportement du système ainsi que la commande.

Donc, on peut dire que cette méthode d'estimation est robuste vis-à-vis la variation de la vitesse.

- **Réponse à basse vitesse :**

La figure (III. 17) illustre les résultats de simulation d'un test en basse, vitesse tout en appliquant un changement de consigne de  $40$  à  $-40$  rad/sec à  $t=2\text{sec}$ .



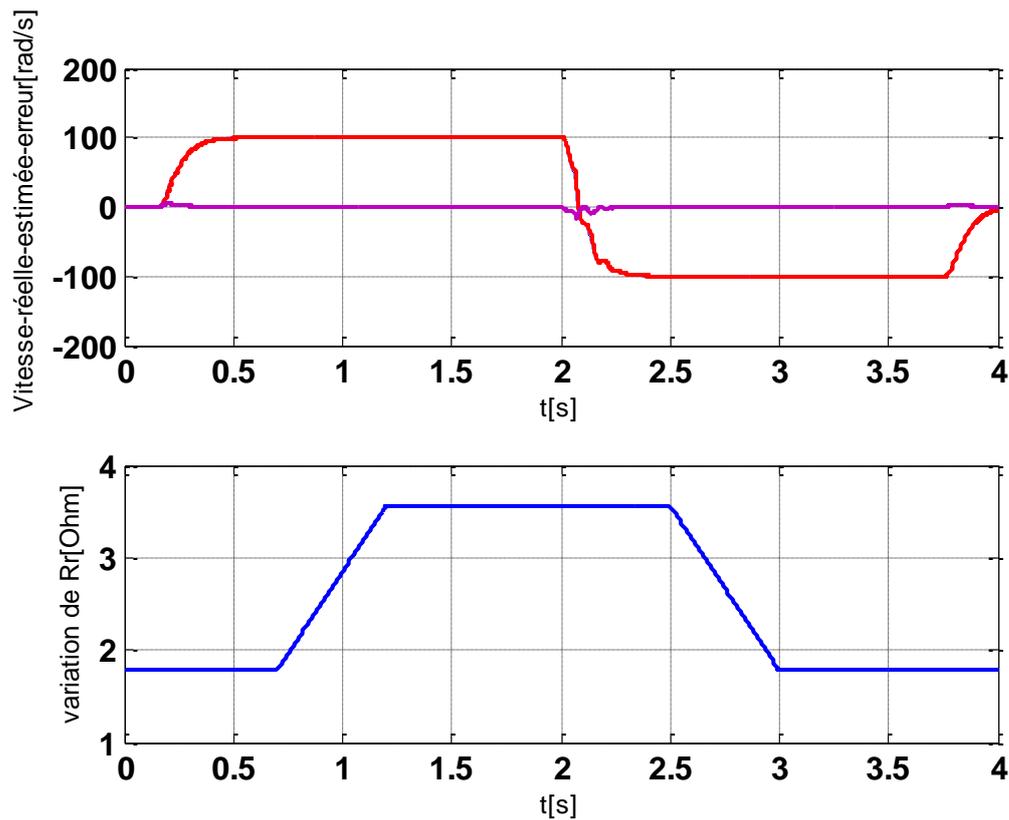


**Figure (III. 17)** Performance de la CVI utilisant le FKE en basse vitesse.

D'après la figure (III.17), on constate que la vitesse estimée par le FK converge vers celle du moteur, ainsi que les flux et les courants. En conclusion, on peut dire que ces résultats d'estimation sont satisfaisants et le **FKE** reste stable même pour les basses vitesses.

▪ **Effet de la variation de la résistance rotorique**

Afin de tester la robustesse du FKE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique, nous avons suivi le comportement du système ainsi que le filtre si on augmentait la résistance rotorique de 100%, les résultats de simulation sont illustrés dans la figure (III.18)



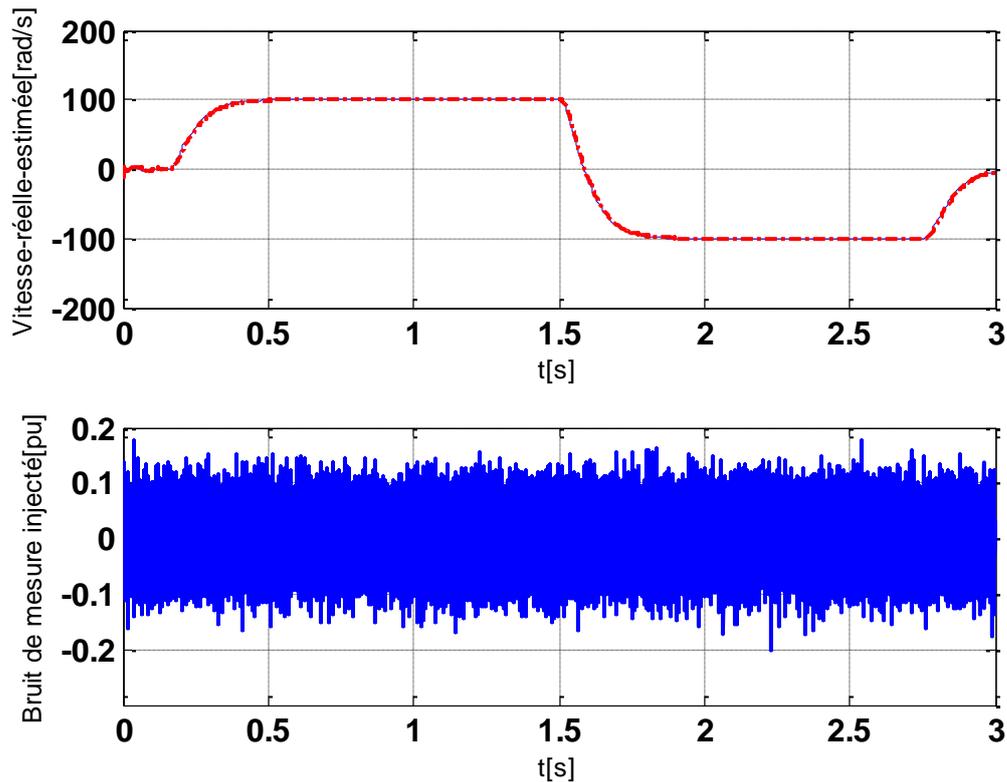
**Figure (III.18)** influence de la variation de la résistance rotorique sur le FKE et CVI

D'après ces courbes, on constate que la variation de la résistance rotorique n'a pas trop nuis la commande, on remarque juste au démarrage et au moment de la variation du sens de rotation que ça à influencer sur le comportement du filtre.

- **Estimation avec injection du bruit de mesure.**

Afin de tester la robustesse du filtre de *Kalman* aux bruits de mesures, nous injectons à celui-ci un bruit blanc et Gaussien dans les courants entrants dans le filtre.

Le bruit de mesure injecté ainsi que la vitesse estimée et réelle sont mentionnés dans la figure (III.19).



**Figure (III.19)** performance du filtre en présence de bruit sur les courants statorique

Il est clair, d'après la figure (III.19), que la vitesse estimée converge vers celle du moteur et l'injection du bruit ne l'a pas vraiment affecté.

### III.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux développements de la méthode d'estimation de la vitesse par MRAS, en premier lieu, par la suite on a exposé la méthode du filtre de kalman, qui tient compte des bruits, pour celle-ci, on a testé l'influence des matrices de covariance sur l'efficacité du filtre.

Les résultats de simulation de ces techniques associées à une commande vectorielle sans capteur de vitesse sont satisfaisants, du point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité.

En basse vitesse et face à la variation de la résistance rotorique, on voit que le **FK** est moins sensible et donc il convient bien à l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone puisque celui-ci prend en considération les bruits de mesure et les incertitudes du modèle.

---

## Chapitre IV

### Simulation en temps réel

#### IV.1 Introduction

Ces dernières années, les systèmes d'acquisition, de commandes, de supervision et de sauvegarde de données en temps-réel ont rapidement évolué dans l'industrie. Notamment, à cause de l'apparition des FPGA qui rivalisent, voir qui dépassent maintenant les microprocesseurs et les microcontrôleurs en termes de performance. Depuis 2005, le CompactRIO est mis sur le marché par National Instrument : ce système associe une architecture embarquée de petite taille dans un boîtier très robuste, des modules d'E/S industriels échangeables à chaud et qui s'appuie sur la technologie FPGA d'E/S Reconfigurables, d'où le nom « RIO ». Globalement «CompactRIO».

Ce chapitre a pour objectif de décrire la plate forme NI CompactRIO dédiée à la commande de la machine asynchrone ainsi que son outil de programmation qui est LabVIEW.

#### IV.2 LabView

LabView (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) est un langage de programmation dédié au contrôle d'instruments et l'analyse de données. Contrairement à la nature séquentielle des langages textuels, LabView est basé sur un environnement de programmation graphique utilisant la notion de flot de données pour ordonnancer les opérations.

LabView est un outil **d'acquisition**, **d'analyse** et de **présentation** de données.

##### IV.2.1 Environnement LabView

En lançant Labview, la fenêtre suivante apparaît (figure(IV.1)) ;

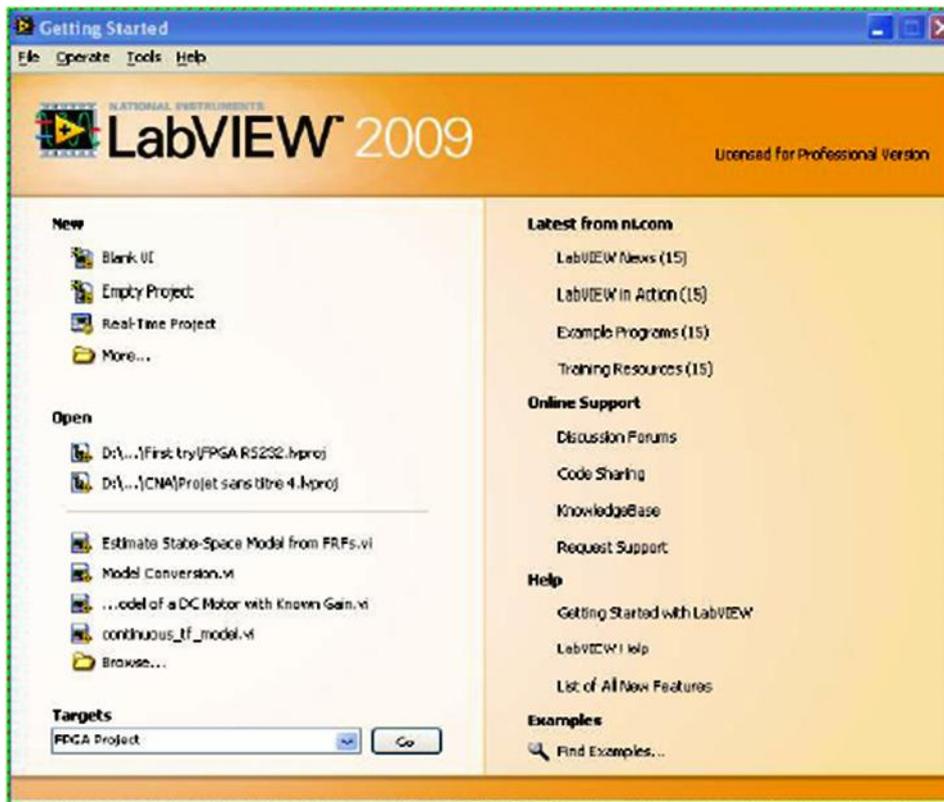


Figure (IV.1) Fenêtre de démarrage du logiciel LabVIEW.

Elle permet les actions suivantes:

**Dans la zone New** il est possible d'ouvrir un nouveau VI ou un nouveau projet. L'option More... permet de créer d'autres types d'objets LabVIEW (des contrôles personnalisés, des variables globales, des VIs polymorphes, des VI pré-remplis à partir de modèles...).

**La zone Open** permet d'ouvrir un VI existant.

**La zone de droite** donne accès à l'aide et aux exemples ainsi qu'aux différentes ressources d'aide disponibles sur la toile. [56]

#### IV.2.2 Les fenêtres de la face avant et du diagramme

Lorsque l'on ouvre un nouveau VI, une fenêtre de face avant et une fenêtre de diagramme apparaissent. L'illustration suivante présente les principaux éléments de ces deux fenêtres

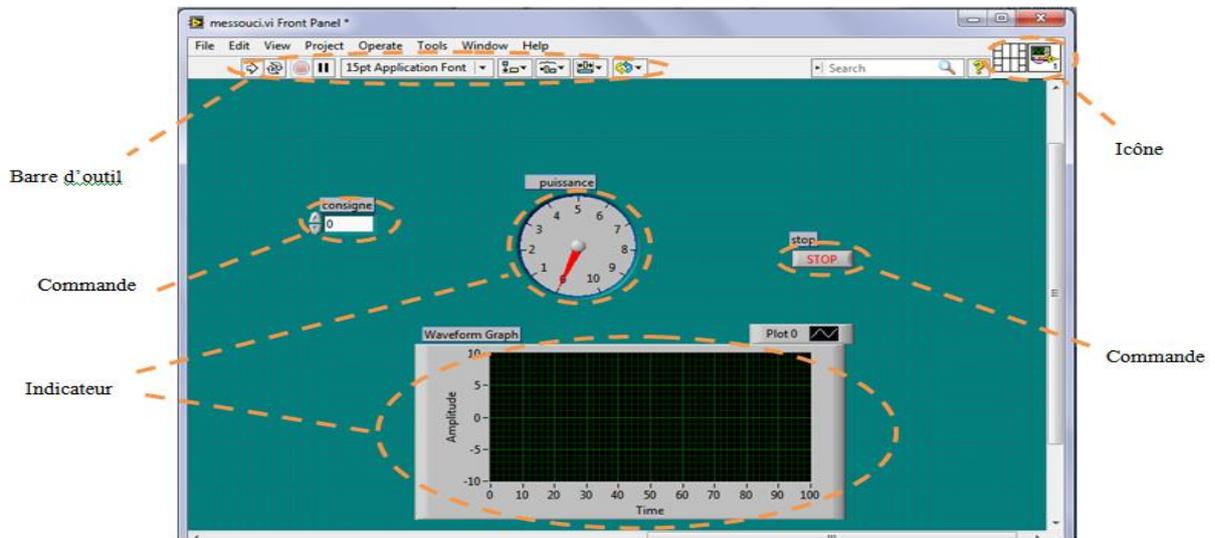


Figure (IV.2) fenêtre de la face avant.

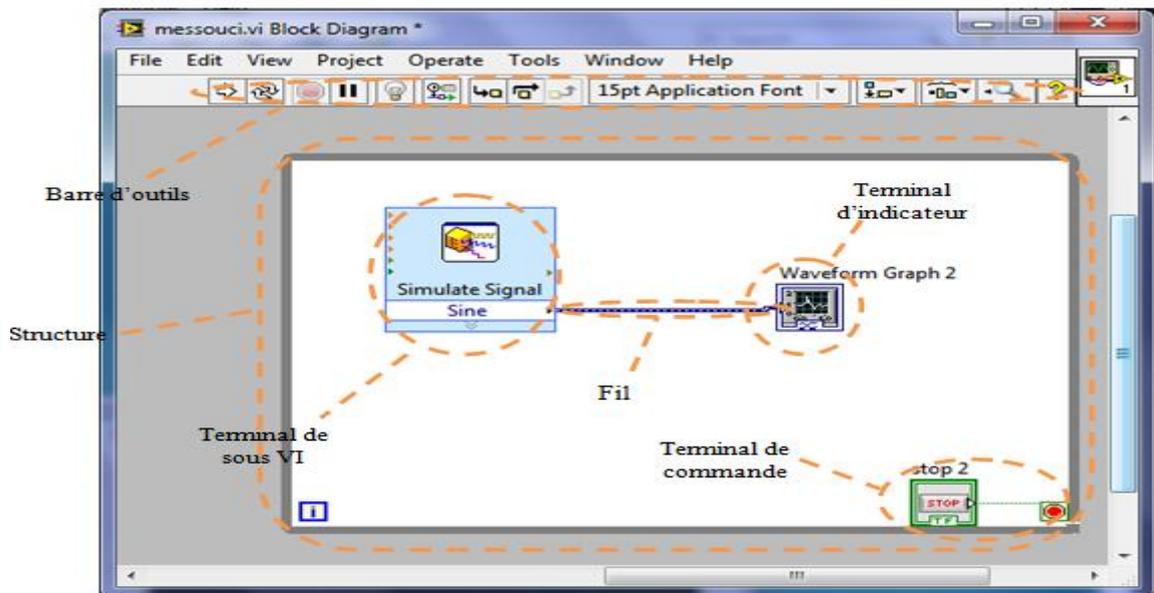


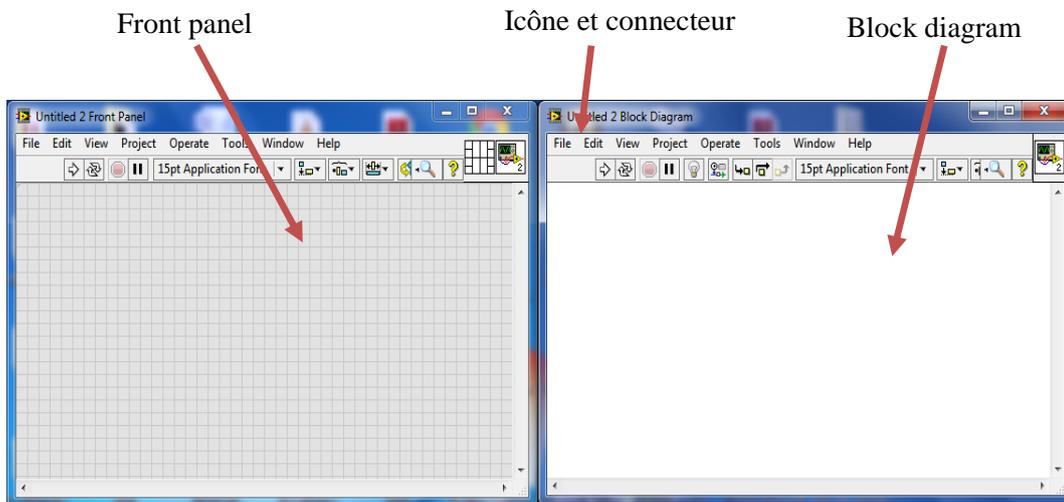
Figure (IV.3) fenêtre du block diagramme

### IV.2.3 Instruments virtuels

Les programmes LabVIEW sont appelés instruments virtuels (virtual instruments en anglais) ou encore VI. Ceci est dû au fait que leur apparence et mode de fonctionnement ressemble à celui d'instruments physiques comme les oscilloscopes ou les multimètres par exemple. Chaque VI est constitué de ces éléments suivants :

- face avant (front panel) : Sert d'interface utilisateur
- diagramme (block diagram) : Contient le code source sous forme graphique qui définit les fonctionnalités du VI.

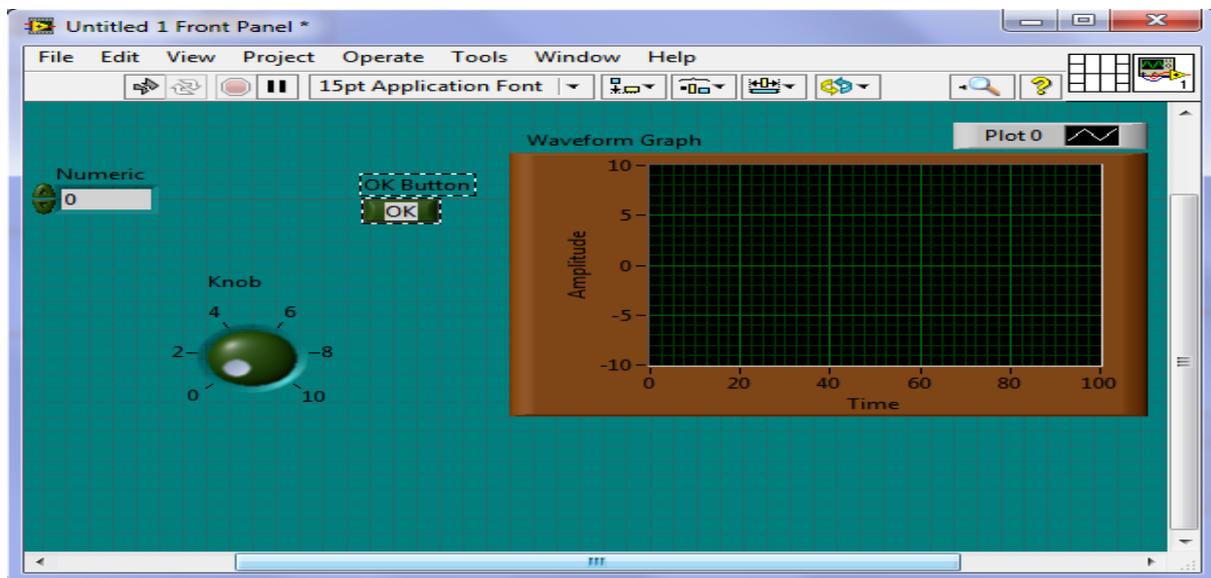
- Icône et connecteurs : ça permet d'identifier un VI au sein d'un autre. Un VI utilisé dans un autre est appelé un sous VI, cela correspond à un sous programme dans le langage textuel.



**Figure (IV.4)** composants d'un VI

- face avant (front panel) :

La face avant d'un VI est avant tout une combinaison de commandes et d'indicateurs. Les commandes sont les entrées des VIs, elles fournissent les données au diagramme. Les indicateurs sont les sorties des VIs et affichent les données générées par le diagramme. [56]



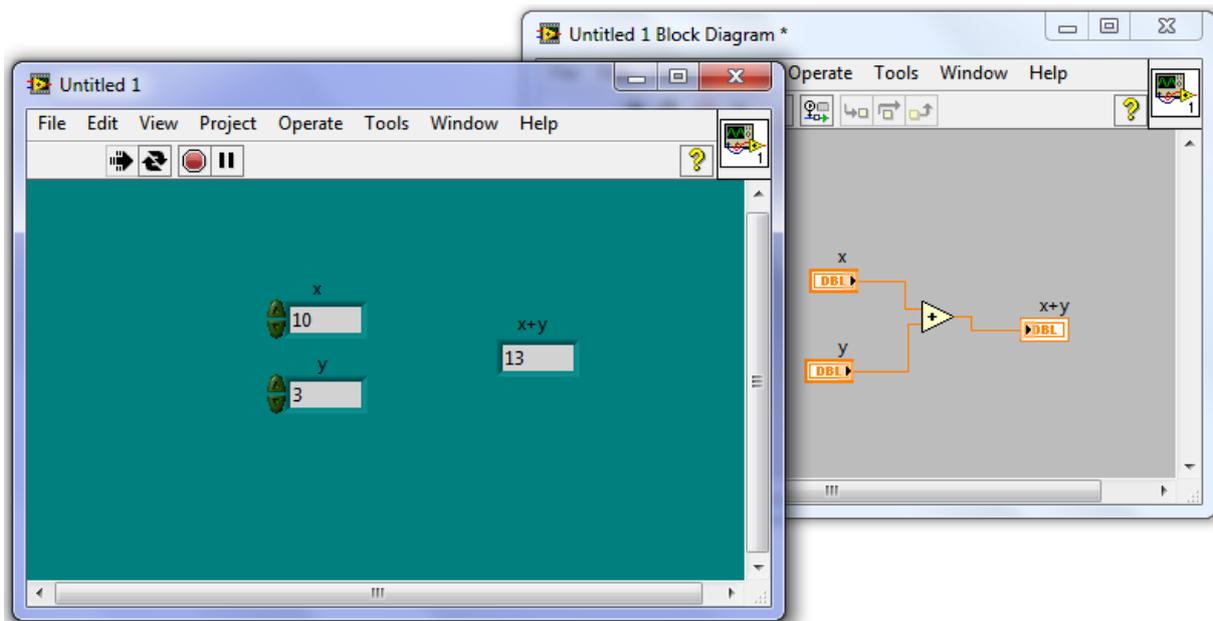
**Figure (IV.5)** Face avant (front panel) d'un VI

Les commandes peuvent être des interrupteurs, des boutons poussoir, des boites de dialogue, et d'autres composants d'entrée. Les indicateurs sont des graphiques, des LEDs et d'autres systèmes d'affichage. [57]

➤ diagramme (block diagram) :

Après avoir réalisé la face avant, on ajoute du code en utilisant des représentations graphiques de fonctions pour contrôler les objets se trouvant en face avant. Le diagramme va contenir le code source sous forme de graphique. Les objets de la face avant apparaîtront comme des terminaux (d'entrée ou de sortie) du diagramme.

En plus, le diagramme va pouvoir contenir des fonctions et des structures qui sont disponibles dans les bibliothèques de VI de LabVIEW. Des fils relieront chacun des terminaux du diagramme en incluant les contrôles et les indicateurs, les fonctions et les structures.



**Figure (IV.6)** Face avant et son diagramme

➤ Icône et connecteurs :

Après avoir construit la face avant et le diagramme, on peut créer leur propre icône et connecteur qui permettra à ce VI d'être utilisé par un autre, dans ce cas là on parle de sous VI.



**Figure (IV.7)** icône et son connecteur

Le connecteur représente les paramètres entrants et sortants de la routine. L'icône, quant à elle, identifiera le VI, La hiérarchisation des applications facilite la réutilisation du code.

#### IV.2.4 Propriétés d'un instrument virtuel (VI)

Un langage textuel suit des règles d'exécution séquentielle déterminée par la position des instructions dans le fichier source, tandis qu'un programme graphique s'exécute selon le principe de flux de donnée.

Une fois un VI créé, il peut être utilisé comme sous-VI dans le diagramme d'un VI de niveau supérieur. Un sous-VI est donc analogue à un sous-programme en C. Il n'existe aucune limite

au nombre de VIs pouvant être utilisés dans un programme écrit en G. Un sous-VI peut également être appelé au sein d'un autre sous-VI.

Grâce à Labview, on peut créer des programmes compilés qui offrent des vitesses d'exécution nécessaires pour des solutions d'acquisition de données, de test et mesures personnalisées. On peut également créer des exécutables autonomes.

### IV.3. CompactRIO

Le CompactRIO est un système industriel de contrôle/commande utilisant des modules d'entrées et sorties reconfigurables, et développé par National Instrument. Le Compact RIO est un outil efficace: notamment, pour l'aspect modulaire qui permet de changer les modules d'entrées-sorties (même à chaud).



**Figure (IV.8)** CompactRIO avec son contrôleur et ses modules

#### IV.3.1 Architecture détaillée

Les Compact RIO sont composés de deux parties, (séparables ou d'un seul bloc suivant la gamme) : Le contrôleur avec son microprocesseur et le châssis avec son FPGA.

Le contrôleur en temps réel de la série NI-90xx est muni d'un processeur avec une large gamme de fréquences d'horloge (de 400Hz à 1,3GHz) permettant la mise en œuvre d'algorithmes de contrôle déterministe. [58]



**Figure (IV. 9)** le contrôleur en temps réel

Le châssis est disponible en deux formats, à savoir avec 4 et 8 slots. Les modules d'entrées-sorties sont des cartes de la série C faites principalement par National Instruments, mais aussi par des sociétés tierces. Ces modules sont échangeables à chaud.

### IV.3.2. Configuration du Compact RIO

La configuration du Compact RIO s'effectue principalement par le logiciel NI MAX, de son vrai nom « Measurement and Automation Explorer » :



Measurement & Automation Explorer

### IV.3.3. Programmer un compact RIO

Le Compact RIO est considéré dans Lab VIEW comme un système déporté : c'est-à-dire une cible autonome sur laquelle le code compilé va s'exécuter. Il doit donc être ajouté au projet comme une cible distante et non pas dans l'ordinateur. Le projet sera composé notamment : de programmes Lab VIEW (fichiers .vi), de répertoires virtuels (pour faciliter le rangement des programmes du projet), de modules entrées-sorties (variables I/O), *etc.* [57]

## IV.4 Résultats de simulation par labview

Dans cette partie, on exposera les programmes et les résultats de simulation sous Labview

### IV.4.1 Alimentation direct de la MAS par un réseau triphasé

Les figures (IV. 10 et IV.11) illustrent le block diagrammes et la face avant les composantes du programme ou autrement dit l'instrument virtuel dédié à la simulation du modèle de la machine asynchrone ; les résultats ainsi simulés sont donc indiqués sur la figure (IV. 12)

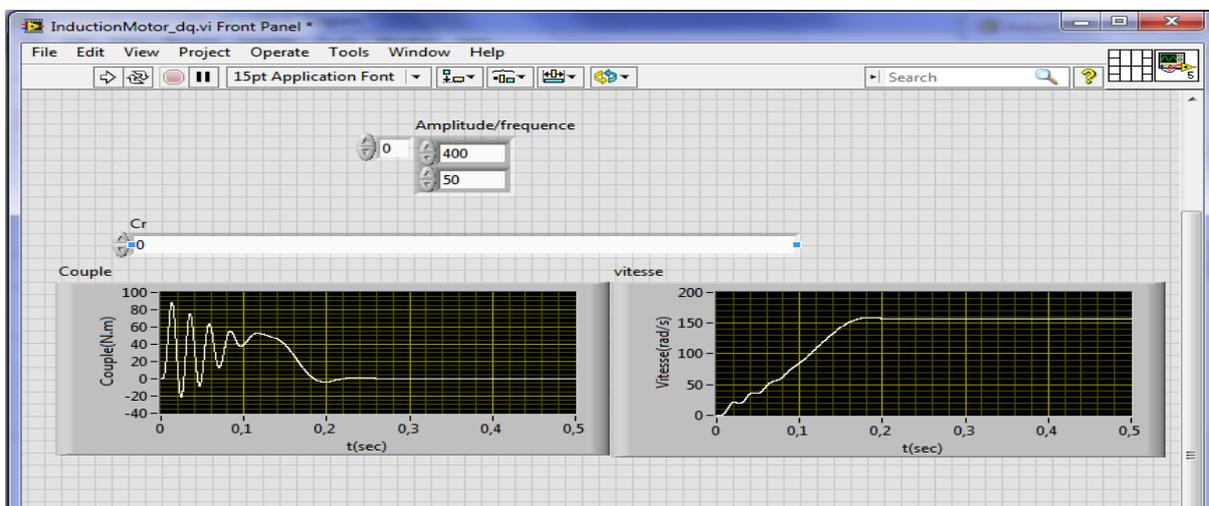


Figure (IV. 10) face avant du modèle de la MAS alimentée par un réseau triphasé

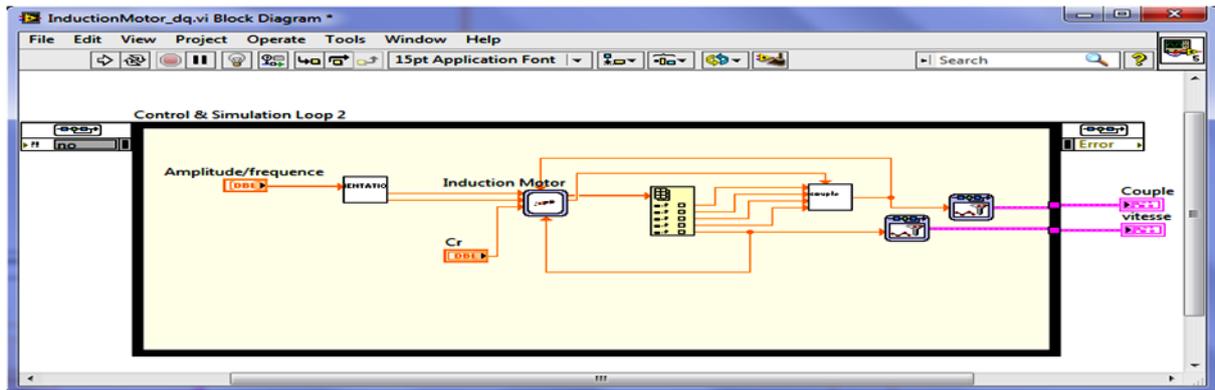


Figure (IV. 11) block diagramme du modèle de la MAS alimentée par un réseau triphasé

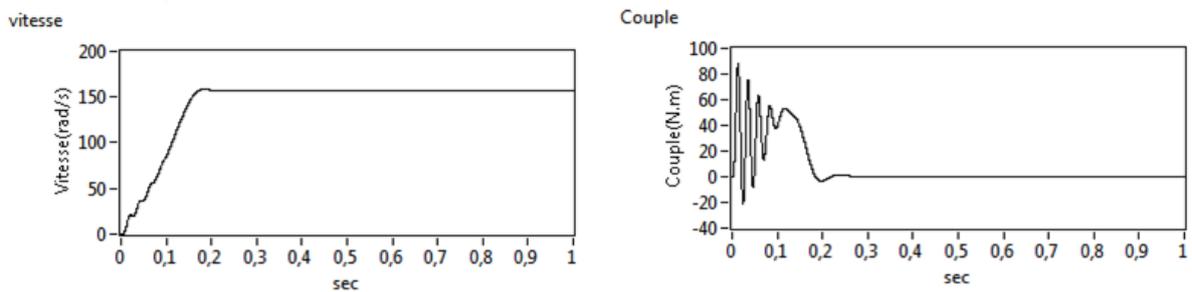


Figure (IV. 12) réponse de la MAS alimentée par un réseau triphasé

#### IV.4.2 Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus- triangulaire

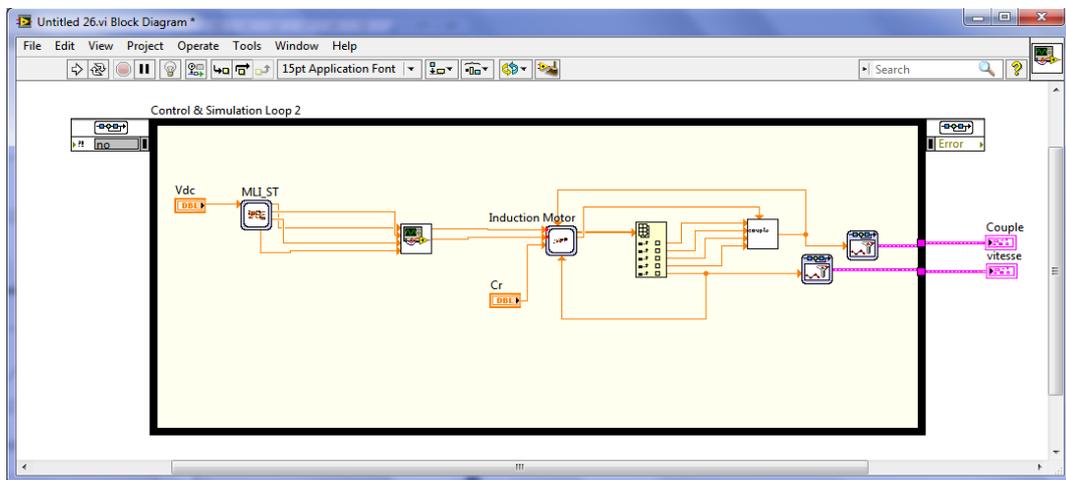
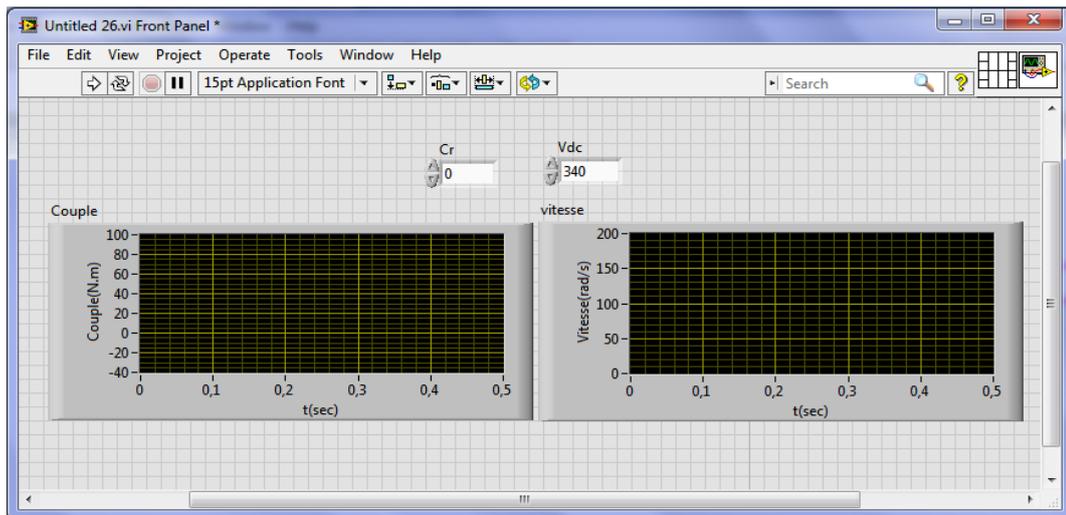
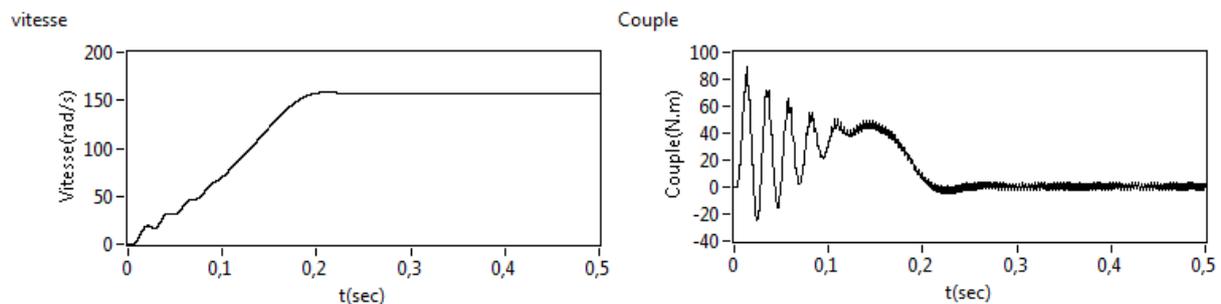


Figure (IV. 13) block diagramme du modèle de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-Triangulaire



**Figure (IV. 14)** face avant du modèle de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-Triangulaire



**Figure (IV. 15)** réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-Triangulaire

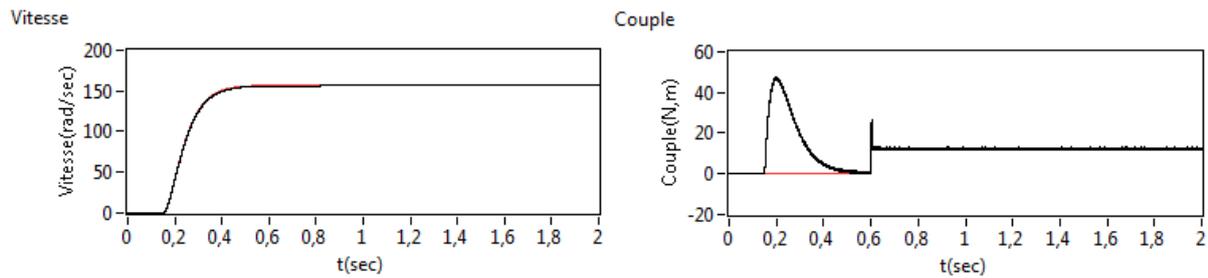
➤ **Interprétation :**

On constate d’après les résultats illustrés dans les figures précédentes que la vitesse s’établit à une valeur proche à celle du synchronisme après 0.2s et l’application d’un couple de charge diminue la vitesse ainsi que la courbes du couple montre bien que ce dernier rejoint après un régime transitoire une valeur qui compense le couple résistant.

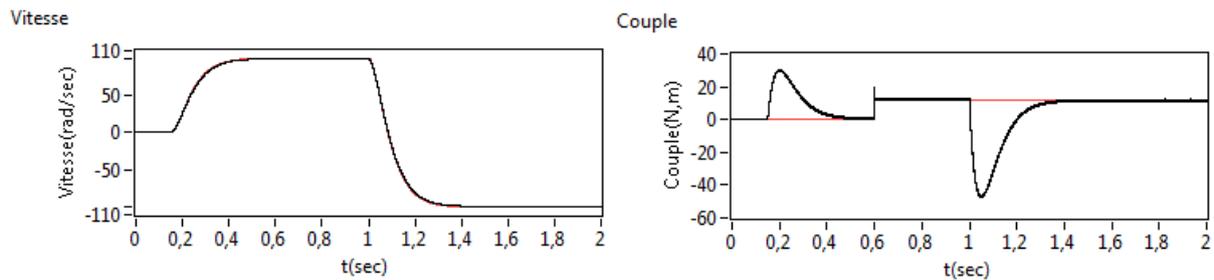
En comparant ces résultats à ceux du premier chapitre, c’est-à-dire les résultats obtenus en utilisant Matlab/Simulink et Labview, on trouve qu’ils sont identiques.

**IV.4.3 Résultats de simulation de la commande vectorielle**

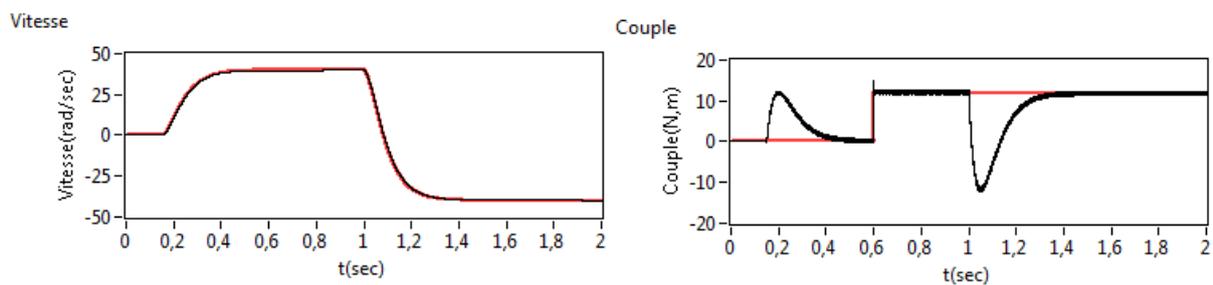
Les figures suivantes illustrent les résultats de simulation de la commande vectorielle ; figure(IV.16)-(IV-18).



**Figure (IV.16)** Résultats de simulation de la commande vectorielle (démarrage à vide suivie de l'introduction de couple de charge)



**Figure (IV.17)** Résultats de simulation de la commande vectorielle (inversion de sens de rotation).



**Figure (IV.18)** Résultats de simulation de la commande vectorielle (dans le cas des basses vitesses)

➤ **Interprétation :**

On constate aussi d'après les figures précédentes que les résultats obtenus par labview sont similaires à ceux obtenus sur Matlab/Simulink.

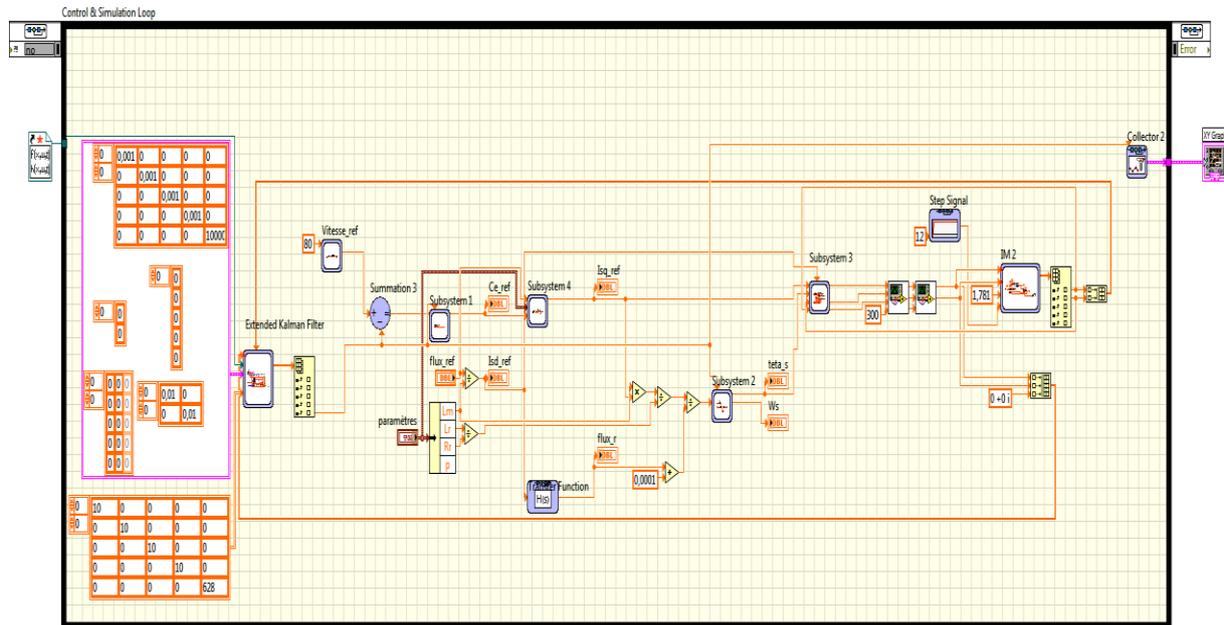
On voit bien que la vitesse mesurée converge vers celle de la référence et cela grâce à l'action du régulateur PI qui permet à la vitesse de suivre la référence même en ayant appliqué un couple de charge.

**IV.4.3 Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur en utilisant le filtre de Kalman étendu**

Les figures suivantes illustrent les résultats de simulation de la commande vectorielle sans

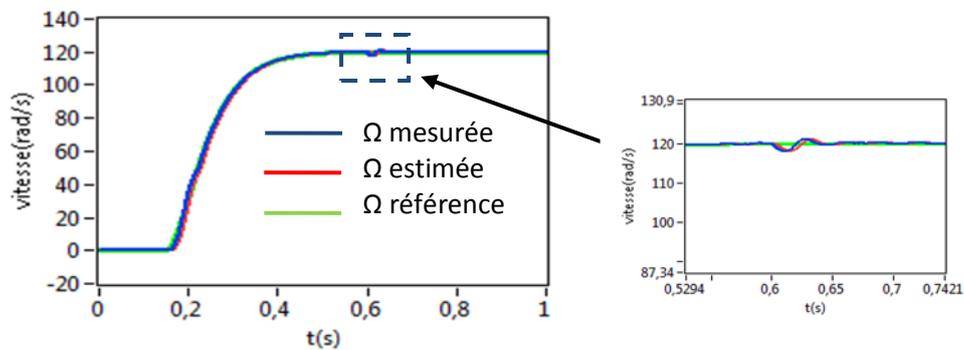
capteur de vitesse sous logiciel Labview en utilisant le filtre de Kalman étendu.

La figure ((IV.19) représente le bloc diagramme de l'instrument virtuel.



**Figure (IV.19)** block diagramme de la CV sans capteur en utilisant EKF

La figure (IV.20) représente la courbe de vitesse .Au début la machine n'est pas soumis à un couple de charge jusqu'à  $t=0.6$  sec où un couple de charge  $C_r=12N.m$  est appliqué à cette première. On remarque, d'après ce graphe, que la vitesse estimée converge vers la référence.



**Figure (IV.20)** Résultat de simulation de la CV sans capteur en utilisant FKE (démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge)

La figure (IV.21) représente le résultat du test de la robustesse de la commande et cela en appliquant un changement de consigne de 100 à -100 rad/s. Et on voit bien, d'après le graphe, que grâce au filtre de Kalman, la vitesse reconstruite suit la référence même en ayant changé le sens de rotation.

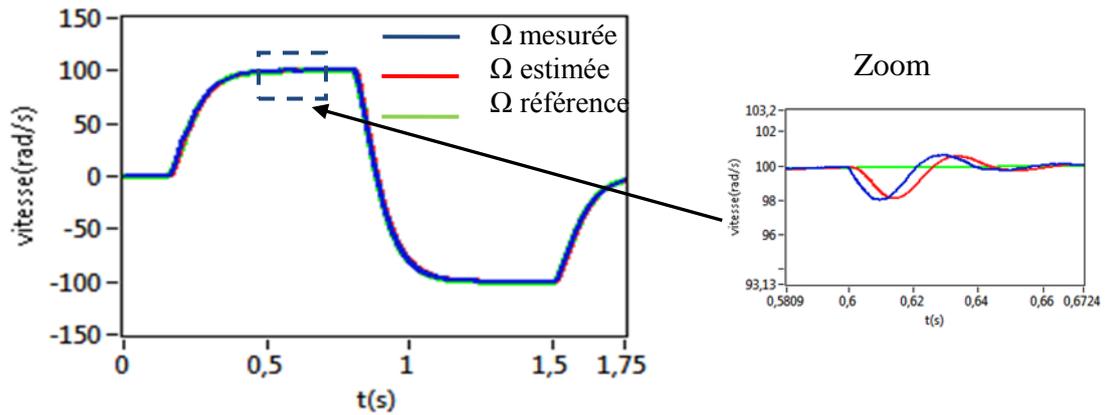
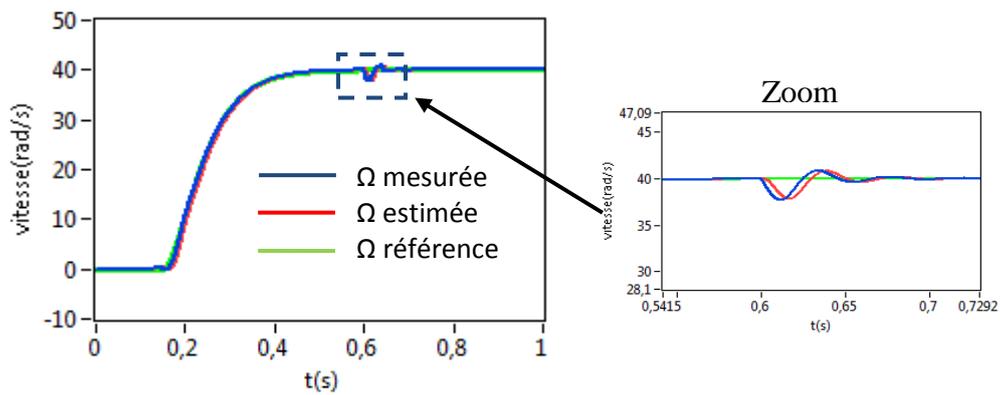


Figure (IV.21) test de variation du sens de rotation

Même chose constatée lors du test en basses vitesses, où la vitesse suit parfaitement la référence que se soit lorsque la machine démarre à vide et puis on applique un couple de charge à  $t=0.6s$  ou dans le cas où on inverse le sens de rotation selon les graphes des figures (IV.22) et (IV.23)



Figure(IV.22) test en basse vitesses

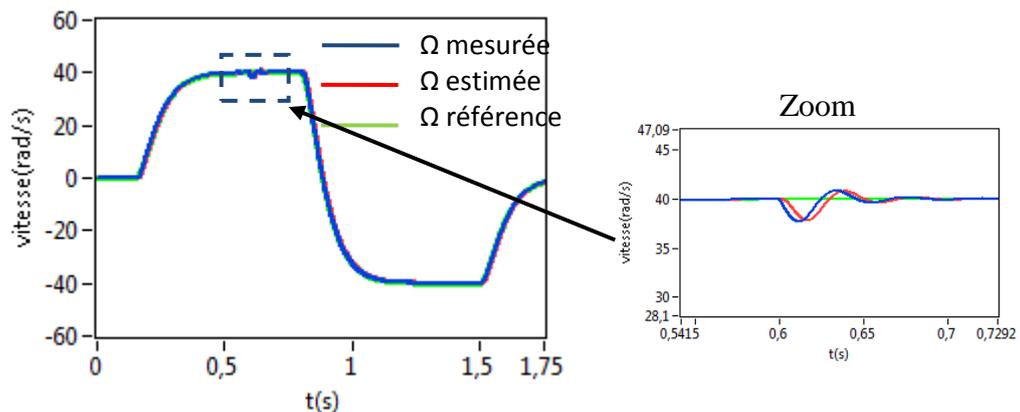


Figure (IV.23) test de variation du sens de rotation dans le cas des basses vitesses

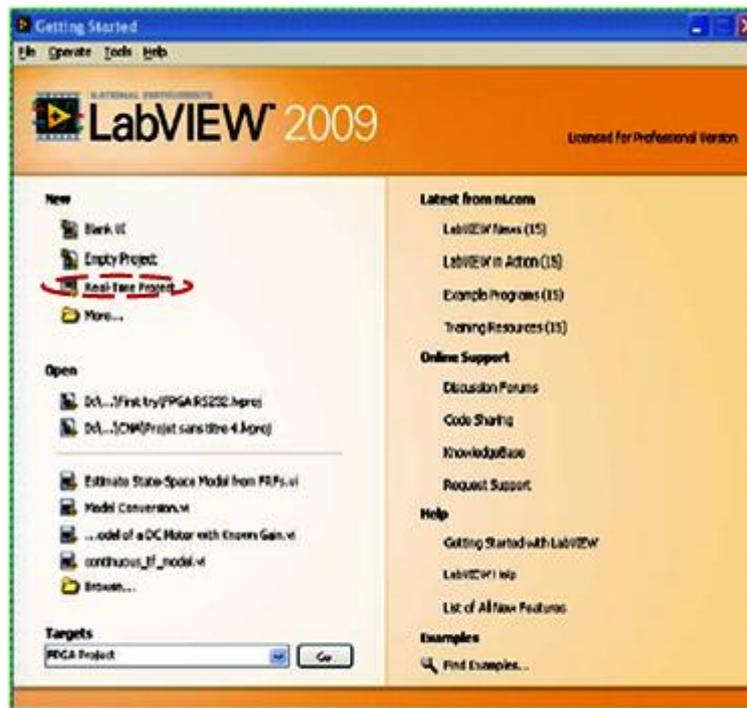
#### IV.4.4 Simulation avec CompactRIO

Dans cette partie, on fera une simulation dans le CompactRIO.

La procédure suivie est la suivante:

1) Création d'un projet real time :

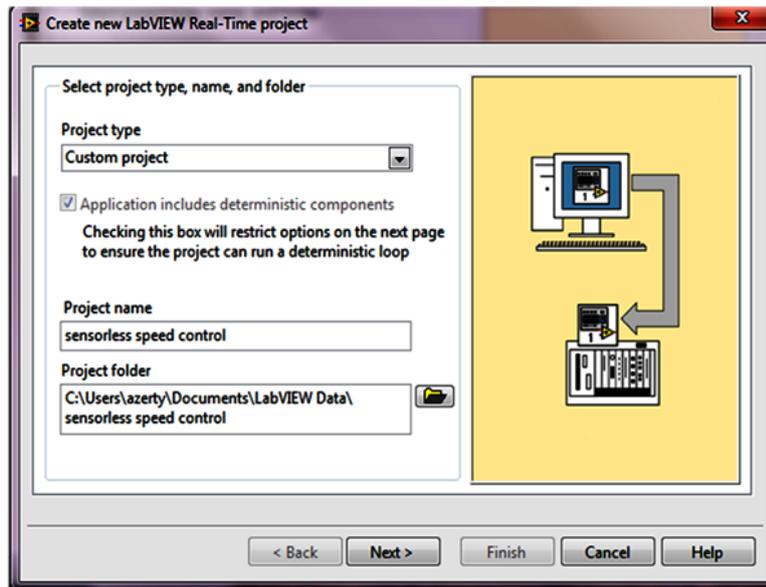
En lançant labview on choisit de créer "real time project " qui se trouve dans la partie gauche comme l'indique la figure ci-dessous :



**Figure (IV.24)** Fenêtre de démarrage du logiciel LabView.

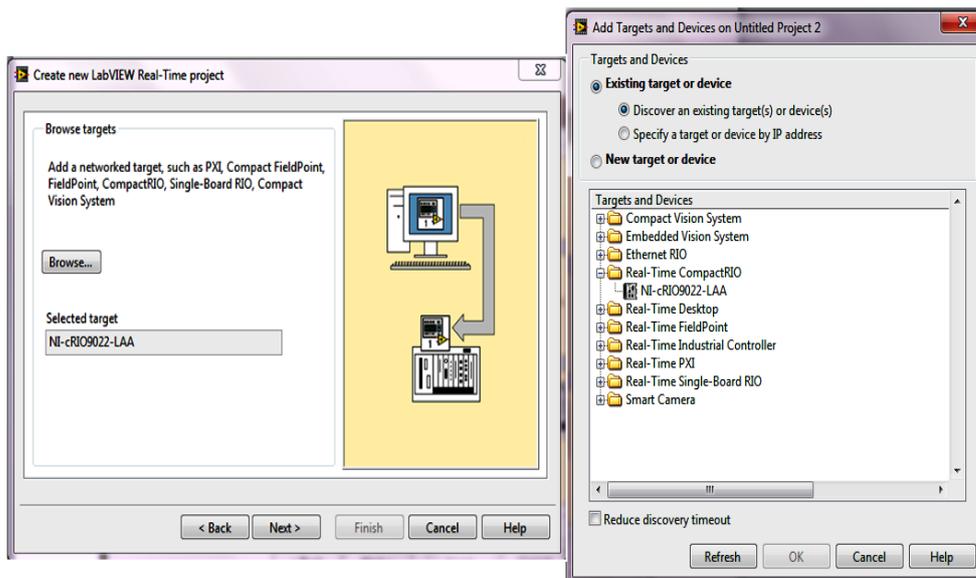
2) Choix de l'architecture :

Comme notre objectif dans cette partie est de charger et d'exécuter notre programme dans CompactRIO alors on choisira comme architecture « Custom project »



**Figure (IV.25)** Choix d'architecture

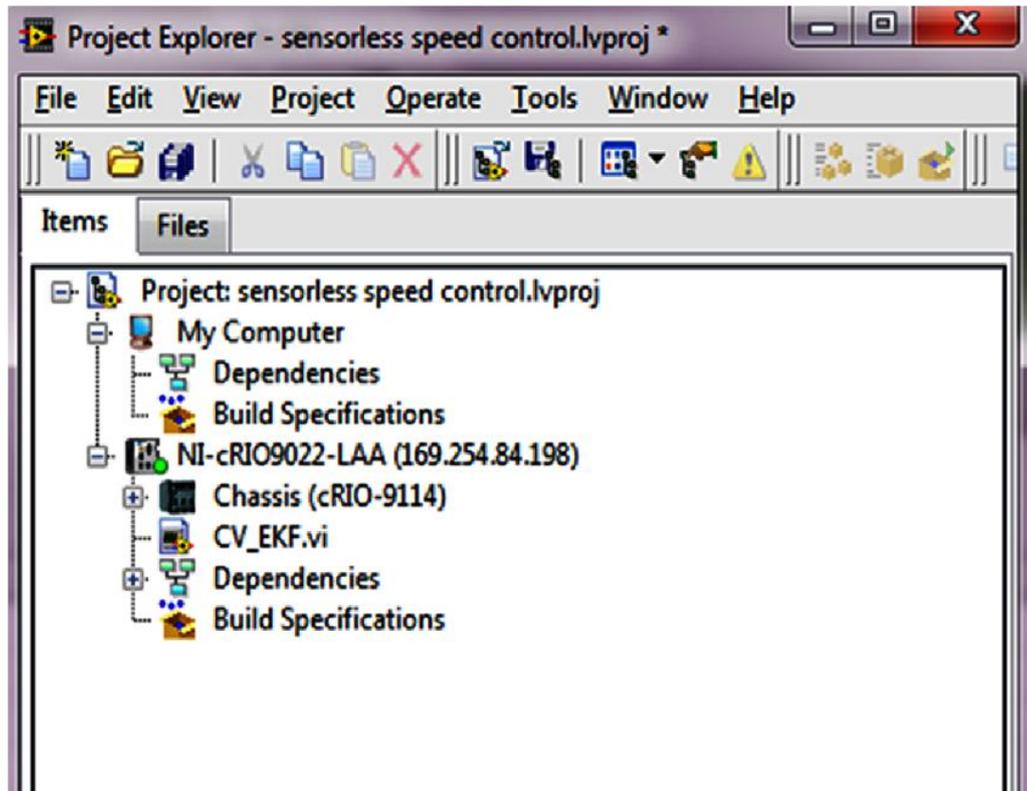
En suite on choisit la cible qui est NI-9022 LAA qui représente notre simulateur, ainsi que le mode de programmation, comme l'indique la figure suivante



**Figure (IV.26)** Choix de la cible(NicRIO9022)

En ayant terminé la création du projet et après avoir sélectionné l'instrument virtuel qui sera simulé on connecte le matériel. Le témoin vert indique l'état du c-RIO

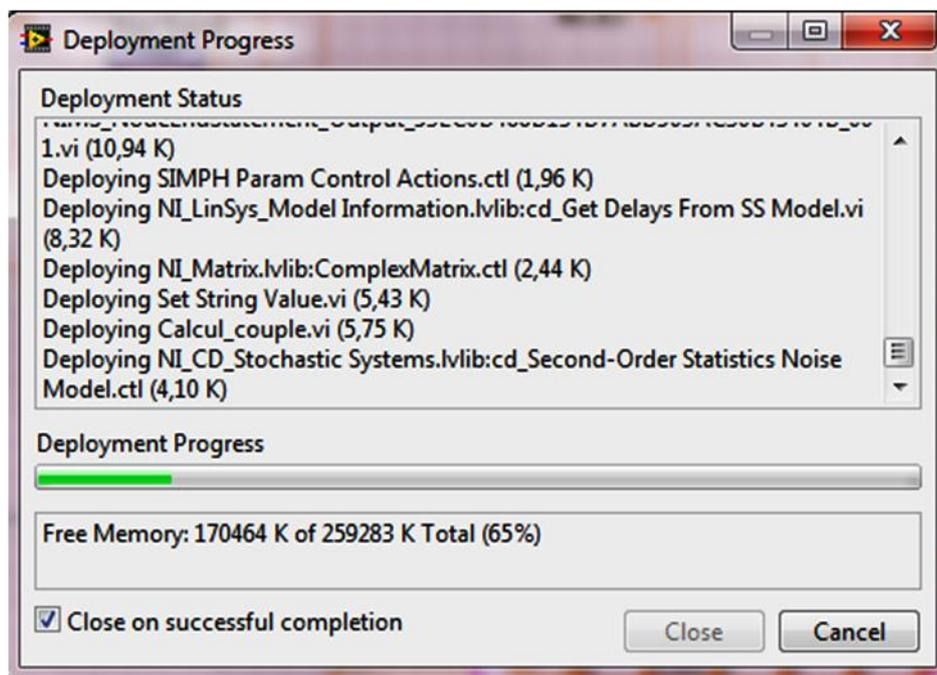
La figure IV.27 montre l'architecture d'un projet CompactRIO utilisant le châssis de module d'entrées/sorties de NI 9114 et le fichier.vi qui sera simulé



**Figure (IV.27)** Architecture d'un projet

Puis on charge ou on lance la simulation.

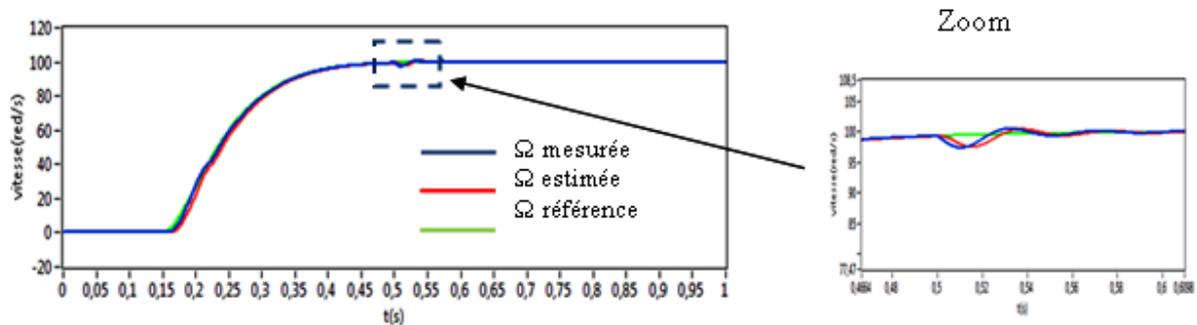
La figure IV.28 illustre le chargement du programme dans cRIO ;



**Figure (IV.28)** Chargement du programme sur la cible

- Résultats de simulation et interprétation:

La figure IV.29 illustre la courbe de vitesse, et on constate que la simulation sur cRIO est plus rapide par rapport à celle faite sur l'ordinateur, d'où l'intérêt d'un calculateur pour ce genre d'algorithme, car le filtre de Kalman demande une puissance de calcul.



**Figure (IV.29)** réponse en vitesse

#### IV .5 Conclusion

Dans ce chapitre, l'objectif était essentiellement de faire une simulation en temps réel en utilisant CompactRIO. Pour se faire, on a donné, d'abord, un aperçu sur les produits de National Instrument qui sont NI CompactRIO ainsi que son logiciel de programmation Labview.

Comme l'algorithme du filtre de Kalman demande une puissance de calcul alors on constate bien l'intérêt d'utiliser un simulateur ou un calculateur pour ce genre de calcul, chose confirmée lors des résultats obtenus par l'utilisation de ce simulateur.

## ***Conclusion générale***

Le travail présenté dans ce manuscrit porte essentiellement sur l'étude de l'application d'une commande sans capteur dédiée à la machine asynchrone en utilisant des techniques d'observation de la vitesse du rotor sur une plateforme en temps réel NI CompactRIO.

Pour atteindre nos objectifs tracés, on a utilisé deux logiciels de programmation ; le premier, souvent utilisé, est Matlab/simulink considéré comme un langage textuel et le deuxième est Labview qui est un langage graphique. Les raisons d'utilisation de labview est le fait que ce premier est le logiciel de programmation de notre plateforme en temps réel CompactRIO qui sont deux produits de National Instrument.

La structure de commande considérée est une commande vectorielle par orientation de flux rotorique(RFOC), ce type de commande est souvent utilisé et grâce à cette technique on arrive à réaliser le découplage entre le flux et le couple de la machine asynchrone, par conséquent le contrôle de la vitesse se réalise de manière simple.

Comme la vitesse est un paramètre ou grandeur importante lors de l'élaboration d'une commande des machine asynchrones, plusieurs approches existent dans la littérature, afin d'estimer, que ce soit le flux ou la vitesse à partir des grandeurs mesurables (courant et tension statoriques) et cela en faisant recours aux observateurs déterministes ou stochastiques.

Avant d'aller loin, on a jugé qu'il est utile d'avoir un modèle mathématique de la MAS traduisant de façon clair son comportement dynamique et statique, cette partie est faite dans le premier chapitre. Dans le cadre de l'étude de la commande des MAS, il est évident de parler sur les convertisseurs qui lui sont associés, d'où la partie, dans ce premier chapitre, traitant ou décrivant la modélisation de l'alimentation et de l'association convertisseur-machine.

Le deuxième chapitre nous a permis d'étudier la commande vectorielle par orientation de flux rotorique d'une MAS alimentée par un onduleur de tension commandé par une MLI vectorielle. Les résultats sont acceptables mais son inconvénient réside dans l'utilisation du capteur de vitesse

Le troisième chapitre de ce présent mémoire, porte essentiellement sur la commande vectorielle sans capteur. La suppression du capteur ou de l'encodeur est justifié par des raisons technico-économiques. Pour réaliser cette commande sans capteur, on a utilisé deux techniques d'estimation de la vitesse à savoir les systèmes adaptatifs à modèle de référence (MRAS) et le filtre de Kalman étendu. Dans la technique MRAS on a utilisé la méthode basée sur un modèle en tension. L'algorithme du filtre de Kalman est développé en utilisant le

modèle de Park augmenté. Le principe de fonctionnement de ces deux approches sont bien développés dans ce chapitre ainsi que les résultats de simulation montrent l'efficacité et la robustesse d'utilisation du FK en présence de bruit et dans différentes conditions de fonctionnement du moteur asynchrone.

National instrument a développé plusieurs outils d'acquisition, de contrôle et de supervision et de sauvegarde de donnée en temps réelle dans l'industrie, parmi eux on trouve le CompactRIO qui est un système industriel robuste de contrôle constitué d'un contrôleur et de châssis. Labview est son logiciel de programmation, dans ce cas là le Compact RIO est considéré comme un système déporté : c'est-à-dire une cible autonome sur laquelle le programme va s'exécuter. Donc, un aperçu sur Labview est présenté dans le quatrième chapitre ainsi que les résultats de simulation des programmes écrits sous labview. Comme aussi on a tenu à présenter quelques détails sur le cRIO et l'exploration d'un projet et dans ce cas là, on a on a présenté un cas de projet où on a simulé la commande vectorielle sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman tout en exploitant les avantages que labview nous apporte dans sa programmation. Et comme le filtre de Kalman présente un algorithme très complexe alors l'utilisation d'une telle cible pour en simuler est nécessaire.

Bien que les objectifs, cités dans l'introduction, ont été suffisamment atteints, il reste comme perspectives ;

- Validation expérimentale de cette commande sur le moteur étudié en utilisant le CompactRIO.
- Amélioration de la commande en faisant appel aux techniques intelligentes telles que la logique floue et les réseaux de neurones.

## *Références bibliographiques*

- [01] J.P. Caron, J. P. Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Tech!nip, Paris1995.
- [2] F. Morand, «Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrone». Thèse de doctorat, Ecole doctorale de Lyon,2005.
- [3] H. Tamrabet, «Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone». Mémoire de magister, université de Batna, 2006.
- [4] H.Razik, « Commande des systèmes maitrise IUP GEII opt SYSET Module UV 12. », Version V1.22, october 2003.
- [5] I. AL-ROUH «Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone», Thèse de Doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy 1, 2004.
- [6] S.Damkhi , « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG(SIGNAL FLOW GRAPHS) de Holtz », mémoire de Magistère, université de Batna.2007
- [7] G. Grellet, G. Clerc., « Actionneurs Electriques – Principe, Modèle, Commande», Collection Electrotechnique, Editions Eyrolles, 2000.
- [8] A.Fezzani, «Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique». Mémoire de magister, université de Batna, 2000
- [9] P.Vas, «Artificial-intelligence-based electrical machines and drives: application of fuzzy, neural fuzzy-neural and genetic-algorithm-based techniques. », Oxford University Press, 1999.
- [10] A. Chebbi, « Commande backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Mémoire de Magister. Université de Batna2011
- [11] E.Gholipour Shahraki, « apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques »Thèse de doctorat, université. Nancy-I.2003
- [12] J.Holtz, « The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs », IEEE Trans.Ind.Electron.vol.42,no.3, pp.263-271,June 1995.
- [13] P. Barret, «Régimes transitoires des machines tournantes électriques ». Edition Eyrolles, Paris 1987
- [14] R. Valentine, « Motor control electronics hand book », McGraw-Hill Hand books, 2008.
- [15] D. Roye., « Commande des machines à courant alternative. Le procédé, description et modélisation », Actes de l'Ecole d'Eté d'Automatique de Grenoble, 1997.
- [16] A. Aibeche, « Commande vectorielle robuste de la machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel ». Thèse de Magister. Université M'hamed Bougara-Boumerdes. Faculté Des Hydrocarbures et de La Chimie.2009.
- [17] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » Thèse de doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy 1, janvier 1999.

- [18] S.Khelfa, « Commande vectorielle d'une machine à induction ; impacts de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », Thèse de magister, université de Batna, 2001.
- [19] S.L. Capitaneanu, « Optimisation de la commande MLI d'un onduleur de tension deux niveaux », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002
- [20] A. Merabet, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », Thèse de doctorat. Université de Québec, 2007.
- [21] C. Mun ong, «Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink » Parentice Hall PTR. Upper Saddle River, New Jersey 07458, 1997.
- [22] L. Baghli., « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Notes de cours, IUFM de Lorraine – UHP 2003 /2004.
- [23] P. Balazovic, « 56F8300 Hybrid controller used in control of electro-mechanical brake », Freescale Semiconductor, 2004.
- [24] K. M. Subrata, K. B. Bimal, J. O. O. Pinto, « Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending operation into over modulation region », IEEE Transactions on Industry Applications, 2002.
- [25] S. L. Capitaneanu, M. Fadel, J. Faucher, A. Aleida., « Graphical and algebraic synthesis for PWM methods », Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, ENSEIHT/INP Toulouse, EPE Journal Vol.11 N°. 03, Août 2001.
- [26] X. Kestelyn, S. Eric, A. Bouscayrol, J. P Hautier., « Multi-phase system supplied by PWM VSI. A new technic to compute the duty cycles », University Lille, Laboratoire L2EP. [www. Univ-lille1.fr/l2ep](http://www.Univ-lille1.fr/l2ep).
- [27] Technique de l'ingénieur. « Convertisseurs et machines électriques : Commande numérique des machines – Système triphasé en régime permanent », D3642.
- [28] G. Segulier, F. Notlet., « Electrotechnique industrielle », Technique et documentation Lavoisier, 1977.
- [29] Ana M. LLOR, « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents », Thèse doctorat, Université Carlos III de Madrid et Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 08 avril 2003.
- [30] S. Ayasun, C. O. Nwankpa, « Induction motor tests using MATLAB/Simulink and Their integration into undergraduate electric machinery courses », IEEE Transactions on Education, Vol. 48, N°.01, February 2005.
- [31] F. Kadri, «Développement d'une commande intelligente d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension PWM. »Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [32] A. Benchaib, «Application des Modes de Glissement pour la commande en temps réel de la Machine Asynchrone, »Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes, 1986
- [33] G. Grellet, «Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande. Collection Electronique», 1997.
- [34] S. Khojet El Khil , «Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ».Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.

- [35] S. REZGUI, «Commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel». Mémoire de magister, université de Constantine, 2009.
- [36] M. Fateh, «Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique». Thèse de doctorat en cotutelle, Université de Paris Est-université de constantine, 2010.
- [37] Y. Beddiaf., « Etude et Simulation d'estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone», Thèse de Magister, Université de Batna.2006
- [38] Canudas De Wit C, «Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation discrétisation et observateurs», Paris, Hermès Science Publications, 2000, 286p. ISBN 2-7462-0112-7.
- [39] Haron A.R., Idris N.R.N, «Simulation of MRAS-based Speed Sensor less Estimation of Induction Motor Drives using Matlab/Simulink », Power and Energy Conference, IEEE International Vol., pp. 411–415 Nov. 2006.
- [40] M. Rashed, A.F. Stronach, «A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation», IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 6, Nov. 2004.
- [41] C. Schauder, «Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers», Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, California, pp.493- 499, 1989.
- [42] Malek. Ghanes, « Observateur et commande de la machine asynchrone sans capteur Mécanique », Thèse de doctorat, soutenue à l'Ecole centrale de Nantes, France, Le 03 novembre 2005.
- [43] A. Khaila, « Observateur de flux pour la commande vectorielle de la machine asynchrone : Conception et implantation.» Thèse de doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, 2003.
- [44] Salinda Buyamin, «Optimisation of the extended kalman filter for speed estimation of induction motor drives». Thèse de doctorat, Université de Newcastle, 2007
- [45] M.S. Grewal, A.P. Andrews, «Kalman filtering, theory and practice», *Prentice Hal* Englewood Cliffs, New Jersey, 1993. GRE93
- [46] A. Kheldoun, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté».Thèse de doctorat, Université de Boumerdes, 2007
- [47] M. Hilairret, F. Auger, C. Darengosse, « Two efficient Kalman filters for flux and velocity estimation of induction motors». Proc IEEE PESC'00, Vol 2, pp 891-896, juin 2000.
- [48] S. Bachir, JC. Trigeassou, S. Cauet, «Diagnostic des defauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteur de vitesse.»Conférence Internationale Francophone d'automatique, Nantes, 2002
- [49] R. Pena, Eguiluz, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire.» Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2002.
- [50] S. Meziane, «Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone.» Thèse de doctorat, université de Constantine, 2009.

- [51] R. Magureanu, C. Ilaş, V. Bostan, M. Ciubus, V. Radut, «Luenbrger, Kalmna, neural observer and fuzzy controllers for speed induction motor.» Power Electronics and Motion Control conference, 2000, Proceedings. IPEMC 2000. The third International Vol.3, Issue, pp.1256-1261. 2000
- [52] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, And S. L. Ho, «speed estimation of an induction motor drive using extended Kalman filter.» Power Engineering society Winter Meeting, 2000. IEEE vol1, Issue, pp.243-248, 2000
- [53] J. S. Thongam, M. Ouhrouche, and R. Beguenane, « Sensorless indirect vector control of induction motor drive robust against rotor resistance variation.» Power system Control and Operations, November 28-December 1, 2004 Clearwater Beach, FL, USA pp, 448- 45
- [54] Sedda. E, « Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage à erreur borné et par filtrage de Kalman». Thèse de doctorat de l'université de Paris 6. France. 1998.
- [55] M. Benamor, «Commande par DTC de la machine à induction sans capteur de vitesse. Utilisation du filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse», mémoire de magistère, Université de Batna.
- [56] R. Decourt : « Labview », édition 2011
- [57] David FREY, Pierre-Armand DEGRYSE, Jean-Luc AMALBERTI, «Le langage de programmation Labview », Cours ; IUT1 Grenoble Département
- [58] <http://www.ni.com/compactrio/whatis/>

## الملخص:

أخذت الآلات الكهربائية اهتماما بالغا من قبل الباحثين وهذا بسبب الإيجابيات التي تمتلكها نظرا لسهولة صيانتها و المنخفضة وسهولة صيانتها، فإن الآلة اللاتزامنية هي الأكثر تداولاً واستعمالاً صناعياً. ولكن المشكل الكبير الذي تعاني منه مثل هذه الآلات هو وجود رابط قوي بين المد الشعاعي وعزم الدوران ولكن بحلول التقدم التكنولوجي فُتِح المجال للباحثين بتطوير أنظمة وأساليب تحكم ناجعة تستجيب للمتطلبات الصناعية، من بين هذه الأساليب نجد نظام التحكم المباشر في العزم (DTC) ونظام التحكم الشعاعي.

التطبيق المحكم أو الجيد لهذه الأساليب يتطلب منا معرفة تامة لبعض مقادير هذه الآلة الشيء الذي يحثنا على إتباع أو استخدام ملتقطات باهضة الثمن وهشة لتفادي كل هذا، نستخدم أسلوب آخر يتمثل في أسلوب التحكم من دون ملتقطات من أجل استخلاص السرعة و المد الشعاعي وهذا باستخدام المقادير التي بإمكاننا قياسها (التيار، التوتر). إذن في هذه المذكرة استعملنا التحكم الشعاعي غير المباشر بحقل موجه (IRFOC) من أجل التحكم في الآلة اللاتزامنية أما بخصوص نظام التحكم من دون ملتقطات فقد استعملنا وسيلتين ألا وهما : تقنية نظام التحكم التلائمي بنموذج مرجعي (MRAS) ومرشح (Kalman) كما قمنا باستخدام برمجيّة (Labview) من أجل القيام بمحاكاة على CompactRIO كلمات مفتاحية: الآلة اللاتزامنية، التحكم الشعاعي، التحكم الشعاعي الغير المباشر بحقل موجه ، التحكم التلائمي بنموذج مرجعي (MRAS) و مرشح Kalman ، Labview ، CompactRIO ، التحكم من دون ملتقطات.

## Résumé :

Les machines électriques ont acquis un énorme intérêt de la part des chercheurs, et cela grâce aux avantages qu'elles apportent. Vu, la simplicité, le faible coût et la facilité d'entretien, la MAS est la plus utilisée, mais son problème major réside dans l'absence naturelle du découplage entre le flux et le couple. Or, les avancées technologiques ont permis aux chercheurs de développer des commandes performantes qui répondent aux exigences industrielles telles que la commande vectorielle, commande DTC...etc.

Une bonne application de ces commandes nécessite une excellente information des grandeurs provenant de la machine à commander, ceci nous mène à utiliser des capteurs coûteux et fragiles et pour éviter l'implantation de ces capteurs, on procède à une structure de commande sans capteur afin d'extraire la vitesse et le flux en exploitant des grandeurs mesurables à partir des termes électriques du stator (courant, tension). Donc, dans ce mémoire on a utilisé une commande vectorielle IRFOC, pour la commande de la MAS et pour la structure de commande sans capteur on a utilisé la technique MRAS et le filtre de Kalman étendu. Comme aussi on a utilisé le logiciel Labview dans le but de faire une simulation en temps réel sur le CompactRIO.

**Mots clés :** MAS, commande vectorielle, IRFOC, MRAS, Filtre de Kalman, Labview, CompactRIO, commande sans capteur.

## Abstract:

Electrical machines occupy a big part of interest of researcher in recent years, this is mainly according to their simplicity, low cost of realization and maintenance ease. The major problem is the lack of natural decoupling between flow and torque, for that reason, researcher has interested in technological advanced topics which allows to develop powerful controls fits with industrial requirements such as vector control, DTC,...etc

A good application of these controls requires excellent measurements from the controlled machine this leads us to use expensive and fragile sensors, so to prevent the implementation of these sensors, we proceed to sensor less control structure to extract the speed and flow by exploiting measurable quantities from the stator electrical terms (current, voltage). So in this paper we used vector control IRFOC for the control of the induction motor. For the sensor less control structure we have used MRAS technique and the extended

Kalman filter. We have also used Labview software in order to make a real-time simulation on the CompactRIO.

**Key words:** Induction motor, vector control, IRFOC, MRAS, Kalman filter, Labview, CompactRIO, sensor less control