

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEINEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



**UNIVERSITE DE BATNA**



FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Magister

En vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique

### Option : Commande

Présenté par :

**M<sup>r</sup> Dissa Abdennour**

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna

Thème

---

## Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire

---

Soutenu devant le Jury composé de :

<b>Dr. Azzoui Boubaker</b>	Prof	Université de Batna	Président
<b>Dr. Chikhi Khaled</b>	M.C.A	Université de Batna	Rapporteur
<b>Dr. Naceri Farid</b>	Prof	Université de Batna	Co-Rapporteur
<b>Dr. Sellami Said</b>	M.C.A	Université de Batna	Examineur
<b>Dr. Dib Abderrahmane</b>	M.C.A	U. Oum El-bouaghi	Examineur

## *Avant Propos*

*Je tiens à exprimer mes vifs remerciements aux membres de jury :*

- ❖ *M. B.Azzoui, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna, d'avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire. Je le remercie sincèrement pour les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigués tout au long de ma formation.*
- ❖ *M. Kh.Chikhi, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna, d'accepté d'être rapporteur de cette thèse et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*
- ❖ *M. F.Nacéri, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna, d'accepté d'être rapporteur de cette thèse et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*
- ❖ *M. S.Sellami, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna, d'avoir accepté d'examiner ce travail et de l'évaluer, en tant que membre de Jury.*
- ❖ *M. A.Dib, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Oum El-bouaghi, d'avoir accepté d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au Jury de soutenance.*

*Je tiens également à remercier tous les enseignants qui m'ont formé et je cite en particulier Monsieur **R.Abdesmed, A.Benoudjit** auquel j'accorde l'expression de mon affectueuse gratitude et dont je garde un très bon souvenir.*

*A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Mes chers parents ;*

*Mes frères et sœurs ;*

*Ma femme ;*

*Ma petite fille Inas ;*

*Toute la promotion 2010 ;*

*Sans oublier tout mes amies de l'université.*

# Sommaire

---

## Sommaire

### Introduction générale

### CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction.....	4
I.1. DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....	5
I.1.1. Disposition générale.....	5
I.1.2 Nombre de pôles d'une machine.....	7
I-2. Principe de fonctionnement .....	7
I.3. MODELE DE LA M.AS TRIPHASEE.....	10
I.3.1 Modélisation et mise en équation.....	11
I.4. EQUATIONS GENERALES DE LA M.AS TRIPHASEE.....	11
I.4.1. Equations électriques .....	11
I.4.2. Équations magnétiques :.....	12
I.4.3. Équations mécaniques .....	13
I.5. TRANSFORMATION DU SYSTÈME TRIPHASÉ.....	14
I.5.1. Transformation CLARK/CONCORDIA.....	14
I.6. TRANSFORMATION DE PARK .....	16
I.6.1. Différents repères .....	16
I.6.2. Application de la transformation de Park au modèle de la MAS .....	17
I.6.2.1. Equations électriques.....	19
I.6.2.2. Equations magnétiques.....	19
I.6.2.3. Équations mécaniques .....	19

---

I.7. ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....	20
I.8. REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MAS .....	20
I.9. SIMULATION DU MODELE DE LA M.AS EN TENSION.....	22
I.9.1. Interprétation des résultats.....	23
I.10. Conclusion .....	25

## **Chapitre II : Modélisation et simulation de l'alimentation de la MAS**

### Introduction

II.1. MODELISATION DE L'ONDULEUR.....	27
II.2. COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (STRATEGIE TRIANGULO- SINUSOÏDALE).....	29
II.3. MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR - M AS .....	31
II.4. SIMULATION NUMERIQUE .....	32
II.4.1 Résultats de simulation .....	33
II.4.2 Résultats de simulation à vide .....	34
II.4.3 Résultats de simulation avec l'application de la charge.....	37
II.5. ONDULEUR DE TENSION VECTORIELLE ( SVM ).....	38
II.5.1 Modélisation vectorielle de l'onduleur triphasé.....	38
II.5.2 LA MLI VECTORIELLE.....	41
II .5.2.1 objectifs .....	41
II 5.2.2 définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence) .....	41
II.5.3 Algorithme de commande par MLI vectorielle .....	45
II.6 Résultats de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension SVM.....	49

---

II.7 Conclusion.....	50
<b>Chapitre III : Commande directe du couple de la MAS</b>	
Introduction	
III.1. PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DU FLUX.....	53
III.1.1. Contrôle du vecteur flux statorique .....	53
III.2. PRINCIPE GENERAUX DU CONTROLE VECTORIEL DE COUPLE .....	54
II.3. CHOIX DU VECTEUR DE TENSION.....	56
III.4. LES ESTIMATEURS .....	57
III.4.1. Estimation du flux statorique .....	57
III.4.2. Estimation du couple électromagnétique.....	58
III.5. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE.....	58
III.5.1. Elaboration du contrôleur de flux.....	58
III.5.2. Elaboration du contrôleur de couple .....	59
III.5.3. Correcteur à deux niveaux .....	60
III.5.4. Comparateur à trois niveaux.....	60
III.6. ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION (STRATEGIE DE COMMUTATION).....	61
III.6.1. Stratégie de commutation dans la DTC .....	61
III.6.2. Table de commutation .....	62
III.6.2.1. Fonctionnement à quatre quadrants.....	62
III.7. Structure générale du contrôle direct de couple.....	63
III.8. Résultats de la simulation et interprétation.....	65
III.9.Schéma de simulation.....	66

III.10. Tests de robustesse .....	67
a)-1- Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine.....	69
a-2- Test de robustesse pour une variation de la charge .....	69
III.11 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE UTILISANT LA MODULATION VECTORIELLE DTC-SVM.....	71
III.11.2 Résultats de simulation de la commande du MAS par DTC-SVM.....	71
III.11.2.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge.....	71
III.11.2.2 Démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse.....	73
III.11.2.3 Teste de la DTC-SVM pour les basses vitesses.....	73
II.11.Conclusion .....	74

## **Chapitre IV: Commande directe de couple sans capteur de vitesse de la MAS**

### Introduction

IV.1 LES METHODES D'ESTIMATION DE LA VITESSE ROTORIQUE.....	77
IV.1.1 Méthode d'estimation de la vitesse basée sur la saillance magnétique de la machine.....	77
IV.1.2 Méthode d'estimation de la vitesse rotorique basée sur le modèle de la machine.....	77
IV.2 LES METHODES DE COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE.....	77
IV.2.1 Les estimateurs .....	77
IV.2.2 Les observateurs.....	78
IV.2.2.1 Principe d'un observateur.....	78
IV.2.2.2 Généralités.....	78
IV.2.3 Classification des observateurs.....	79
IV.2.3.1 Les observateurs déterministes.....	79
IV.2.3.2 Les observateurs stochastiques.....	79



---

IV.2.3.3 Les observateurs linéaires.....	79
IV.2.3.3.1 Les observateurs linéaires d'ordre complet.....	79
IV.2.3.3.2 Les observateurs linéaires d'ordre réduit .....	81
IV.3 LES OBSERVATEURS NON LINÉAIRES.....	81
IV. 3.1 Filtre de kalman.....	82
IV.3.1.1 Filtre de Kalman Etendu.....	83
IV.4 APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ÉTENDUE Á LA MAS.....	85
IV.4.1 Le modèle d'état étendu de la MAS.....	86
IV.4.2 Discrétisation du modèle du système.....	86
IV.4.3 Le modèle stochastique non linéaire de la MAS.....	88
IV.4.4 Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état.....	88
IV.5 IMPLANTATION DE L'ALGORITHME DU FKE DISCRET.....	88
IV.5.1. Présentation du FKE.....	88
IV.5.1.1 Les étapes de l'algorithme du FKE.....	89
IV.5.1.2 Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances.....	89
IV.5.1.3 La phase de prédiction.....	89
IV.5.1.4 Phase de correction.....	90
IV.6. Schéma de simulation globale.....	91
IV.7 SCHÉMA BLOC DE SIMULATION.....	92
IV.8 Résultats de simulation.....	92
IV.5.1 Démarrage en Charge.....	93
IV.5.2 Inversion de la vitesse.....	95
IV.5.3 Régime à faible vitesse.....	97
IV.5.4 Variation du couple de charge.....	99

V.5.6 Réponse pour une variation de la charge.....	100
V.5.6.1 Fonctionnement à un échelon de couple résistant.....	100
IV.6 CONCLUSION.....	102
Conclusion générale.....	103

Annexe

Bibliographie

# Introduction Générale

## INTRODUCTION GENERALE

La commande à vitesse variable des entraînements électriques, a bénéficié ses dernières années d'avancées méthodologique et technologique significatives. En effet les projets de l'électronique numérique et le développement des composants de l'électronique de puissance permet aujourd'hui de mettre on œuvre des algorithmes de commande envisageables il y a une dizaine d'années.

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

Cette thèse a pour objectif principal d'étudier une technique de commande de la vitesse des machines asynchrone sans capteur de vitesse.

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

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

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

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

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

Notre mémoire est organisé en quatre chapitres :

- ✓ **Le premier chapitre** est consacré à la présentation et la modélisation des machines asynchrone MAS dans le référentiel de Park. De plus, une simulation de la MAS alimentée par une source de tension triphasée.
- ✓ **Le deuxième chapitre** porte sur la modélisation de l'alimentation des machines asynchrones, deux types de commande on été appliquée à l'onduleur de tension à deux niveaux : la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à hystérésis et la modulation vectorielle (SVM).
- ✓ **Le troisième chapitre** est consacré à la commande directe du couple des machines asynchrones alimentées par un onduleur de tension à deux niveaux. deux méthodes sont présentées : commande directe du couple DTC classique utilisant les tables de vérité et les hystérésis et commande directe du couple DTC-SVM utilisant la modulation vectorielle SVM.
- ✓ **Le quatrième chapitre** est consacré à l'élaboration d'une commande directe du couple (DTC) utilisant un observateur d'ordre complet basé sur le filtre de Kalman étendu à la vitesse de rotation. Des tests de simulation sont présentés pour examiner la robustesse de ce filtre ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement. Cette étude a été faite en temps discret.

En fin le travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives d'avenir.

# Chapitre I

*Modélisation et simulation  
de la machine asynchrone*

## Introduction

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (grande plage de variation de vitesse, la stabilité de fonctionnement et facilité de la commande).

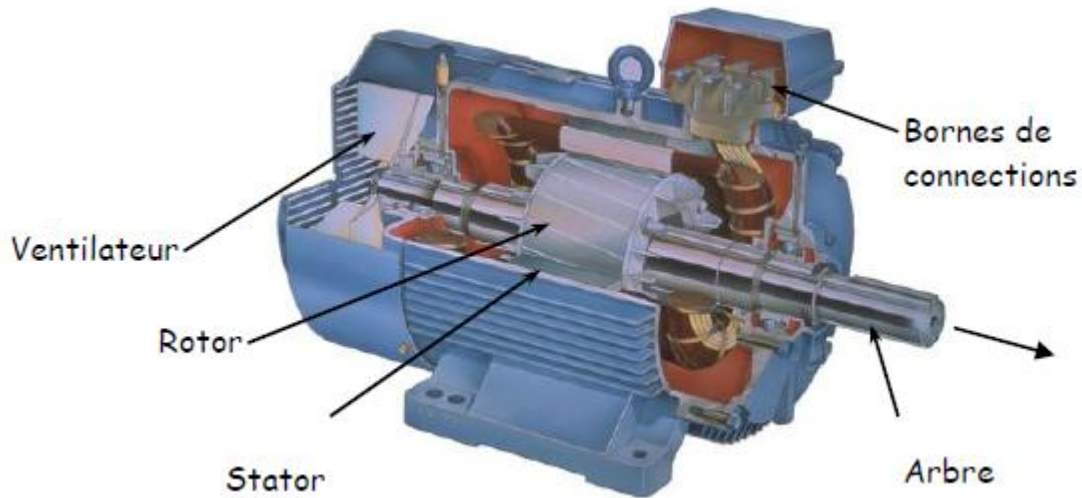
Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'un système quelconque, l'une des parties les plus importantes est la modélisation du système en équation. En effet, la machine asynchrone n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault,....

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, voir même impossible, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, ou, du moins, dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les hypothèses simplificatrices; puis nous donnerons les équations qui traduisent le modèle réel de la machine (machine triphasée) après une brève mise au point de certaines conventions. Nous présenterons ensuite, le modèle général de Park, duquel, nous déduirons après un choix judicieux du repère d'observation, le modèle de la machine alimentée en tension.

Le modèle complet de la machine asynchrone en tension sera simulé en utilisant le logiciel «SIMULINK» sous «**MATLAB** » dont les paramètres du ce modèle sont donnés en annexe.

## I.1. DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :



**Fig.I.1** Constitution de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est le plus couramment utilisé à cause de son faible coût et de sa robustesse ; il fonctionne grâce à une tension alternative 220V monophasé ou 380 V triphasé. On peut difficilement faire varier sa vitesse de rotation en modifiant la fréquence de la tension (en Hertz). Il peut fournir des couples (en Nm) très importants mais possède des vitesses de rotation souvent inférieures à 3000 tr/min[3].

Ses domaines d'utilisation principaux sont :

- Les fortes puissances => 1 000 kW
- Trains, machines outils, ...

### I.1.1 Disposition générale

Un moteur asynchrone est formé de :

- ⊙ Un stator constitué de trois enroulements identiques décalés de  $\frac{2\pi}{3p}$  radians les uns par rapport aux autres. L'ensemble de ces enroulements constitue le bobinage statorique. Les conducteurs de ces enroulements sont logés dans les encoches à la périphérie du stator. Lorsqu'ils sont alimentés par un réseau triphasé, ces enroulements créent un champ tournant multipolaire. Le stator constitue **l'inducteur** du moteur et a pour rôle de constituer un champ tournant dans l'entrefer de la machine.

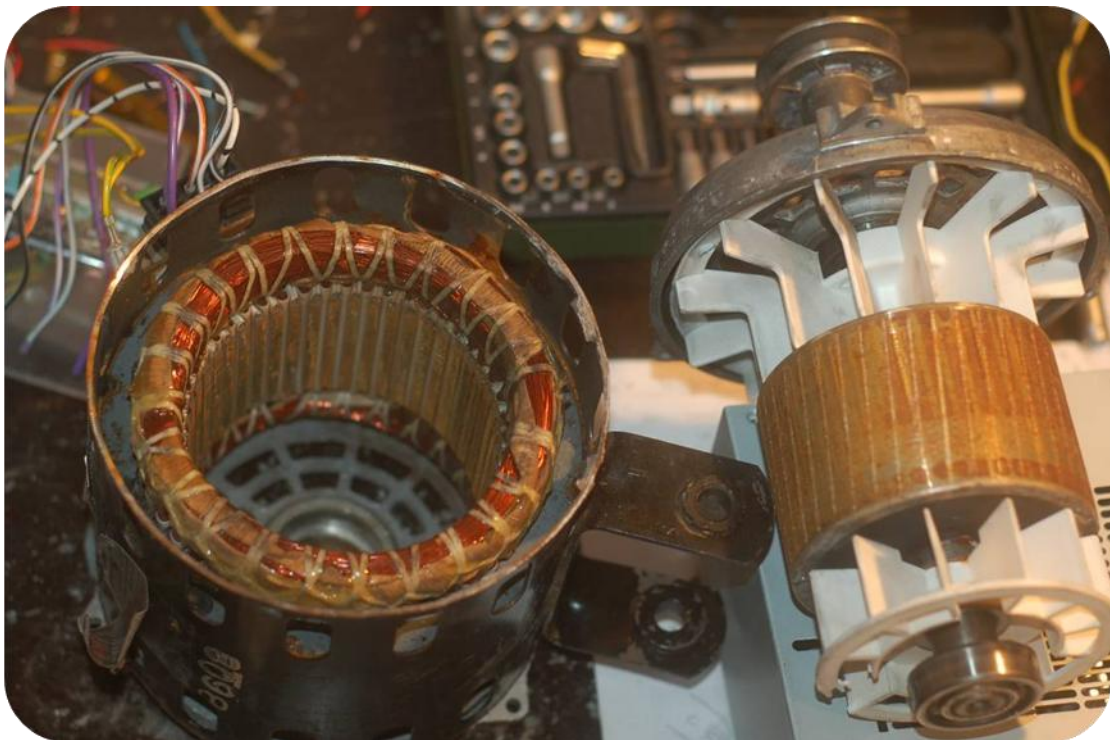


Bien évidemment le stator fixe doit être feuilleté puisqu'il se trouve placé dans un champ variable. D'ailleurs sa carcasse comporte des ailettes pour augmenter la ventilation des tôles fixes dans lesquelles apparaissent des courants de Foucault.

- Un rotor cylindrique formé par l'empilage sur l'arbre de disques ferromagnétiques. Dans ses encoches tournées vers l'entrefer est logé un bobinage polyphasé mis en court-circuit.

*Remarque* : Les bobinages du stator et du rotor doivent avoir le même nombre de pôles ( $2p$ ) mais leurs nombres de phases peuvent être différents.

- L'entrefer est la partie d'air entre le stator et le rotor et doit être très étroit pour éviter les pertes de flux.



**Fig.I.2** Stator et rotor de la machine asynchrone

### I.1.2. Nombre de pôles d'une machine :

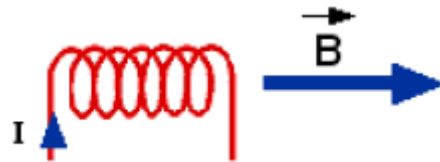
#### Définition :

Le nombre de paires de pôles noté  $p$  (soit  $2p$  pôles) correspond au nombre de bobines qui constituent une phase de la machine.

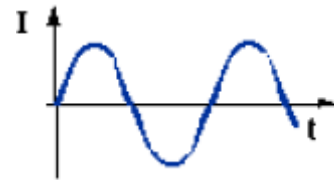
### I.2. Principe de fonctionnement :

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant par des tensions alternatives

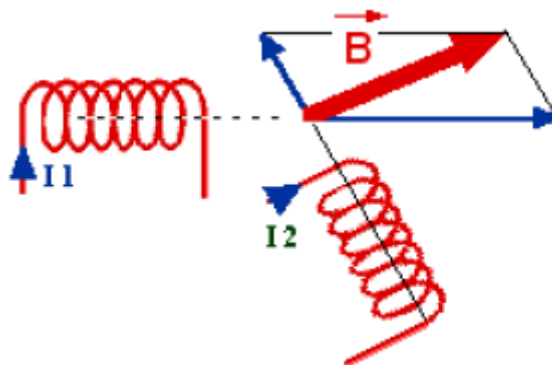
La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique  $\vec{B}$ . Ce est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courants  $I$ .  $\vec{C}$ 'est une grandeur vectorielle.



Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.

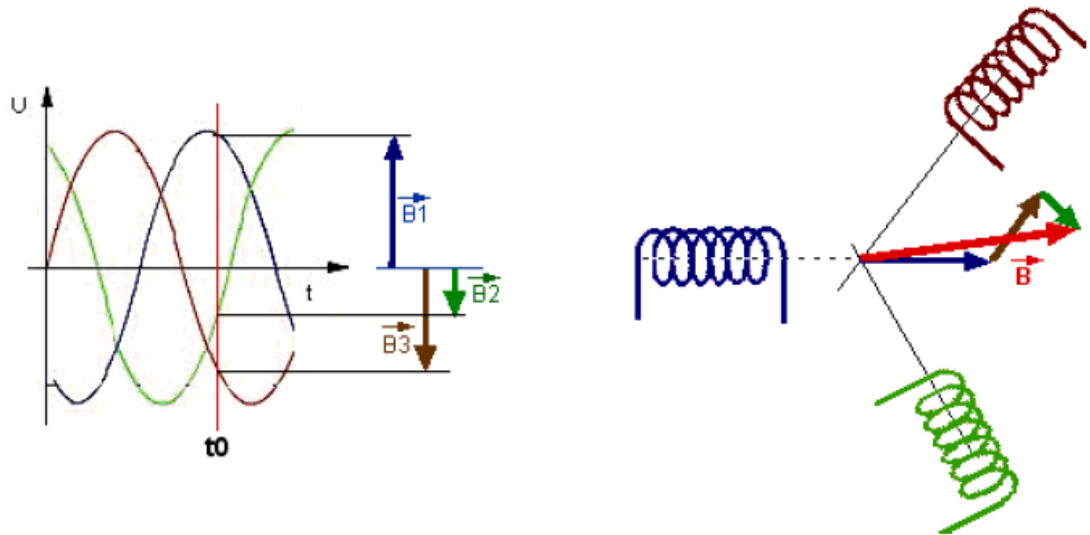


Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres.



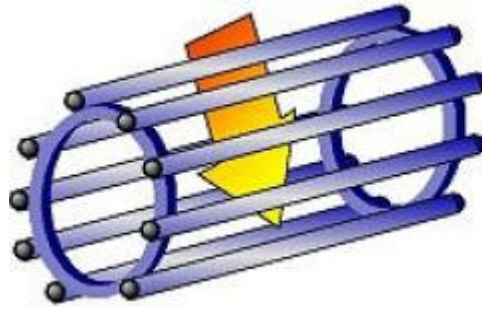
Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à  $120^\circ$  les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte-tenu de la nature de courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés (chacun à

son tour passe par un maximum). Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant soit 50tr/s [3].



Les trois enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Si on place une boussole au centre, elle va tourner à cette vitesse à cette vitesse de synchronisme.

Le stator est constitué de barres d'aluminium noyées dans un circuit magnétique. Ces barres sont reliées à leurs extrémités par deux anneaux conducteurs et constituent une "cage d'écureuil". Cette cage est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance.



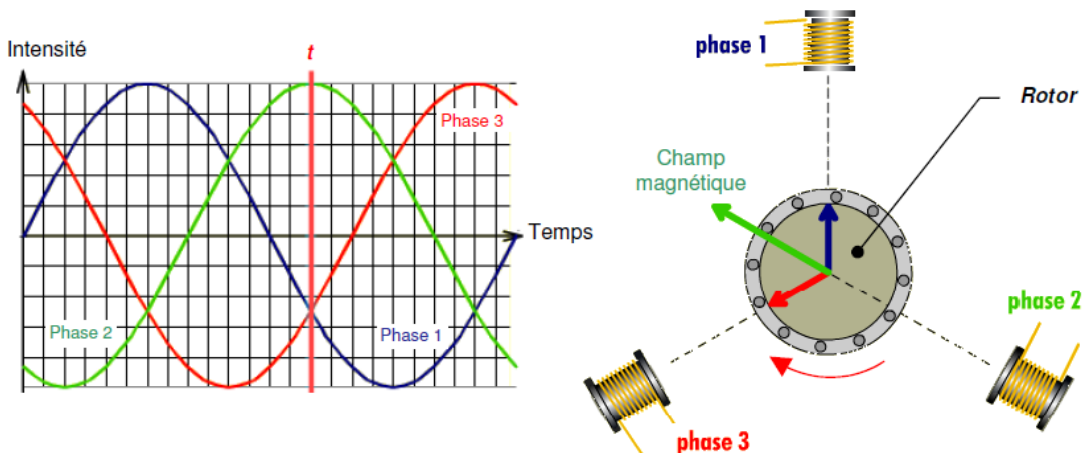
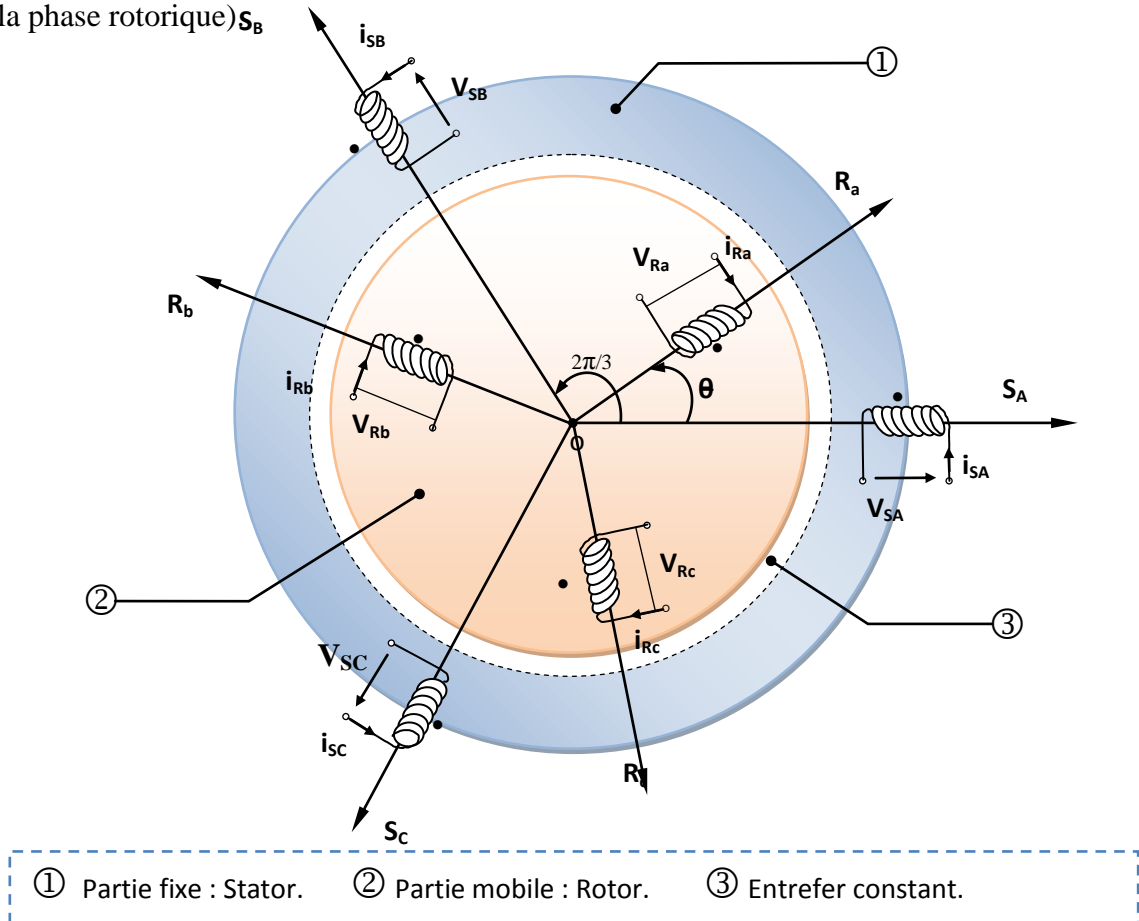
Cette cage est balayée par le champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Des courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leurs a donné naissance. Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier.

Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone.

Prenons l'exemple d'un moteur dont la fréquence de rotation nominale relevée sur la place signalétique est de 2840tr/mn, ce moteur étant en courant de 50Hz, la fréquence de rotation de champ magnétique est donc de 50Hz soit 3000tr/mn. Le rotor donc balayé par un champ magnétique qui tourne à une fréquence de rotation relative de  $3000-2840=160\text{tr/mn}$

**I.3. MODELE DE LA MAS TRIPHASEE :**

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la (Fig.I.3) avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator :  $S_A$ ,  $S_B$  et  $S_C$ , et pour les trois enroulements rotoriques :  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$ , et  $\theta$  ( Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique)



**Fig.I.3** Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

### I.3.1. Modélisation et mise en équation

Le modèle du moteur à induction est élaboré sur la base de certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent, en général [4] :

- ✓ L'entrefer du moteur est d'épaisseur uniforme, négligeant ainsi l'effet des encoches.
- ✓ Le circuit magnétique non saturé et à une perméabilité constante, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température, en négligeant l'effet de peau et les pertes fer.
- ✓ Le bobinage triphasé est symétrique et la répartition de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale.

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

## I.4. EQUATIONS GENERALES DE LA M.AS TRIPHASEE

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après, voir Fig( I-3).

### I.4.1. Equations électriques

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

► Pour le stator

$$[\mathbf{V}_{S \ abc}] = \mathbf{R}_S [\mathbf{i}_{S \ abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{S \ abc}] \quad (I.1)$$

► Pour le rotor

$$[\mathbf{V}_{R \ abc}] = \mathbf{R}_R [\mathbf{i}_{R \ abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{R \ abc}] \quad (I.2)$$

Avec :

$R_S, R_R$ ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

Et :

$$\begin{aligned} \left[ \mathbf{V}_{S \text{ ABC}} \right] &= \left[ \mathbf{V}_{SA} \quad \mathbf{V}_{SB} \quad \mathbf{V}_{SC} \right]^T : \text{Vecteur de tension statorique.} \\ \left[ \mathbf{V}_{R \text{ abc}} \right] &= \left[ \mathbf{V}_{Ra} \quad \mathbf{V}_{Rb} \quad \mathbf{V}_{Rc} \right]^T : \text{Vecteur de tension rotorique.} \\ \left[ \mathbf{i}_{S \text{ ABC}} \right] &= \left[ \mathbf{i}_{SA} \quad \mathbf{i}_{SB} \quad \mathbf{i}_{SC} \right]^T : \text{Vecteur de courant statorique.} \\ \left[ \mathbf{i}_{R \text{ abc}} \right] &= \left[ \mathbf{i}_{Ra} \quad \mathbf{i}_{Rb} \quad \mathbf{i}_{Rc} \right]^T : \text{Vecteur de courant rotorique.} \end{aligned}$$

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$$\begin{aligned} \left[ \Phi_{S \text{ ABC}} \right] &= \left[ \Phi_{SA} \quad \Phi_{SB} \quad \Phi_{SC} \right]^T : \text{Vecteur de flux statorique.} \\ \left[ \Phi_{R \text{ abc}} \right] &= \left[ \Phi_{Ra} \quad \Phi_{Rb} \quad \Phi_{Rc} \right]^T : \text{Vecteur de flux rotorique.} \end{aligned}$$

### I.4.2. Équations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

► Pour le stator :

$$\left[ \Phi_{S \text{ ABC}} \right] = \left[ \mathbf{L}_S \right] \left[ \mathbf{i}_{S \text{ ABC}} \right] + \left[ \mathbf{M}_{SR} \right] \left[ \mathbf{i}_{R \text{ abc}} \right] \quad (\text{I.3})$$

► Pour le rotor :

$$\left[ \Phi_{R \text{ abc}} \right] = \left[ \mathbf{L}_R \right] \left[ \mathbf{i}_{R \text{ abc}} \right] + \left[ \mathbf{M}_{SR} \right]^T \left[ \mathbf{i}_{S \text{ ABC}} \right] \quad (\text{I.4})$$

Où :

$[\mathbf{L}_S]$  : Matrice d'inductances statoriques.

$[\mathbf{L}_R]$  : Matrice d'inductances rotoriques.

$[\mathbf{M}_{SR}]$  : Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

Alors :

$$[\mathbf{L}_S] = \begin{bmatrix} \ell_S & \mathbf{M}_S & \mathbf{M}_S \\ \mathbf{M}_S & \ell_S & \mathbf{M}_S \\ \mathbf{M}_S & \mathbf{M}_S & \ell_S \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{L}_R] = \begin{bmatrix} \ell_R & \mathbf{M}_R & \mathbf{M}_R \\ \mathbf{M}_R & \ell_R & \mathbf{M}_R \\ \mathbf{M}_R & \mathbf{M}_R & \ell_R \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Ainsi :

$$[\mathbf{M}_{SR}] = [\mathbf{M}_{RS}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Où :

$\ell_S$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$\ell_R$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$M_S$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_R$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$M_0$ : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

### I.4.3. Équations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [6] :

$$\mathbf{C}_{em} = \mathbf{p} [\mathbf{i}_{S \text{ ABC}}]^T \frac{d}{dt} [\mathbf{M}_{SR}] [\mathbf{i}_{R \text{ abc}}] \quad (\text{I.7})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = \mathbf{C}_{em} - \mathbf{C}_r - f_r \Omega \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

$\mathbf{C}_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

$\Omega$  : Vitesse rotorique.

$\mathbf{C}_{em}$  : Couple électromagnétique.

$f_r$  : Coefficient de frottement visqueux.

$(f_r \Omega)$  : Terme de couple de frottement visqueux.



### I.5. Transformation du système triphasé

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé [6].

#### I.5.1 Transformation CLARK/CONCORDIA:

C'est une transformation linéaire, indépendante de la rotation qui permet de transformer une bobine triphasé en une bobine biphasé équivalent.

La transformation de CLARK conserve l'amplitude des grandeurs électriques. Tandis que celle de CONCORDIA, conserve la puissance.

##### CLARK:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{c-à-d} \quad [x_{\alpha\beta}] = T \cdot [x_{abc}]$$

$$\text{Avec } T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

##### CONCORDIA:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{c-à-d} \quad [x_{\alpha\beta}] = C \cdot [x_{abc}]$$

$$\text{Avec } C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

L'application de transformation de CLARK sur les équations [(I.1),(I.2)] donne ce qui suit.

$$[V_{s\alpha\beta}] = [R_s] \cdot [i_{s\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s\alpha\beta}] \quad (I.9)$$

$$[V_{r\alpha\beta}] = [R_r] \cdot [i_{r\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r\alpha\beta}] \quad (I.10)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha\beta} \\ \Phi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ i_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$L_s = (l_s - M_s)$  : Inductance cyclique de l'armature " S " .

$L_r = (l_r - M_r)$  : Inductance cyclique de l'armature " R " .

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique.

On dispose à présent d'une modélisation de la machine asynchrone dans deux repères. Les grandeurs statorique sont exprimées dans le repère  $(\alpha\beta)$  stator et les grandeurs rotorique sont exprimées dans le repère  $(\alpha\beta)$  rotor. Mais il faut exprimer toute la modélisation dans un repère commun dit  $(dq)$  et ceci à l'aide d'une transformation dans le plan qui est la rotation  $Rot(\theta_{obs})$ .

$$Rot(-\theta_{obs}) = \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \sin \theta_{obs} & \cos \theta_{obs} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Alors on peut écrire toute grandeur dans le repère  $(dq)$  on utilisant le produit matricielle suivant:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \sin \theta_{obs} & \cos \theta_{obs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Avec:  $\bar{X} = (\bar{I}_{s,r}, \bar{V}_{s,r}, \bar{\Phi}_{s,r})$

### I.6. TRANSFORMATION DE PARK :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [5].

#### I.6.1. Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux : [14]

- ❶ Référentiel immobile par rapport au stator :  $(\alpha - \beta) \rightarrow \omega_{obs} = \mathbf{0}$ .
- ❷ Référentiel immobile par rapport au rotor :  $(x - y) \rightarrow \omega_{obs} = \omega_R$ .
- ❸ Référentiel immobile par rapport au champ tournant :  $(d - q) \rightarrow \omega_{obs} = \omega_S$ .

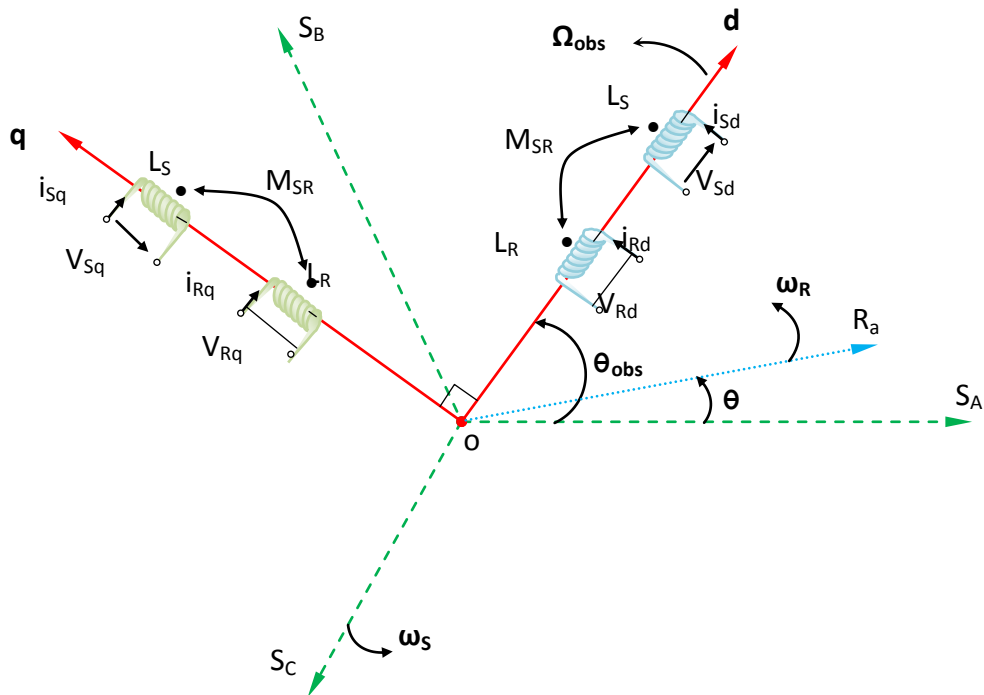
Où :

$\omega_{obs}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

**I.6.2. Application de la transformation de Park au modèle de la MAS**

On désire transformer les enroulements de la M.AS triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (d – q) lié au champ tournant, voir (Fig.I.4), ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).



**Fig.I.4** Référentiel tournant d'axes (d– q).

Où :

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$  : est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

► L'équivalent de tension :

$$[V_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][V_{ABC}] \tag{I.14}$$

► L'équivalent de courant :

$$[\mathbf{i}_{dqo}] = [\mathbf{P}(\theta_{obs})][\mathbf{i}_{ABC}] \quad (\text{I.15})$$

► L'équivalent du flux :

$$[\Phi_{dqo}] = [\mathbf{P}(\theta_{obs})][\Phi_{ABC}] \quad (\text{I.16})$$

Où :

$[\mathbf{P}(\theta_{obs})]$  est la matrice de Park.

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_{ABC}] = [\mathbf{P}(\theta_{obs})]^{-1}[\mathbf{V}_{dqo}] \\ [\mathbf{i}_{ABC}] = [\mathbf{P}(\theta_{obs})]^{-1}[\mathbf{i}_{dqo}] \\ [\Phi_{ABC}] = [\mathbf{P}(\theta_{obs})]^{-1}[\Phi_{dqo}] \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit

$$\text{alors } [\mathbf{P}(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{obs} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obs} + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

✓ Le facteur  $(\sqrt{\frac{2}{3}})$  : pour la conservation de la puissance électrique instantanée [3].

$$[\mathbf{P}(\theta_{obs})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{obs} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obs} - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{obs} + 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obs} + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I-3) et (I-4), et magnétiques, (I-5), (I-6), permet d'obtenir les équations suivantes :

## I.6.2.1 Equations électriques

$$[\mathbf{V}_{Sd}] = \mathbf{R}_S \mathbf{i}_{Sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sd} - \omega_S \Phi_{Sq} \quad (\text{I.20})$$

$$[\mathbf{V}_{Sq}] = \mathbf{R}_S \mathbf{i}_{Sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sq} + \omega_S \Phi_{Sd} \quad (\text{I.21})$$

$$0 = \mathbf{R}_R \mathbf{i}_{Rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rd} - (\omega_S - \omega_R) \Phi_{Rq} \quad (\text{I.22})$$

$$0 = \mathbf{R}_R \mathbf{i}_{Rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rq} + (\omega_S - \omega_R) \Phi_{Rd} \quad (\text{I.23})$$

## I.6.2.2 Equations magnétiques

$$\Phi_{Sd} = \mathbf{L}_S \mathbf{i}_{Sd} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{Rd} \quad (\text{I.24})$$

$$\Phi_{Sq} = \mathbf{L}_S \mathbf{i}_{Sq} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{Rq} \quad (\text{I.25})$$

$$\Phi_{Rd} = \mathbf{L}_R \mathbf{i}_{Rd} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{Sd} \quad (\text{I.26})$$

$$\Phi_{Rq} = \mathbf{L}_R \mathbf{i}_{Rq} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{Sq} \quad (\text{I.27})$$

Avec :

$\mathbf{L}_S = \ell_S - \mathbf{M}$ ,  $\mathbf{L}_R = \ell_R - \mathbf{M}$ , Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$\mathbf{M} = \frac{3}{2} \mathbf{M}_0$  : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

## I.6.2.3 Équations mécaniques

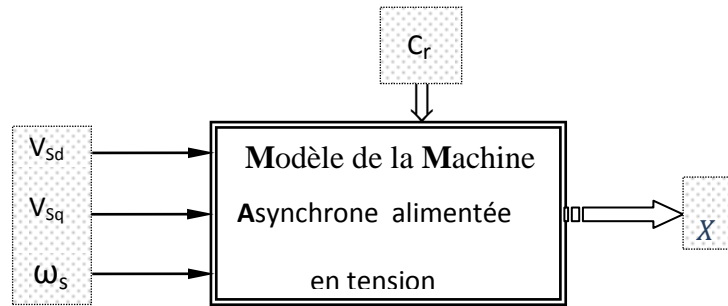
Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-7) devient :

$$\mathbf{C}_{em} = \mathbf{P} \frac{\mathbf{M}}{\mathbf{L}_R} (\Phi_{Rd} \cdot \mathbf{i}_{Sq} - \Phi_{Rq} \cdot \mathbf{i}_{Sd}) \quad (\text{I.28})$$

Et l'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (I-8).

**I.7. ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :**

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique  $\mathbf{i}_s$  et le flux rotorique  $\Phi_R$  comme variables d'état, et la pulsation  $\omega_s$  et les tensions  $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$ , comme grandeur de commande et le couple  $C_r$  comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, (Fig.I.5).



**Fig.I.5** Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie  $[X]$ , peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T ;$$

Ou  $[X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T ;$

Ou  $[X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T ;$

Ou  $[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T .$

Ainsi, notre choix est porté sur le vecteur  $[i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$ .

**I.8. REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MAS**

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

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{I.29}$$

Avec: 
$$\begin{cases} [X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T \\ [U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \end{cases} \tag{I.30}$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d – q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_S} & \omega_s & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R}\right)\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_S}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_S L_R}\right)\omega & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}\right) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_R} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Et pour le référentiel lié au stator ( $\alpha - \beta$ ), la matrice [A] devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_S} & 0 & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R}\right)\omega \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_S}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_S L_R}\right)\omega & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}\right) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_R} & \omega & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_R L_S} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_R T_R} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

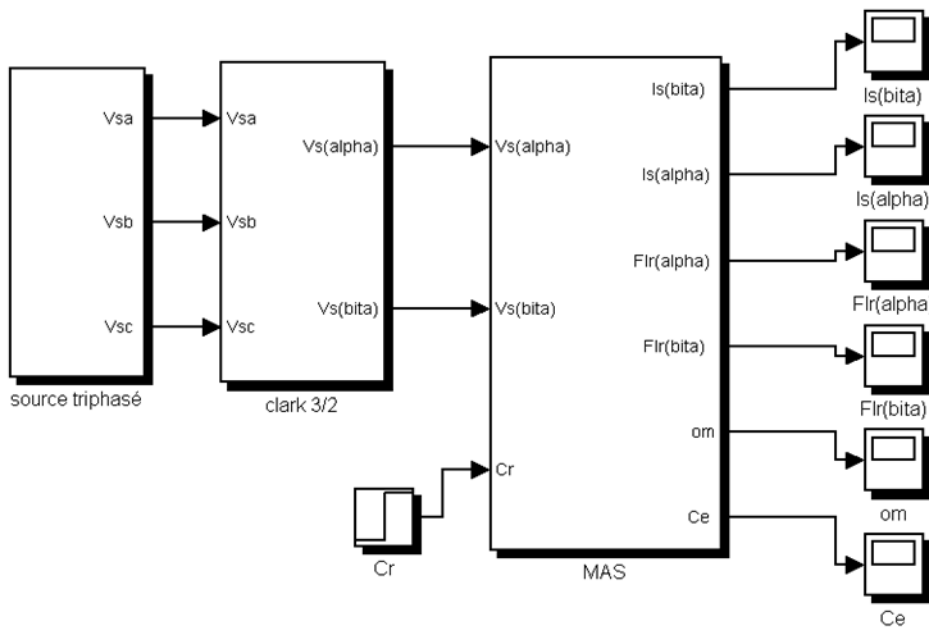
[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système et [B] : Matrice d'entrée.



### I.9. SIMULATION DU MODELE DE LA M.AS EN TENSION

La simulation, bien connue de nos jours, des modèles des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les simulations ont été effectuées par le logiciel «**SIMULINK**» sous «**MATLAB**», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (la méthode d'EULER simple, d'EULER modifiée, RUNGE-KUTTA d'ordre 4... etc.), il comporte des modules qui peuvent réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégrale, la multiplication, ...etc. [4].

Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone est donné par la figure (Fig.I.6).

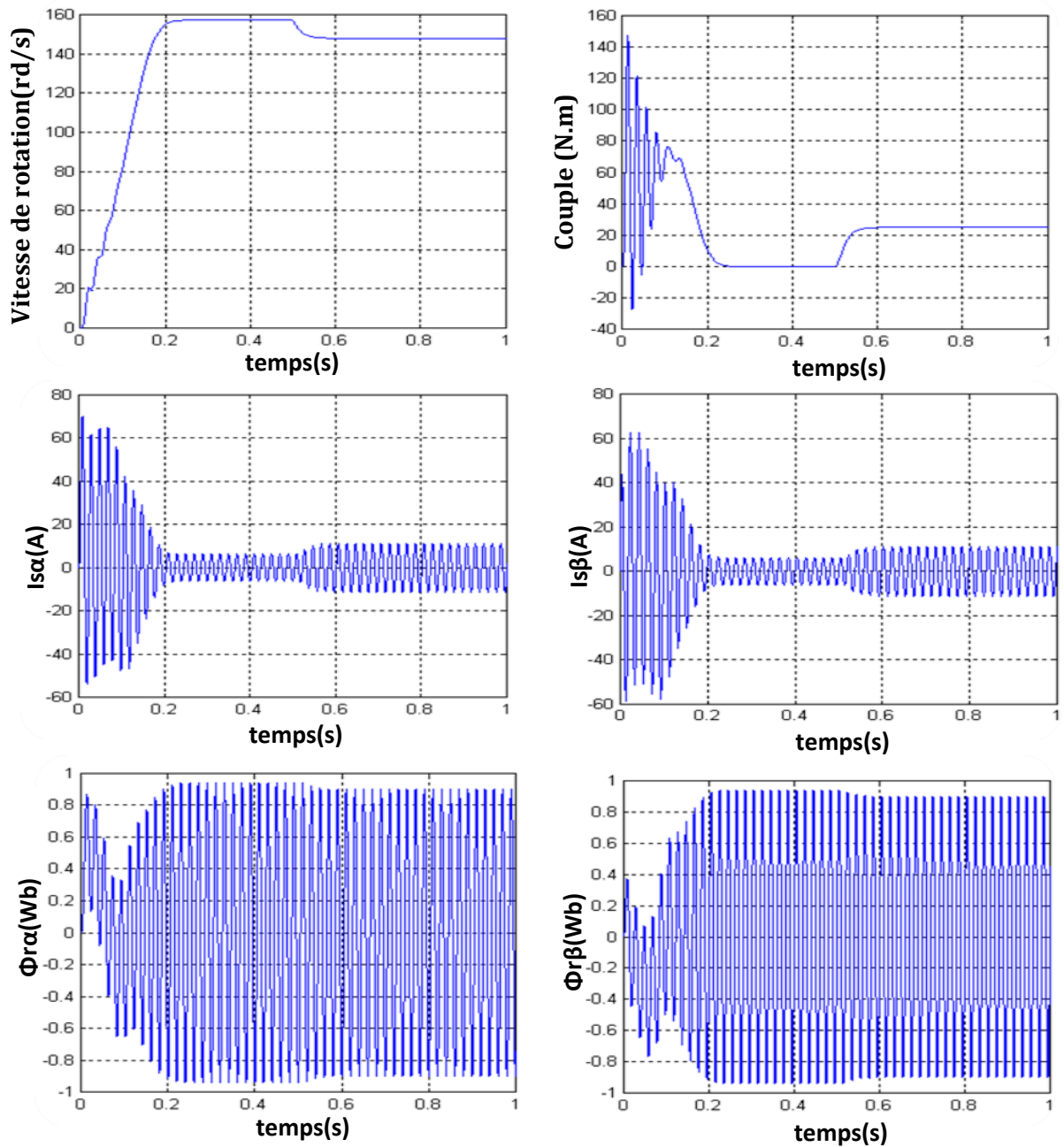


**Fig.I.6** schéma de simulation de la MAS

I.9.1 Interprétation des résultats

Le moteur est alimenté directement par le réseau 220/380, 50Hz, puis nous avons appliqués un couple résistant ( $C_r=25N.m$ ) à  $t=0.5sec$ .

Les résultats de la simulation sont représentés comme suite :



**Fig.I.7.** Résultats de simulation de la MAS démarrage à vide suivie d’une application de charge de 25N.m à  $t=0.5s$  en boucle ouverte.

**A vide :**

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2 sec la vitesse de rotation stabilise à une valeur constant (157 rad/s) puisque le moteur possède 2 paires de pole.

La courbe de couple ce présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très important, après 20 ms le couple tend vers zéro.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (70A) jusqu'à 20 ms, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 10A.

Au premier instant le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

**En charge :**

Avec  $t \in [0.5 \ 1]s$  : nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_r=25N.m$ ). Nous constatons que :

Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (25N.m) appliqué.

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

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

**I.10. Conclusion**

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

On a établi le modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système diphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park. Ce dernier a été simulé et validé dans les deux référentiels ; celui lié au stator et celui lié au synchronisme, ceci étant pour une alimentation en tension.

Les résultats de cette première simulation du modèle de la machine asynchrone montrent bien le fort couplage existant entre les différentes variables (couple, flux) indiquant le caractère bien connu de la non linéarité spécialement lorsque une charge (perturbation) est appliquée à la machine.

Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation et la simulation de l'association machine-convertisseur.

# Chapitre II

*Modélisation et simulation  
de l'alimentation de la MAS*

## Introduction

Le contrôle de la vitesse ou de position des machines asynchrones nécessite l'utilisation d'un convertisseur statique de puissance appelé conventionnellement onduleur de tension. A partir d'une source de tension continue, le convertisseur statique peut, grâce à une séquence appropriée d'ouverture et de fermeture de ses interrupteurs, commuter le courant dans les phases de la machine afin d'obtenir un système triphasé de courant parfaitement commandable.

Les tensions appliquées sur les phases de la machine sont de forme rectangulaire donc ayant un contenu harmonique élevé qui provoque des pertes supplémentaires dans la machine ainsi que des oscillations mécaniques à basse fréquence sur l'arbre.

Afin de réduire ces phénomènes, il existe deux possibilités :

Soit augmenter le nombre des niveaux de tension générés par l'onduleur, soit imposer sur chaque période des commutations judicieusement placées de manière à faire varier la valeur du fondamentale de la tension de sortie tout en minimisant son contenu harmonique. On parle de MLI (modulation de largeur d'impulsions) ou encore de PWM (pulse width modulation) dont il est proposé un grand nombre de solution.

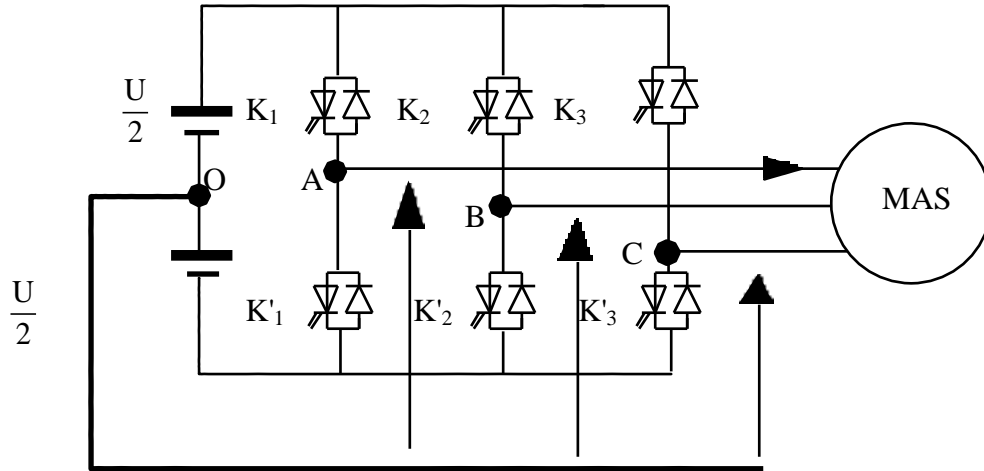
Pour illustrer le fonctionnement de l'onduleur et introduire les caractéristiques des grandeurs d'entrée et de sortie, il est intéressant d'étudier le comportement en «pleine onde». Nous analyserons ensuite son comportement en modulation de largeur d'impulsions.

### II.1. MODELISATION DE L'ONDULEUR

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative, l'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesses pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours...etc.

Grâce au développement des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [26][31][33].

L'onduleur de tension triphasé se compose de trois bras (trois demi- ponts) identiques:



**Fig.II.1** Association machine –convertisseur

L'entrée est une source de tension continue. Le récepteur est une machine asynchrone qui peut être connectée en triangle ou en étoile sans neutre.

Les deux interrupteurs  $K_j$   $K'_j$ , ( $j = 1, 2, 3$ ), sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandable à l'ouverture et à la fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion, qui consiste à moduler la tension de sortie. Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi que chaque bras d'onduleur est associé à une fonction logique de connexion  $F_j$ , ( $j = 1, 2, 3$ ) définie comme suit: [6] et [8]

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_j \text{ fermé, } K'_j \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_j \text{ ouvert, } K'_j \text{ fermé} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Les différentes formes d'ondes de tensions de sortie de l'onduleur sont données par:

$$\begin{bmatrix} U_{13} \\ U_{21} \\ U_{32} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Avec :  $S_j$  ( $j = 1, 2, 3$ ) : Signaux de commande des interrupteurs.

Vu la symétrie de la machine et le couplage étoile de l'enroulement statorique, nous avons :

$$\sum_{j=1}^3 V_j = 0$$

Par conséquent, les tensions simples  $V_j$ , s'expriment par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Le courant  $I$  à l'entrée de l'onduleur a pour expression :

$$I_s = S_1 I_1 + S_2 I_2 + S_3 I_3 \quad (\text{II.4})$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques correspondantes aux signaux de commande des interrupteurs  $S_j$ . Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

## II.2. COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (STRATEGIE TRIANGULO- SINUSOÏDALE)

La technique de modulation de la largeur d'impulsions consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur.

Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs d'ordre plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude de fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique MLI qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) correspond à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée.

Cependant, l'essor de la modulation MLI est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi conducteurs de puissance, la montée en fréquence de découpage limite la puissance transmise et augmente les pertes par commutation.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

- L'indice de modulation  $m$  égale au rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f_r$  de la référence:

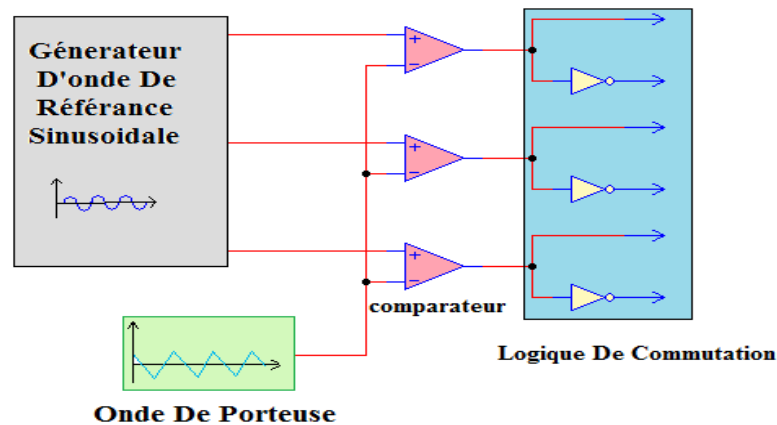
$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{II.5})$$



- Le coefficient de réglage en tension  $r$  égale au rapport de l'amplitude  $V_m$  de la référence à tension crête  $U_{pm}$  de la porteuse :

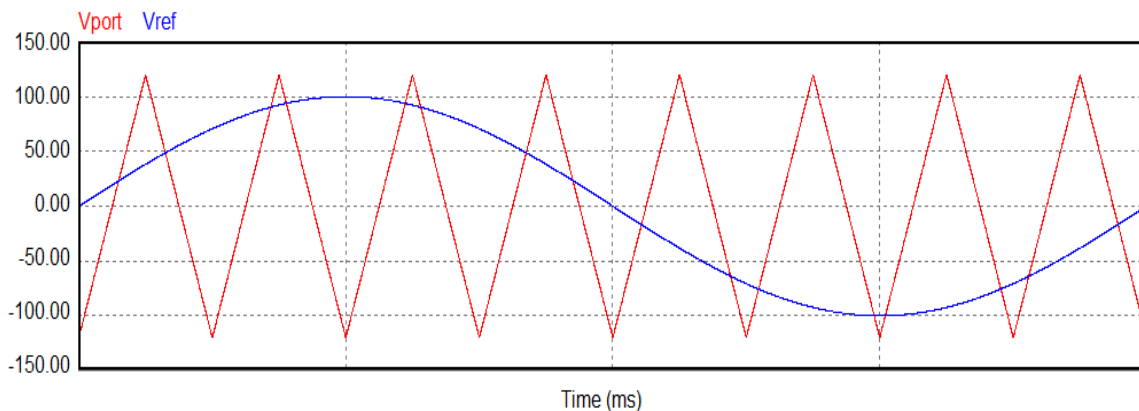
$$r = V_m / U_{pm} \quad (\text{II.6})$$

La commande triangulaire-sinusoïdale de base, consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou plusieurs ondes de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dents de scie, unipolaire ou bipolaire. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouvertures et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique. [2]

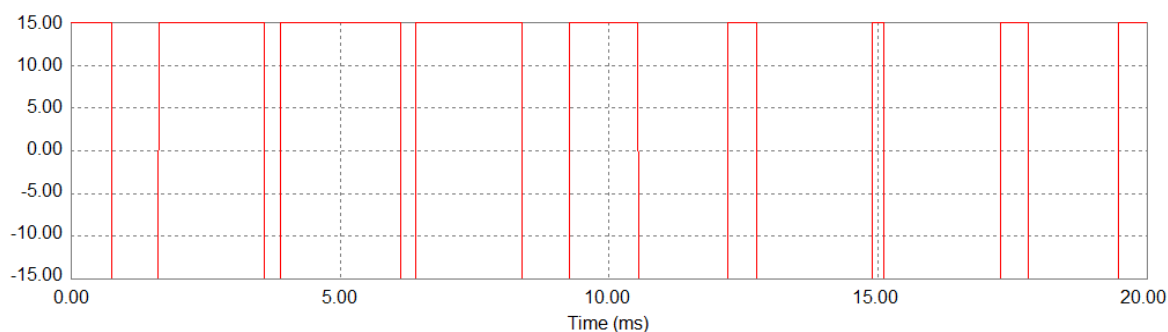


**Figure II.2** Schéma de principe de la technique triangulaire- sinusoïdale.

Les figures suivantes représentent un signal à MLI générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ( $V_{port}$ ) d'une fréquence de 400 Hz, avec le signal de référence sinusoïdal ( $V_{ref}$ ) d'une fréquence de 50 Hz (a). Et représentent L'impulsion imposée au bras de l'onduleur (b).



**Figure .II.3.a** Génération d'une MLI naturelle

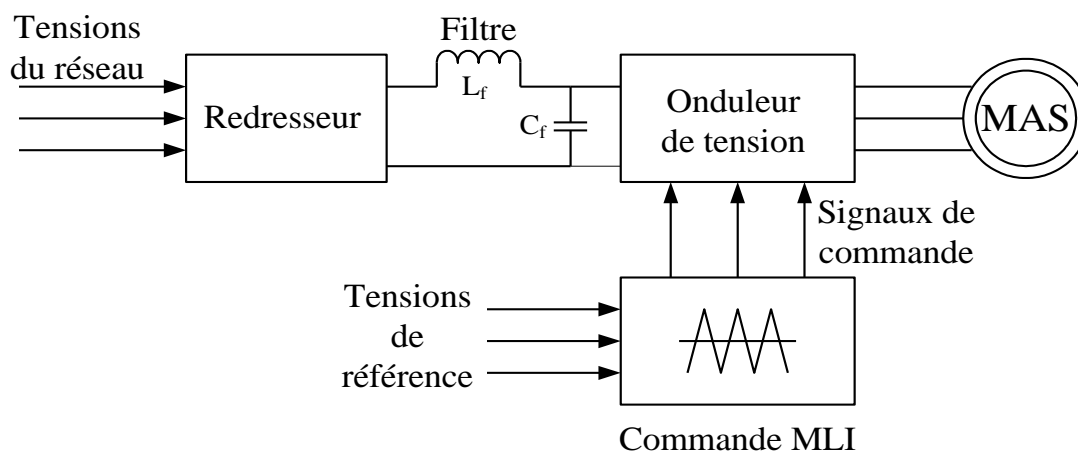


**Figure .II.3.b** Génération d'une MLI naturelle.

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques. L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

### II.3. MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR - MAS

La figure (II-4) représente le montage de principe de l'association redresseur - filtre - onduleur - MAS alimenté par un réseau triphasé de fréquence (50Hz).

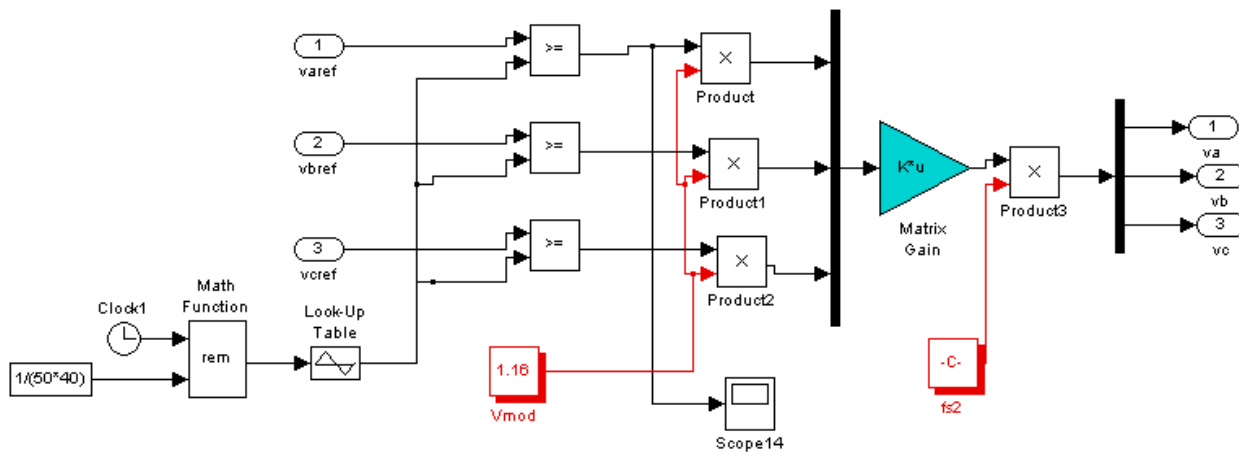


**Fig. II.4** Schéma du système global.

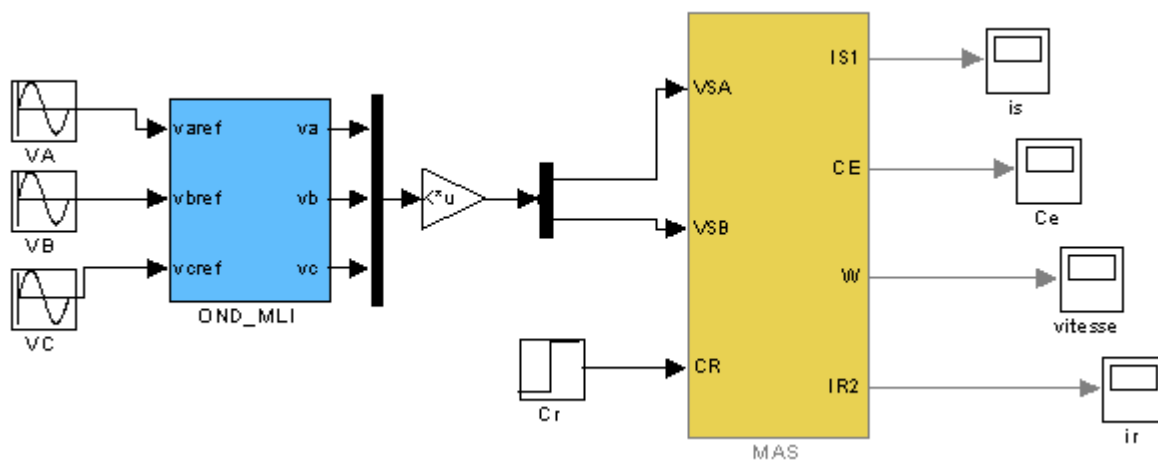
En regroupant les équations du modèle globale (pont de diodes, filtre, onduleur et MAS) nous obtenons le modèle de tout le système. Les variables de simulation sont les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse du modèle de la machine. Ainsi que le couple électromagnétique et le courant de ligne à l'entrée de la machine.

**II.4. SIMULATION NUMERIQUE**

La simulation numérique de l'association convertisseur statique – MAS est donnée aux figures (II.5) à (II.6).



**Fig. II.5** Schéma de simulation de l'onduleur MLI



**Fig. II.6** Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur

### II.4.1 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation de l'association machine –onduleur sont représentés dans ce qui suit :

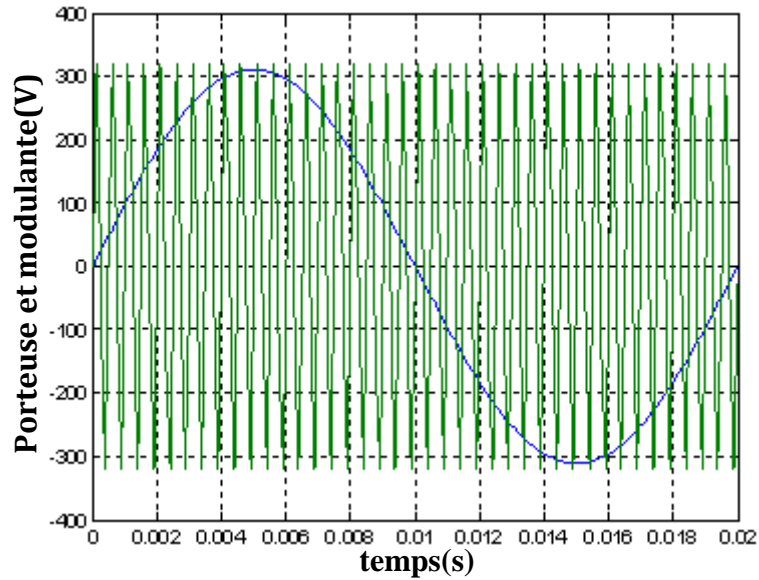


Fig. II.7 représentation de la porteuse et la modulante

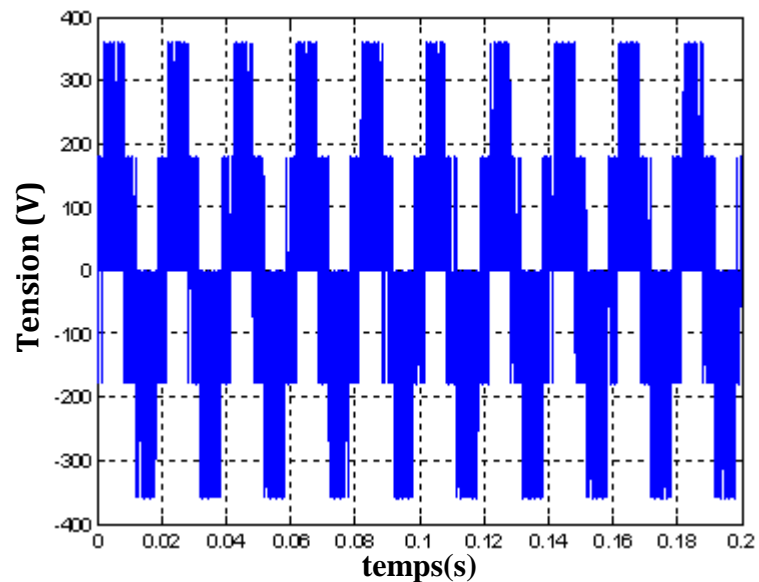
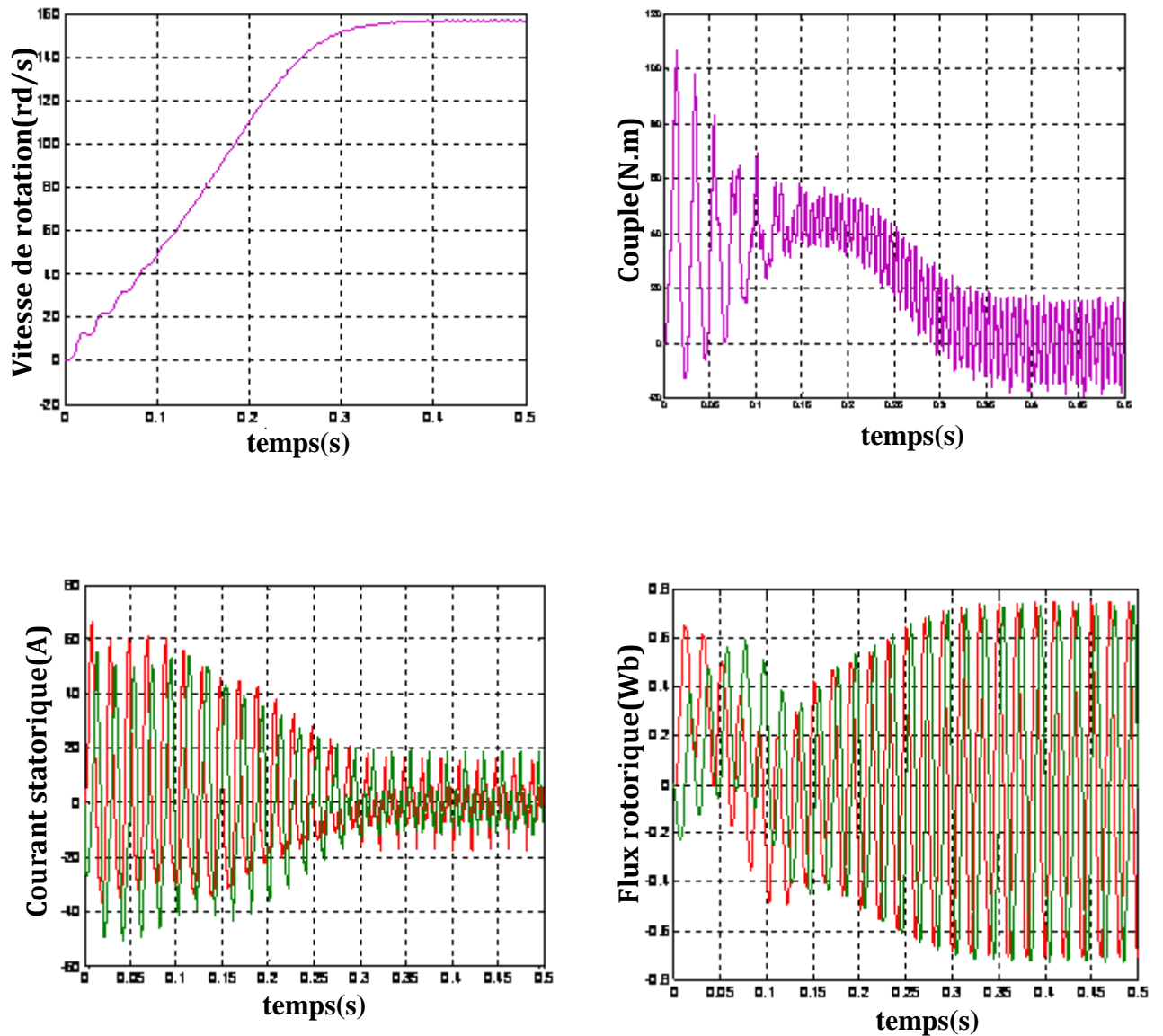


Fig. II.8 représentation de la tension à la sortie de l'onduleur

## II.4.2 Résultats de simulation à vide :

## ➤ Cas A :

Les résultats suivants sont obtenus à une fréquence de porteuse de  $f_c = 1kHz$



**Fig. II.9.a** Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension

**✓ Couple ( $C_e$  [Nm]) :**

L'oscillation de couple est l'élément marquant de cet oscillogramme pendant une durée de 0.2 s, puisque le couple (mesuré en N.m) monte jusqu'à plus de 110 N.m alors que le couple nominal du moteur est très inférieur. Il faudra donc prendre garde au dimensionnement du couple mètre utilisé si on ne veut pas le détruire. Après disparition du régime transitoire, le couple tend vers zéro avec beaucoup d'ondulations.

**✓ La vitesse :**

Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 157 rad/s après 0.25s avec beaucoup d'ondulations.

**✓ Le courant statorique  $I_s$  :**

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant nominal (le courant est mesuré en A).Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

**✓ Le flux rotorique :**

D'après cette courbe on constate que les ondulations du courant affecte aussi le flux, aussi que le flux passe par une période transitoire ensuite il atteint sa valeur finale suivant une onde sinusoïdale.

➤ **Cas B :**

Les résultats suivants sont obtenus à une fréquence de porteuse de  $f_c = 2kHz$

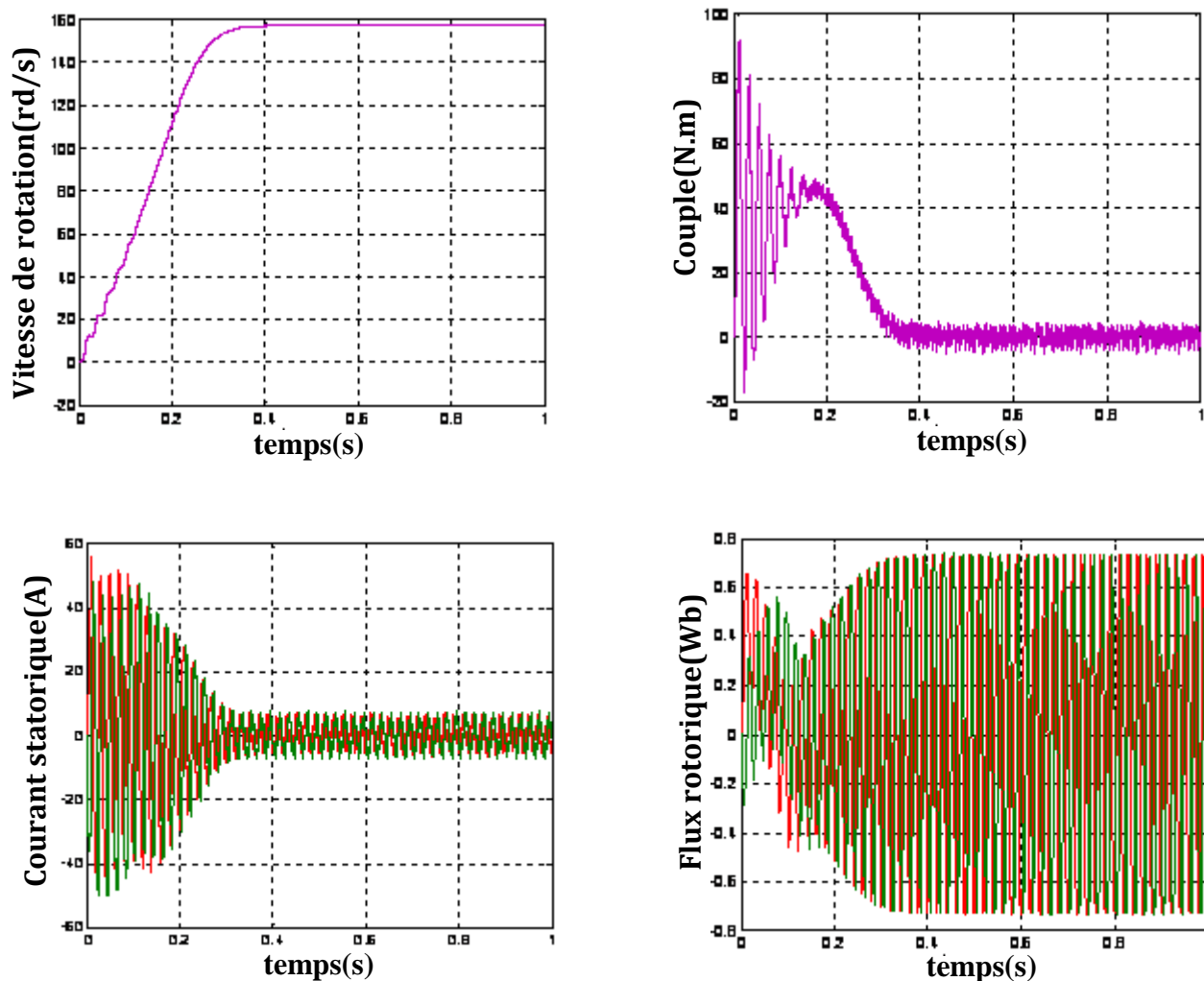


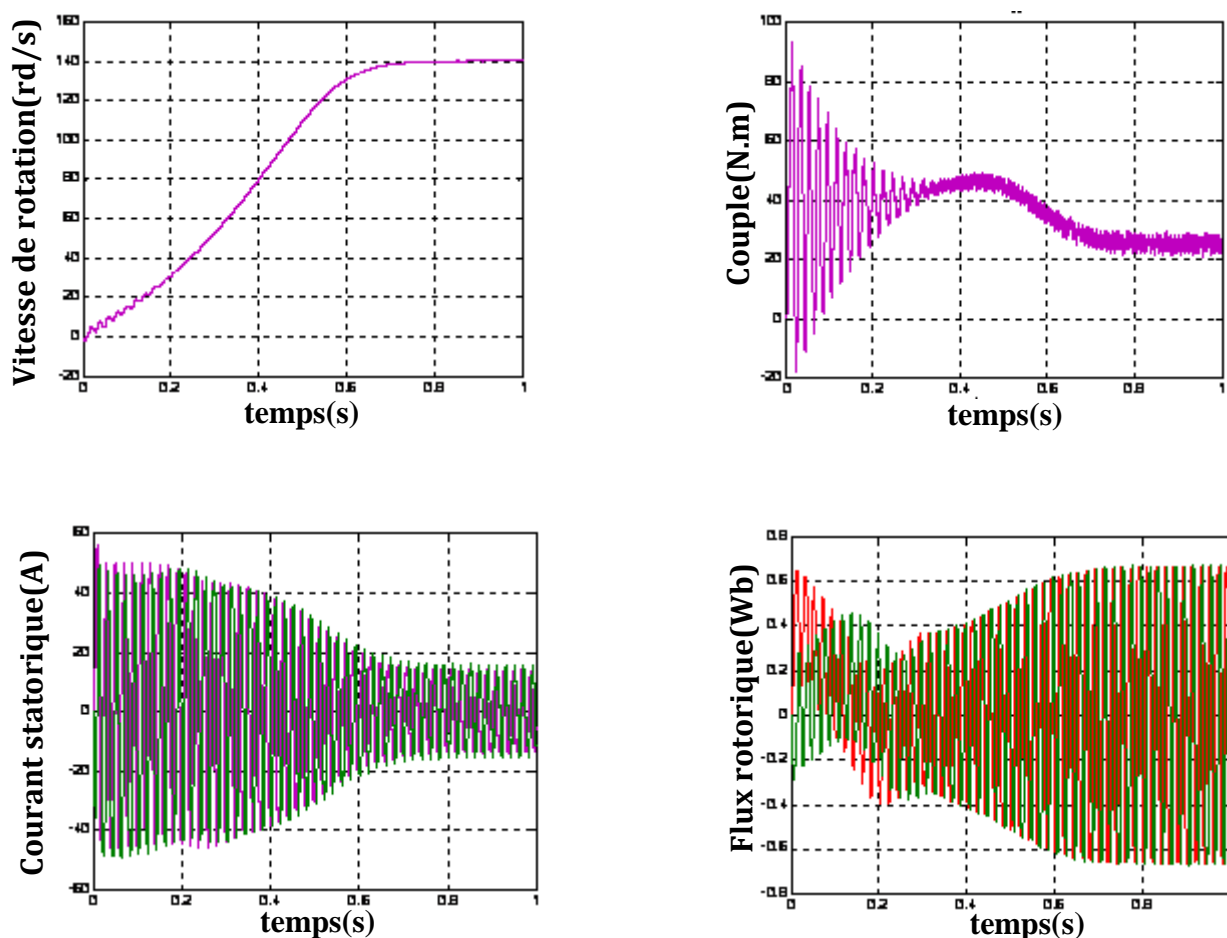
Fig. II.9.b Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension

L'augmentation de la fréquence de commutation implique la réduction des ondulations au niveau des grandeurs (vitesse, couple, courant statorique et flux).

### II.4.3 Résultats de simulation avec l'application de la charge :

La fréquence de porteuse est  $f_c = 2kHz$  avec l'application de la charge :

On a appliqué une charge de 25Nm et une fréquence de 2kHz, cette dernière provoque une diminution de vitesse et en flux et une augmentation dans le courant statorique et le couple garde sa valeur permanente avec des ondulations à cause de pollution harmonique.



**Fig. II.10** Résultats de simulation du démarrage en charge de la MAS alimentée en tension

Pour la figure II.10 on appliqué une charge de 25 Nm et une fréquence de commutation de 2 KHz, cette dernière provoque une diminution en vitesse, en flux et une augmentation dans le courant statorique, avec un couple qui tend vers sa valeur finale de 25 Nm avec des ondulations à cause de la pollution harmonique.



## II.5. ONDULEUR DE TENSION MLI VECTORIELLE (SVM):

### II.5.1 Modélisation vectorielle de l'onduleur triphasé :

En s'appuyant sur la notion de vecteur tournant vue précédemment, on peut considérer que l'onduleur délivre un vecteur tension :

$$\bar{V}_{sn0} = \sqrt{\frac{2}{3}} [v_{an0} + v_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (\text{II.8})$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande  $S_j$  ( $j = a, b, c$ ) telles que :

$S_j = 1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.

$S_j = 0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire :

$$v_{jn0} = S_j U_c - \left( \frac{U_c}{2} \right). \quad (\text{II.9})$$

D'après (II.4) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

On peut écrire :

$$\bar{V}_{sn0} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (\text{II.11})$$

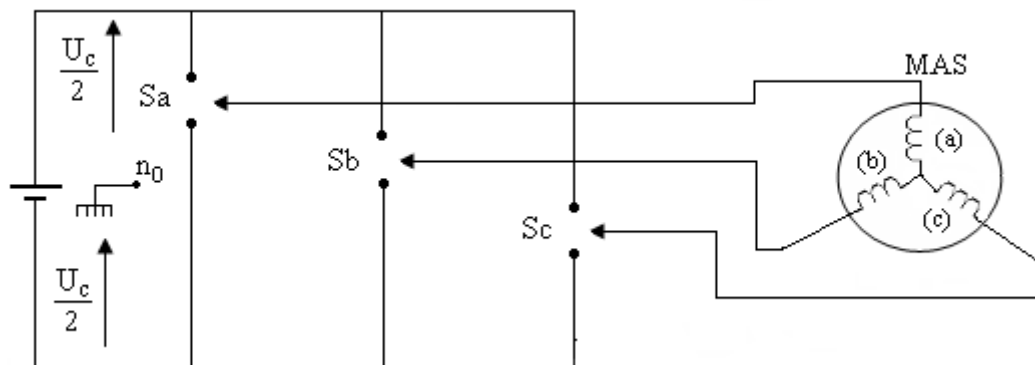
Les différentes combinaisons des trois grandeurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) permettent de générer 8 positions du vecteur  $V_S$  dont deux correspondent au vecteur nul :

$$\bar{V}_0 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0,0,0) \text{ et } \bar{V}_7 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1,1,1)$$

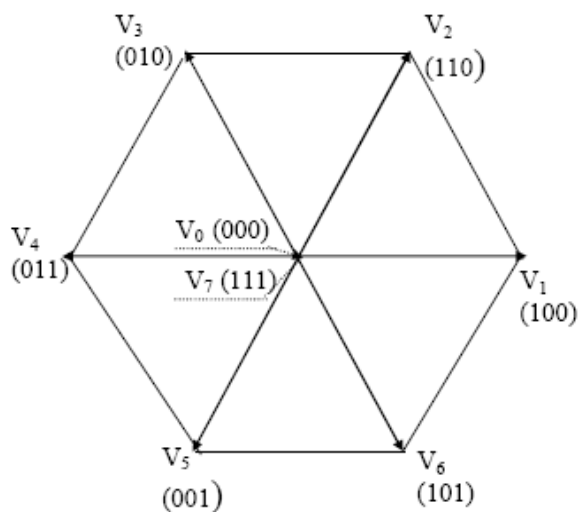
Comme le montrent dans ce tableau :

$(S_a, S_b, S_c)$	$v_{an0}$	$v_{bn0}$	$v_{cn0}$	$\vec{v}_j$
0,0,0	$-\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	$\vec{v}_0 = 0$
1,0,0	$\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	$\vec{v}_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U$
1,1,0	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	$\vec{v}_2 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U e^{j\frac{\pi}{3}}$
0,1,0	$-\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	$\vec{v}_3 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0,1,1	$-\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$\vec{v}_4 = -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U$
0,0,1	$-\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$\vec{v}_5 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1,0,1	$\frac{U}{2}$	$-\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$\vec{v}_6 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1,1,1	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$\vec{v}_7 = 0$

**Table.1.** Vecteurs tension d'état de l'onduleur



**Fig. II.11** Schéma de l'onduleur de tension triphasée.



**Fig. II.12** Vecteurs tension d'états de l'onduleur

On peut également définir un vecteur tension de phase de la charge :

$$\bar{V}_{Sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} [v_{an0} + v_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (\text{II.12})$$

$$\bar{V}_{Sn} = \bar{V}_{Sn0}.$$

D'après les relations précédentes, on peut également écrire :

$$\bar{V}_{Sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \left(\frac{3}{2}\right) v_{an} + j \frac{\sqrt{3}}{2} (v_{bn} - v_{cn}) \right] \quad (\text{II.13})$$

Puisque :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (\text{II.14})$$

On déduit que :

$$\bar{V}_{Sn} = V_{S\alpha} + jV_{S\beta}. \quad (\text{II.15})$$

## II.5.2 LA MLI VECTORIELLE

### II .5.2.1 objectifs :

La conversion alternative assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continu et les lignes de la charge triphasée alternative

Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur donc par la modulation des impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI).

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants :

- obtenir dans la charge électrique des courants dont la variation est proche de la sinusoïde par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie ;
- imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées ;
- permettre un contrôle fin d'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable.[4]

### II 5.2.2 définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence) :

La MLI vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des moteurs à induction pour obtenir des formes d'ondes arbitraires. Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé (Fig. II-3) Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension  $V_{ref}$  à partir de huit vectrices tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

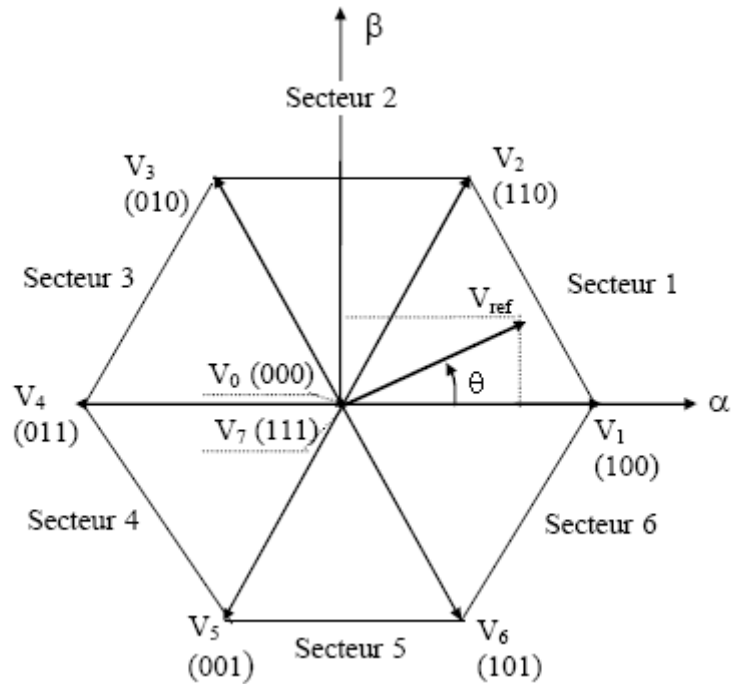
Un vecteur tension de référence  $V_{ref}$  est calculé globalement et approximé sur une période de modulation  $T$  par un vecteur tension moyen  $V_{moy}$ . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$ .

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le

vecteur de tension  $\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix}$ . Nous pouvons donc dresser un tableau des différents états du

l'onduleur [5].

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan  $(\alpha, \beta)$  par la figure(II.13)



**Fig. II.13** Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et de référence dans le repère stationnaire.

Dans la suite, le vecteur de référence  $V_{ref}$  est approximé sur la période de modulation  $T_m$ , par la génération d'un vecteur moyen élaboré par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur et des vecteurs nuls. En utilisant les huit vecteurs disponibles le Tableau (1).

-la fréquence de modulation :  $f_m$

Ou  $f_s$  est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur ;

r-le coefficient de réglage :

Avec :

$$r = \frac{\text{Valeur crête du fondamental de la tension de charge souhaité}}{\text{Amplitude des créneaux de la tension de sortie}}$$

On recherche généralement à obtenir une valeur maximale de r la plus élevée possible.

Un vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximé sur une période de modulation  $T_m$  par un vecteur tension moyen [4].

Le vecteur tension de contrôle  $\bar{V}_{ref}$  peut être défini de plusieurs manières dans le plan des tensions :

$$\bar{V}_{ref} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\theta} \quad (II.16)$$

En coordonnées cartésiennes (référentiel correspondant à la transformation de (Clarke-Concordia)) :

$$\bar{V}_{ref} = V_{\alpha n} + jV_{\beta n} \quad (II.17)$$

Avec :

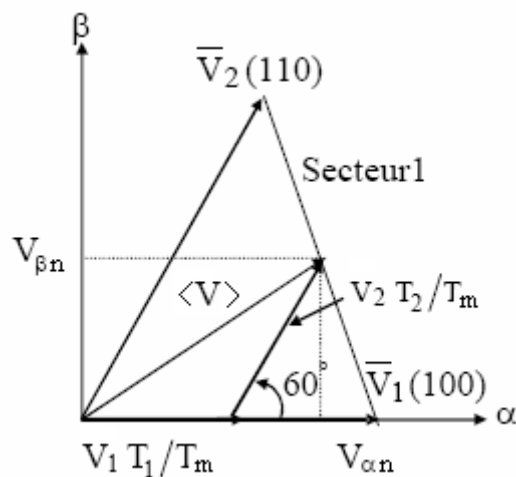
$$\begin{cases} V_{\alpha n} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \cos \theta \\ V_{\beta n} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \sin \theta \end{cases} \quad (II.18)$$

En coordonnées triphasées :

$$\begin{cases} V_{\alpha n} = r \frac{U_c}{2} \cos \theta \\ V_{\beta n} = r \frac{U_c}{2} \left( \cos \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{\gamma n} = r \frac{U_c}{2} \left( \cos \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (II.19)$$

En régime établi  $\theta = \omega_s t$  avec  $\omega_s = 2\pi f_s$

La figure (II.14) représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.



**Fig.II.14** Projection du vecteur de référence (secteur1)

Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit:

Le vecteur tension de contrôle  $\bar{V}_{ref}$  est approché, sur la période de modulation  $T_m$ , par la génération d'un vecteur de tension moyen ( $\bar{V}$ ) élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+1}$  adjacents et des vecteurs nuls  $\bar{V}_0$  et  $\bar{V}_7$ . [5].

Pour cela le vecteur tension de référence  $\bar{V}_{ref}$  est échantillonnée à la fréquence

$$f_m = \frac{1}{T_m}.$$

La valeur échantillonnée  $(\bar{V}_{ref})_n$  est utilisée ensuite pour résoudre les équations suivantes :

$$(\bar{V}_{ref})_n = \langle \bar{V} \rangle_n = \frac{1}{T_m} (T'_i \bar{V}_i + T'_{i+1} \bar{V}_{i+1}) \quad (\text{II.20})$$

$$T'_0 = T_m - (T'_i + T'_{i+1}) \quad (\text{II.21})$$

$T'_0$  est le temps d'application du ou des vecteurs nuls.

$\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+1}$  sont les deux vecteurs qui délimitent le secteur (i) du plan des tensions ou est situé  $(\bar{V}_{ref})_n$ .

D'après ce qui a été vu :

$$\bar{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c e^{j(i+1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.22})$$

$$\langle \bar{V} \rangle_n = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ \frac{T'_i}{T_m} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} + \frac{T'_{i+1}}{T_m} e^{j(i\frac{\pi}{3})} \right] \quad (\text{II.23})$$

Par ailleurs :

$$\langle \bar{V} \rangle_n = (\bar{V}_{ref})_n = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\theta} = V_{\alpha n} + V_{\beta n} \quad (\text{II.24})$$

On en déduit :

$$\begin{cases} T_i = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin(i\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\theta - (i-1)\frac{\pi}{3}) \\ T_0 = T_m - (T'_i + T'_{i+1}) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

### II.5.3 Algorithme de commande par MLI vectorielle :

La somme des durées  $T_1$  et  $T_2$  n'est pas en générale égale à la période de commutation  $T_m$ .

On envisage ainsi deux cas.

**1<sup>ier</sup> cas :**  $T_1 + T_2 < T_m$

Dans ce cas l'application des vecteurs nuls durant une période de commutation s'avère nécessaire, alors on aura :

$$T_0 = T_m - (T_1 + T_2) \quad (\text{II.26})$$

Ou  $T_0$  est la durée de l'application des vecteurs nuls.

**2<sup>eme</sup> cas :**  $T_1 + T_2 > T_m$

Ce cas peut avoir lieu quand l'amplitude du vecteur  $V(t)$  dépasse la zone hachurée définie sur la figure (II-7), on limite alors  $V(t)$ . la somme des durées  $T_1$  et  $T_2$  est donnée alors par :

$$T_1 + T_2 = T_m \frac{\text{Im}[(\bar{V}_j - \bar{V}_i) \cdot \bar{V}^*]}{\text{Im}[\bar{V}_j \cdot \bar{V}_i^*]} \quad (\text{II.27})$$

L'expression (II-26) devient après transformation :

$$T_1 + T_2 = \sqrt{3} \frac{V}{U_c} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) T_m \quad (\text{II.28})$$

La condition du synthèse de  $V(t)$  est telle que :

$$V \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) \leq \frac{1}{\sqrt{3}} U_c \quad (\text{II.29})$$

Cette équation définit une zone de synthèse des vecteurs tensions dans la zone limitée par  $V_i$  et  $V_j$  comme il est montré précédemment en utilisant l'équation (II-28) on peut démontrer que les nouvelles durées  $T_1'$  et  $T_2'$  données par l'expression (II-29) vont réduire l'amplitude du secteur  $V(t)$ . comme il est indiqué (II-7).

$$\begin{cases} T_1' = \frac{T_1}{T_1 + T_2} T_m \\ T_2' = \frac{T_2}{T_1 + T_2} T_m \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

avant correction, les commutations du convertisseur opèrent à des périodes plus grandes que la période de commutation de commande. Les nouvelles durées  $T_1'$  et  $T_2'$  devront limiter ces périodes.



Chaque zone (1 à 6) impose un ordre précis de conduction des interrupteurs de l'onduleur. On doit avoir une impulsion unique et centrée sur l'intervalle de commutation. Le centrage de l'impulsion dans cette intervalle permet un écart minimum par rapport au cercle de référence déterminé par la succession des vecteurs  $V_i$ , une diminution de la non-linéarité due à la forme de l'impulsion et une diminution du taux d'harmonique.

Pour le centrage des impulsions lorsque le vecteur de commande est placé dans la zone 1 limitée par les vecteurs tensions  $V_1$  et  $V_2$  .[5].

Le calcul des largeurs d'impulsion est donné par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1i} & C_{1j} & 1/2 \\ C_{2i} & C_{2j} & 1/2 \\ C_{3i} & C_{3j} & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

On obtient trois largeurs d'impulsions centrées sont  $S_a, S_b, S_c$  dans chaque secteur pour commander les interrupteurs de l'onduleur (la fermeture et l'ouverture des interrupteurs),

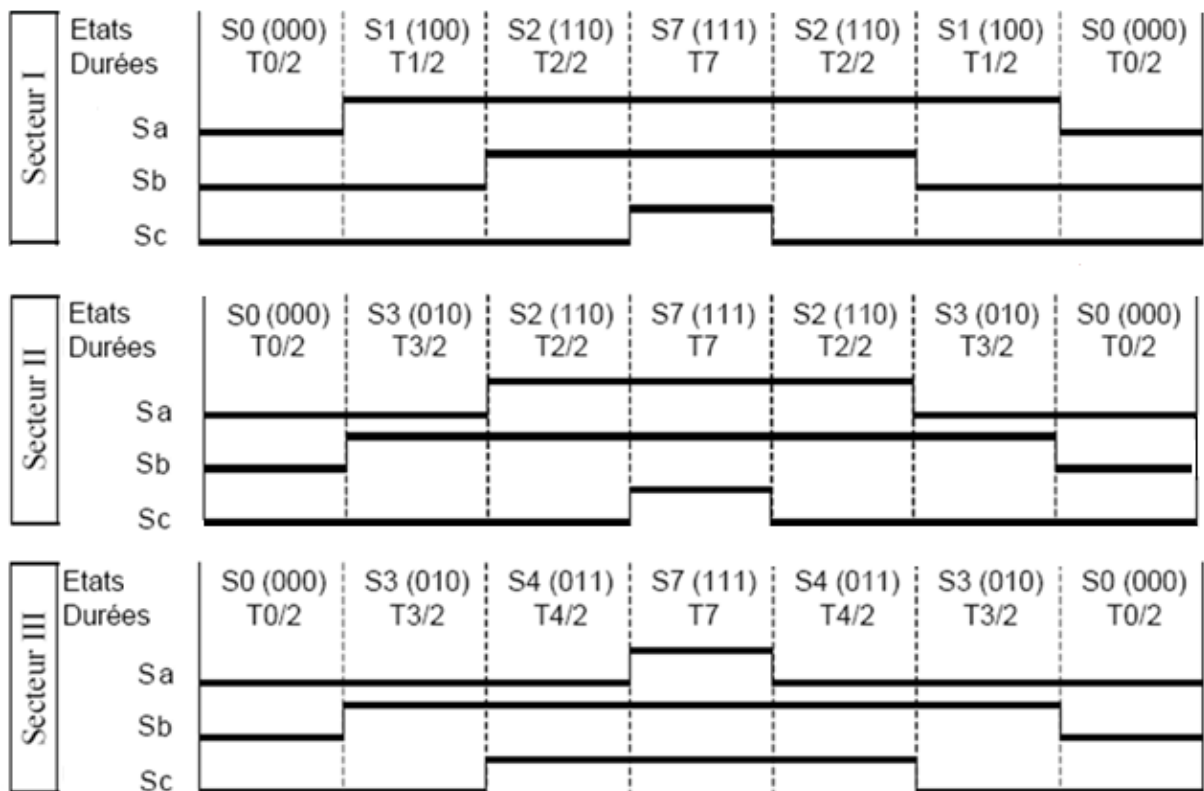
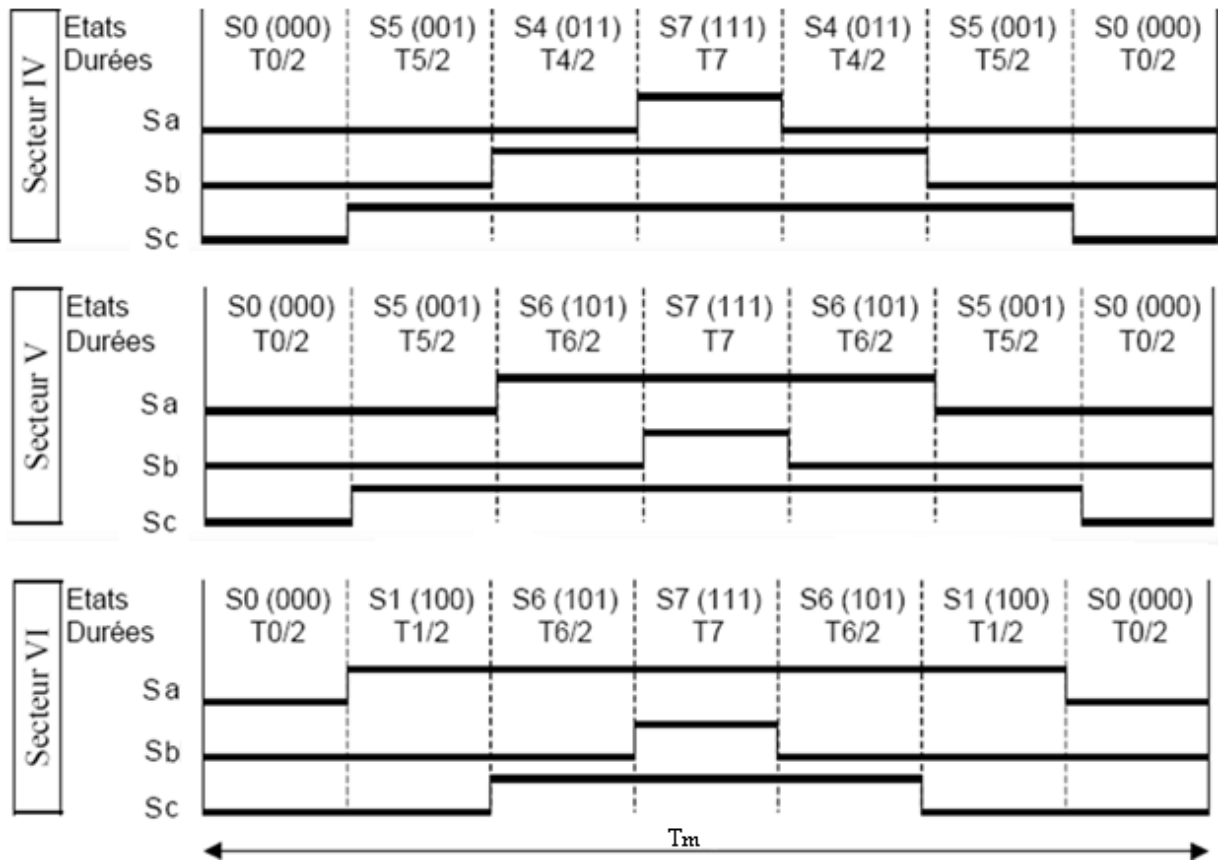
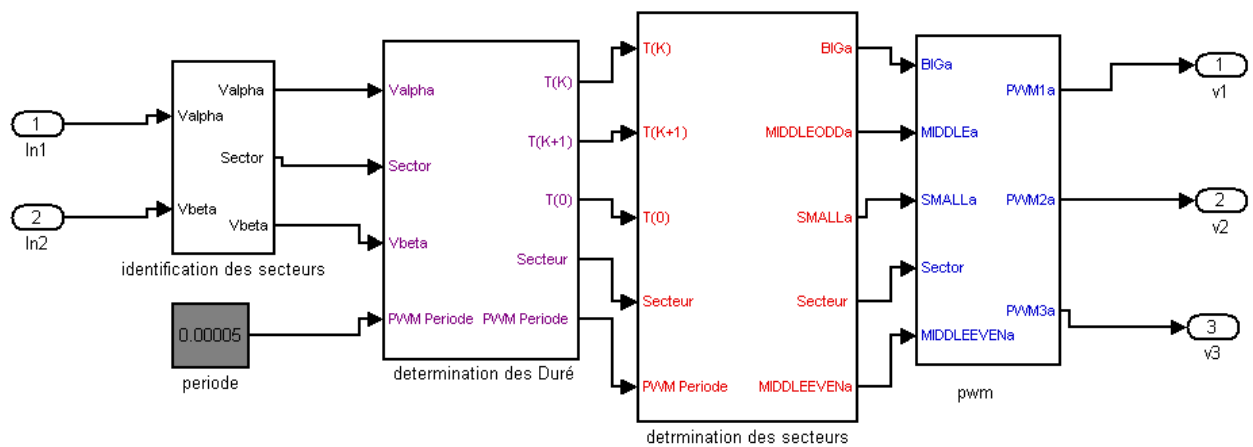


Fig.II.15.a Succession des états des commutateurs dans chaque secteur



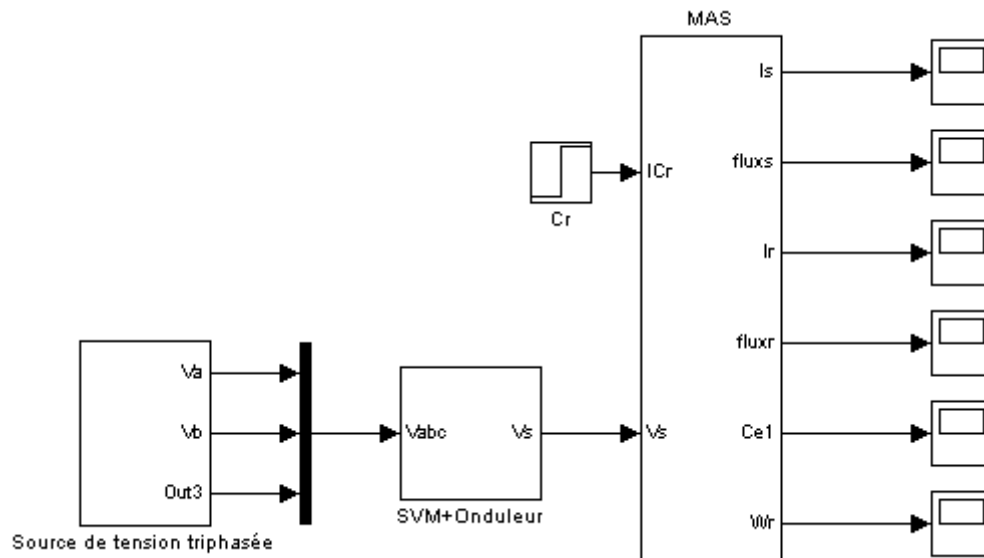
**Fig.II.15.b** Succession des états des commutateurs dans chaque secteur

Le schéma bloc sous simulink de l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM) est présenté par la figure (16) suivante :



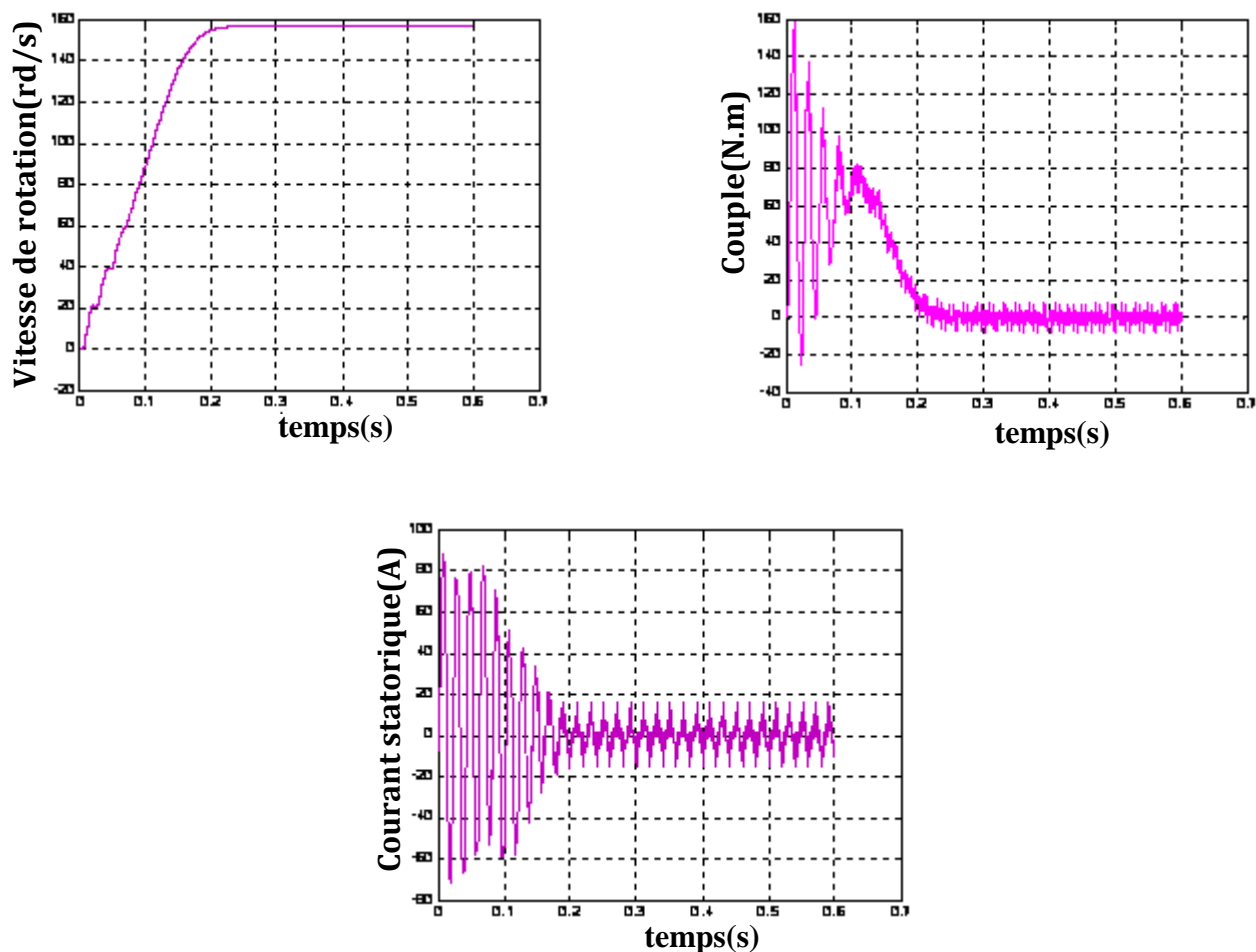
**Fig.II.16** schéma de simulation de la MLI vectorielle (SVM)

La figure(II.7) illustre le schéma de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension MLI vectorielle (SVM)



**Fig.II.17** Schéma de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension MLI vectorielle(SVM)

## II.6 Résultats de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension SVM



**Fig.II.18.** Résultats de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension à SVM  
Démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20N.m à t=0.4s

- a) Couple électromagnétique
- b) Vitesse de rotation 157(rd/s)

L'allure de couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des oscillations importantes dans un intervalle de temps court avec un pic de 160Nm, puis tendre vers le régime permanent avec des faible oscillations.

On constate que l'allure de vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ( 0.2 s) la vitesse de rotation stabilise à une valeur constant (157 rad/s) sans oscillations.

**II.7 Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation et la simulation de l'alimentation de la MAS. Deux techniques de modulation ont été appliquées à l'onduleur de deux niveaux. La modulation de largeur d'impulsions à hystérésis (MLI à hystérésis) et la modulation vectorielle (MLI vectorielle ou SVM). La comparaison entre ces deux techniques nous a montré les avantages apportés par l'utilisation de la technique SVM qui sont : la minimisation des oscillations des grandeurs contrôlées tel que le couple et le courant, ce qui est confirmé par les résultats de simulation.

# Chapitre III

*Commande Directe de Couple*

*de la MAS*

**Introduction :**

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans recours à des capteurs mécaniques.

Le contrôle direct du couple DTC « Direct Torque Control », basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par Depenbrock en 1987 sous la terminologie DSC « Direct Self Control ». Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine [7].

Ce type de commande repose sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateur à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basés sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations). Une optimisation de ces séquences de commutation peut conduire à une diminution des ondulations du couple [11],[12].

L'absence de boucles de contrôle des courants, de la transformation de Park et de la MLI rendent la réalisation de la commande DTC plus aisée que la commande par orientation de flux rotorique. Cependant, les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes (20 à 30 KHz). Elle présente les avantages suivants :

- ✓ Caractéristiques dynamiques exceptionnelles.
- ✓ Contrôle par hystérésis qui permet de limiter la fréquence de commutation.
- ✓ Grande robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine.

Dans cette étude on présentera le principe du contrôle direct du couple, ainsi que les résultats obtenus par simulation. L'aspect robustesse est aussi étudié, par la suite, en mettant en relatif l'effet des paramètres de réglage sur les performances de la commande par DTC.

III.1. PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DU FLUX

III.1.1. Contrôle du vecteur flux statorique :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \Phi_{s0} \tag{III.1}$$

Dans le cas ou on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps  $[0, T_e]$ , on aura :  $V_s \gg R_s I_s$ . Donc (1) peut s'écrire :

$$\Phi_s(t) = \Phi_s(0) + V_s T_e \tag{III.2}$$

Donc :  $\Delta\Phi_s = \Phi_s - \Phi_s(0) = V_s T_e \tag{III.3}$

L'équation (3) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique  $\phi_s(t)$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée  $V_s$ , comme il est illustré par la Fig(III.1).

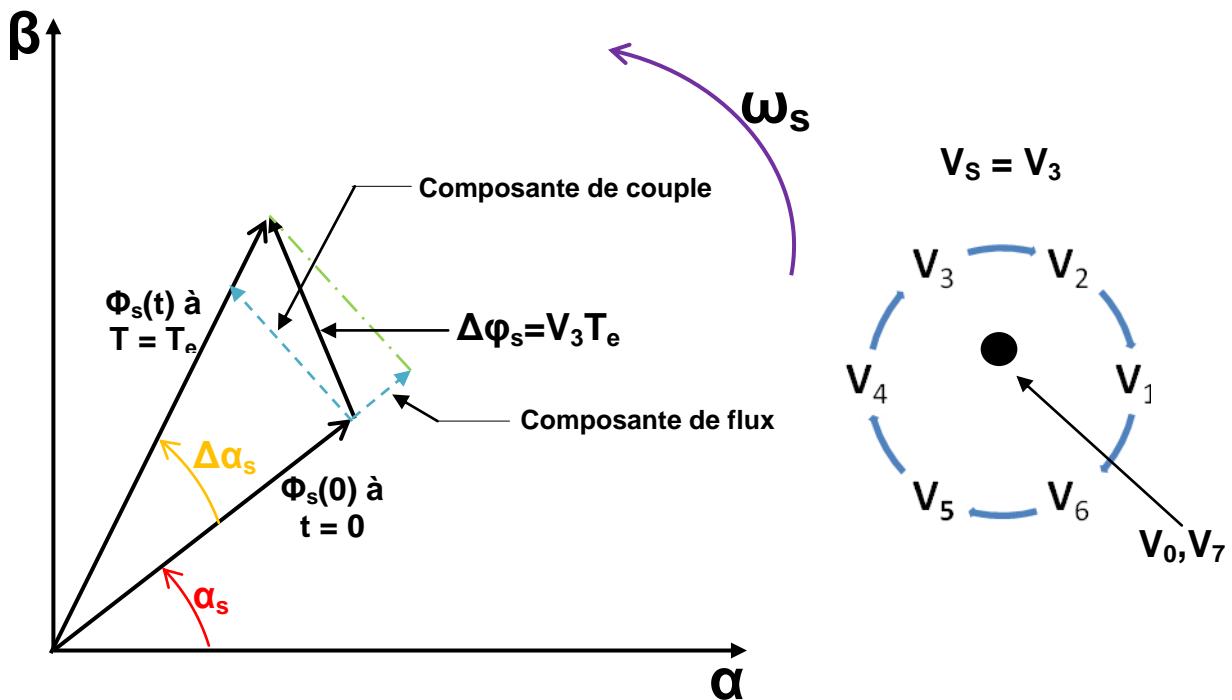


Fig.III.1 : L'évolution de l'extrémité de  $\phi_s$  pour  $R_s I_s$  négligeable



La « composante du flux » du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de  $\varphi_s$  et sa « composante du couple » (composante tangentielle) fait varier la position de  $\varphi_s$ .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs  $V_s$ , sur les périodes de commande  $T_e$ , il est donc, possible de fonctionner avec un module de flux  $\varphi_s$  pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de  $\varphi_s$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique. Lorsque le vecteur tension  $V_s$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\varphi_s$  est donnée par sa dérivée ( $d\varphi_s/dt$ ), ainsi la « vitesse » de déplacement de l'extrémité de  $\varphi_s$ . Lorsqu'on néglige le terme  $R_s I_s$ , est donnée par  $V_s = \frac{d\varphi_s}{dt}$ . La vitesse de rotation de  $\varphi_s$  dépend fortement du choix de  $V_s$ , elle est maximale pour un vecteur  $V_s$  perpendiculaire à la direction de  $\varphi_s$ , et nulle si on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

### III.2. PRINCIPE GÉNÉRAUX DU CONTRÔLE VECTORIEL DE COUPLE

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état, sa présentation dans le référentiel statorique ( $\alpha, \beta$ ), est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_r = 0 = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega\Phi_r \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

$$\begin{cases} \Phi_s = L_s I_s + M I_r \\ \Phi_r = L_r I_r + M I_s \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$I_r = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \Phi_s \right) \quad (\text{III.6})$$

Avec  $\sigma = 1 - \frac{M}{L_s L_r}$  étant le coefficient de dispersion, d'où (4) devient :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} + \left( \frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \Phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \Phi_s \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec la constante de temps rotorique de la machine définie comme :  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces relations montrent que :

- On peut contrôler le vecteur  $\Phi_s$  à partir du vecteur  $V_s$ , aux chutes de tension  $R_s I_s$  près.
- Le flux  $\Phi_r$  suit les variations de  $\Phi_s$  avec une constante de temps  $\sigma T_r$ . Le rotor agit comme un filtre de constante de temps  $\sigma T_r$  entre les flux  $\Phi_s$  et  $\Phi_r$ . Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle  $\theta_{sr}$  entre les deux flux statorique et rotorique.  $\Phi_r$  s'exprime par :

$$\Phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{\Phi_s}{1 + j\omega\sigma T_r} \quad (\text{III.8})$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle  $\theta_{sr} = (\Phi_s, \Phi_r)$ , le couple exprime par :

$$C_{elm} = K(\Phi_s \times \Phi_r) = K \|\Phi_s\| \|\Phi_r\| \sin \theta_{sr} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$K = \frac{pM}{L_r L_s} = p \left( \frac{1 - \sigma}{\sigma M} \right)$$

$\|\Phi_s\|$  : Module du vecteur flux stator.

$\|\Phi_r\|$  : Module du vecteur flux rotor.

$\theta_{sr}$ : angle entre les vecteurs flux stator et rotor.

Le couple dépend donc, de l'amplitude des deux vecteurs  $\Phi_s$  et  $\Phi_r$  et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\Phi_s$  (à partir de  $V_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de  $\Phi_s$  et  $\Phi_r$ , donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande  $T_e$  de la tension  $V_s$  est telle que  $T_e \ll \sigma T_r$

### II.3. CHOIX DU VECTEUR DE TENSION

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\varphi_s$  dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée  $i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit par la Fig(III.2).

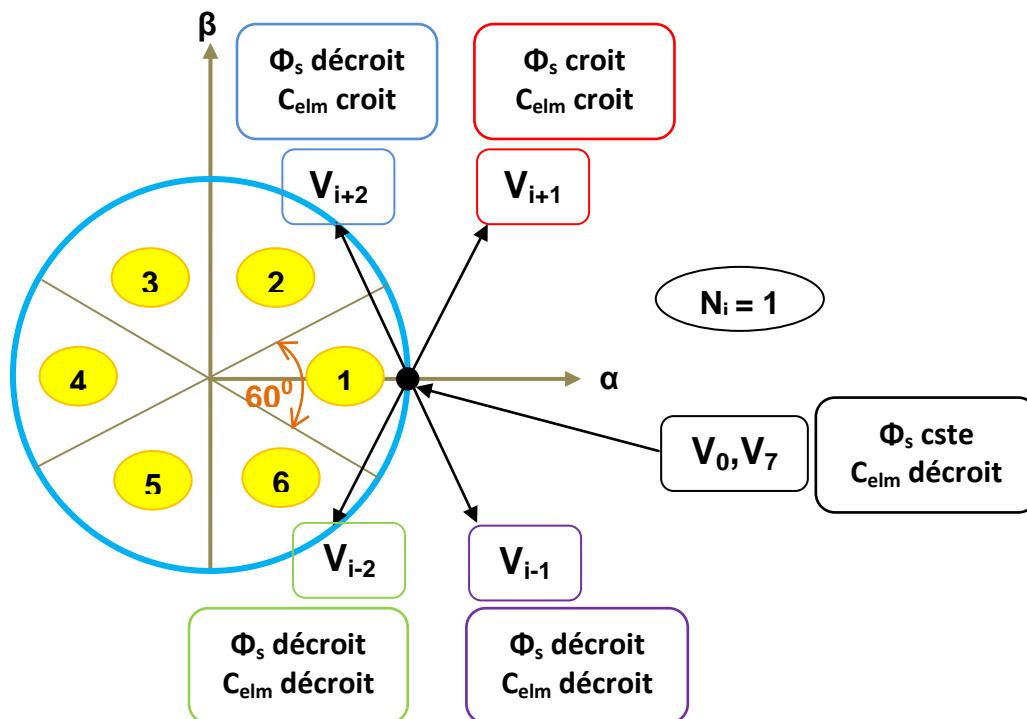


Fig.III.2 Choix du vecteur de tension

Le choix du vecteur  $V_s$  dépend :

- ✚ De la position de  $\varphi_s$  dans le référentiel (s).
- ✚ De la variation souhaitée pour le module de  $\varphi_s$ .
- ✚ De la variation souhaitée pour le couple.
- ✚ Ainsi le sens de rotation de  $\varphi_s$ .

Lorsque le flux  $\varphi_s$  se trouve dans une zone  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant d'un des huit vecteurs de tensions suivants :

- ❖ Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  croît et  $C_{elm}$  croît.
- ❖ Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  croît et  $C_{elm}$  décroît.
- ❖ Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  décroît et  $C_{elm}$  croît.
- ❖ Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  décroît et  $C_{elm}$  décroît.

Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés alors la rotation du flux  $\varphi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux  $\varphi_s$  reste inchangée.

### III.4. LES ESTIMATEURS

#### III.4.1. Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III.10})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$  tel que [10],[12]:

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{III.11})$$

Pour calculer les composantes  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants  $(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})$  mesurés soit :

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

On obtient ainsi  $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$ , à partir de la tension d'entrée de l'onduleur  $U_0$  et des états de commande ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.15})$$

Le secteur  $S_i$  dans le quel se situe le vecteur  $\varphi_s$  est déterminé à partir des composantes  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$ . L'angle  $\theta_s$  entre le référentiel (s) et le vecteur  $\varphi_s$  est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{III.16})$$

### III.4.2. Estimation du couple électromagnétique :

On peut estimer le couple  $C_{elm}$  uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes ( $\alpha, \beta$ ), le couple peut se mettre sous la forme [12]:

$$C_{elm} = p [\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (\text{III.17})$$

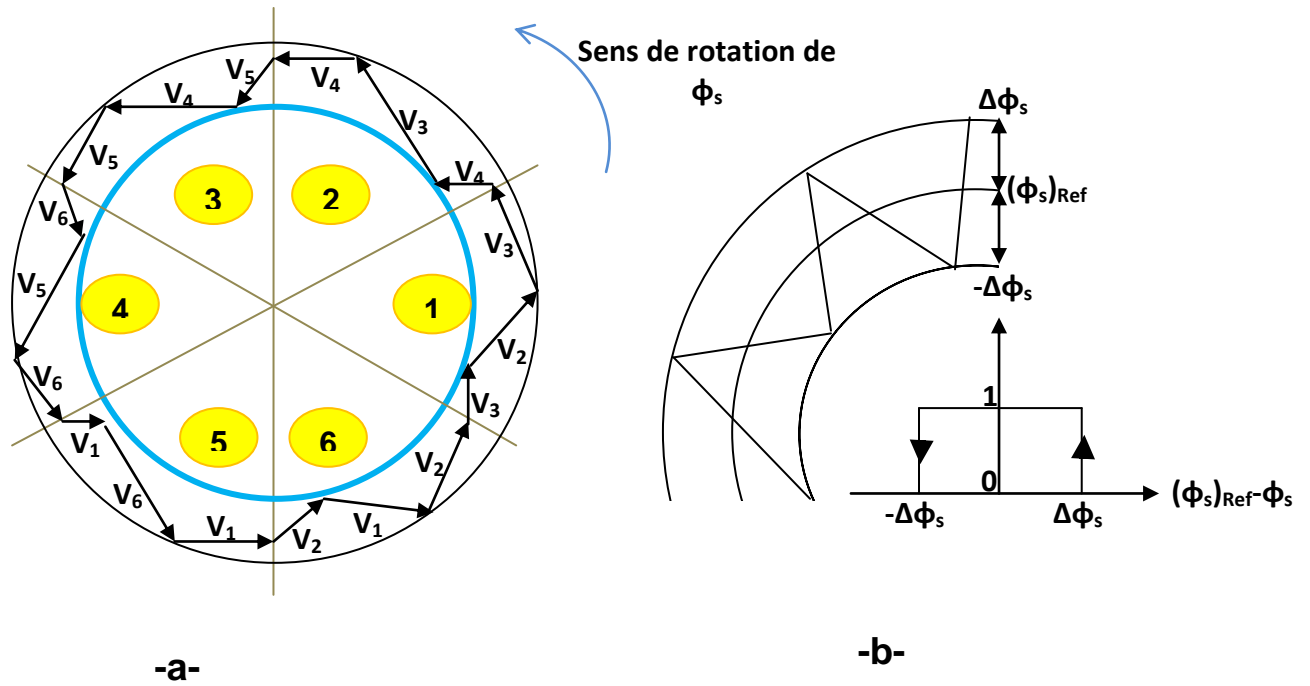
## III.5. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

### III.5.1. Elaboration du contrôleur de flux :

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la Fig-3. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx = 1) ou diminuée (Cflx = 0) de façon à maintenir [12]:

$$\left| (\Phi_s)_{ref} - \Phi_s \right| \leq \Delta \Phi_s \quad (\text{III.18})$$

Avec  $(\phi_s)_{ref}$  est le flux de référence,  $\Delta\phi_s$  est la largeur d'hystérésis du correcteur.



**Fig.III.3** (a) - Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux.  
(b) – Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

### III.5.2. Elaboration du contrôleur de couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$\left| (C_{elm})_{ref} - C_{elm} \right| \leq \Delta C_{elm} \quad (III.19)$$

Avec  $(C_{elm})_{ref}$  est le couple de référence et  $\Delta C_{elm}$  est la bande d'hystérésis du correcteur.

Deux solutions peuvent être envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

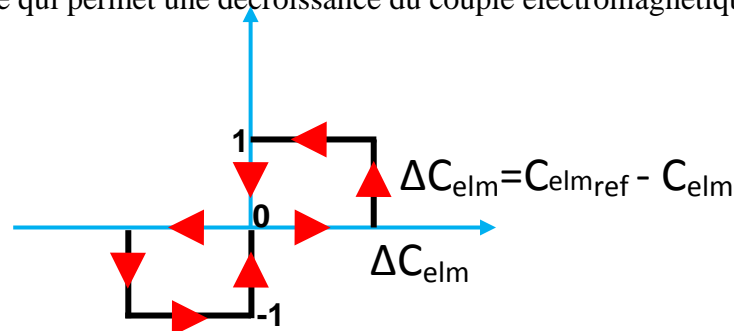
### III.5.3. Correcteur à deux niveaux :

Le correcteur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple. On peut choisir le vecteur tension nul de manière à ce qu'un bras d'onduleur ne commute jamais quand le flux est situé dans une zone donnée.

### III.5.4. Comparateur à trois niveaux :

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne  $C_{cpl}$ .

La Fig(III-4) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl} = 1$ ), pour une consigne positive et ( $C_{cpl} = -1$ ), pour une consigne négative, ou diminuée ( $C_{cpl} = 0$ ). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs  $V_{i-1}$  ou  $V_{i-2}$  ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.



**Fig.III.4** Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple

La commande DTC, proposée par *Takahashi*, est basée sur l'algorithme suivant :

- Diviser le domaine temporel en périodes de durée  $T_e$  réduites (de l'ordre de dizaines de  $\mu s$ ).
- Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du moteur à induction.
- Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique.
- Estimer le couple électromagnétique, à travers l'estimation du vecteur flux statorique et la mesure des courants de lignes.

- Introduire l'écart  $\Delta C_{elm}$ , entre le couple de référence  $(C_{elm})_{ref}$  et le couple estimé  $\hat{C}_{elm}$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, qui génère à sa sortie la valeur **+1** pour augmenter le flux et 0 pour le réduire pour augmenter le couple, -1 pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix d'augmentation du nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.
- Choisir l'état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé « *Table-1* » ou bien le tableau détaillé « *Table-2* », en se basant sur les erreurs du flux et du couple, et selon la position du vecteur flux. Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta C_{elm}$  et  $\Delta \varphi_s$  suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

	<b>Augmentation</b>	<b>Diminution</b>
$\varphi_s$	<b><math>V_{i-1}, V_i</math> et <math>V_{i+1}</math></b>	<b><math>V_{i-2}, V_{i+2}</math> et <math>V_{i+3}</math></b>
$C_{elm}$	<b><math>V_{i+1}</math> et <math>V_{i+2}</math></b>	<b><math>V_{i-1}</math> et <math>V_{i-2}</math></b>

**Table-1** : Table généralisée des vecteurs de tension

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle, proposée par *Takahashi*, pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du moteur à induction.

### III.6. ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION (STRATEGIE DE COMMUTATION)

#### III.6.1. Stratégie de commutation dans la DTC :

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la commutation des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période



d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis.

En particulier la sélection est faite sur base de l'erreur instantanée du flux  $\varphi_s$  et du couple électromagnétique  $C_{elm}$ . Plusieurs vecteurs de tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants.

### III.6.2. Table de commutation :

#### III.6.2.1. Fonctionnement à quatre quadrants :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (cflx) et (ccpl), et de la zone  $N_i$  de la position de flux  $\varphi_s$ . Elle se présente donc sous la forme suivante [12],[13]:

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur	
Cflx = 1	ccpl = 1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	2 niveaux	
	ccpl = 0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>		
	ccpl = -1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	3niveaux	
Cflx = 0	ccpl = 1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	2 niveaux	
	ccpl = 0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>		
	ccpl = -1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	3 niveaux	

Table-2 : Table de vérité de la structure de la DTC

Pour une division en 12 secteurs le tableau de vérité doit être comme suit :

N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
S <sub>φ</sub> = 1	S <sub>T</sub> = 2	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
	S <sub>T</sub> = 1	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>
	S <sub>T</sub> = -1	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>
	S <sub>T</sub> = -2	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>
S <sub>φ</sub> = 0	S <sub>T</sub> = 2	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>
	S <sub>T</sub> = 1	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>
	S <sub>T</sub> = -1	V <sub>7</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>4</sub>
	S <sub>T</sub> = -2	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>

Table-3 : Table de vérité de la structure de la DTC pour 12 secteurs

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et entraîne ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons  $V_0$  ou  $V_7$  de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

**III.7. Structure générale du contrôle direct de couple :**

La structure du contrôle direct du couple est résumée ci-dessous, Fig(III.5) :

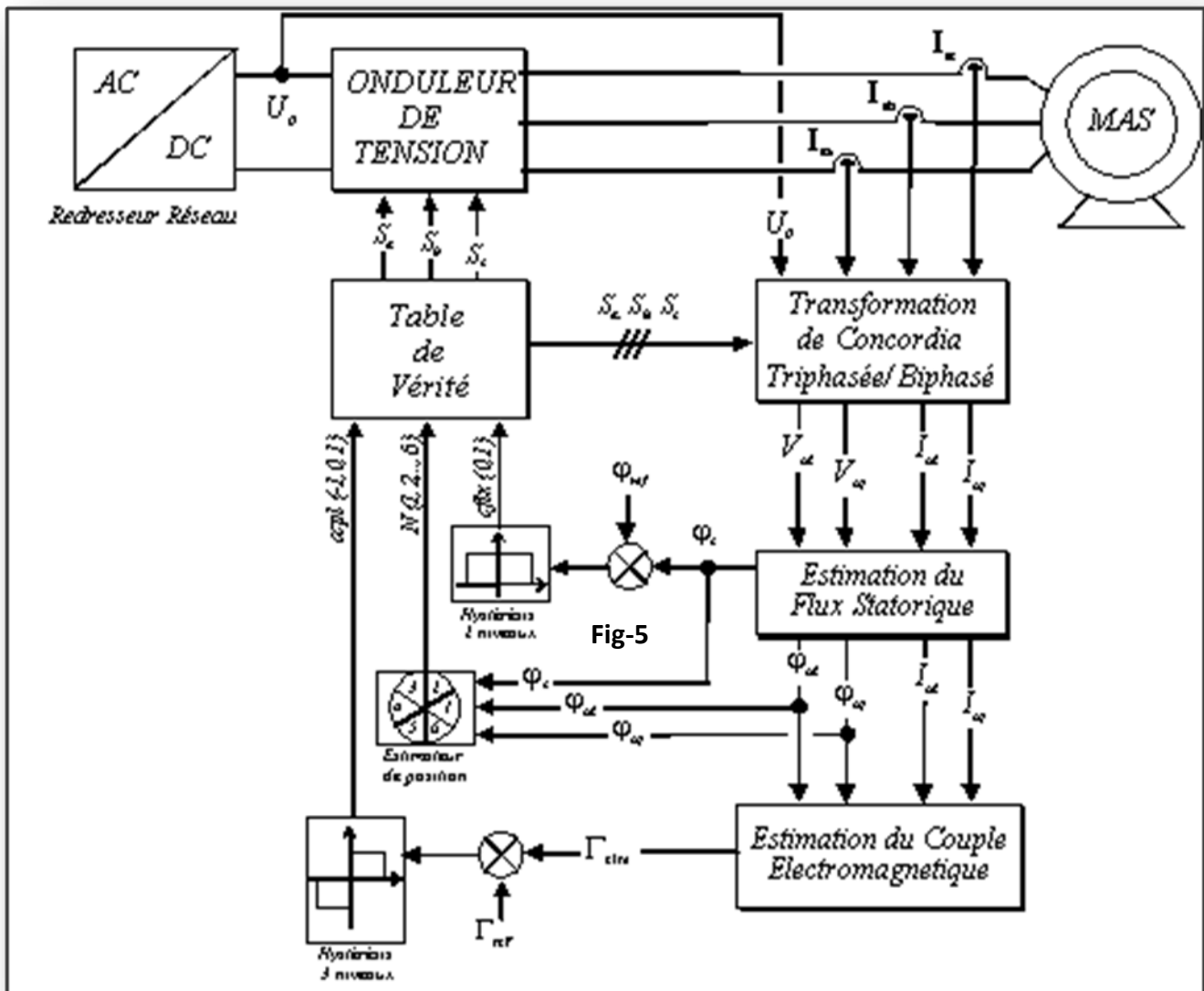


Fig.III.5 : La structure du contrôle direct du couple

• **Régulateur de vitesse :**

La régulation de la vitesse donne lieu à un couple qui va être un couple de référence. Dans une régulation cascade, avec un régulateur *PI* sur la vitesse, et en considérant le couple de

charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure suivant :

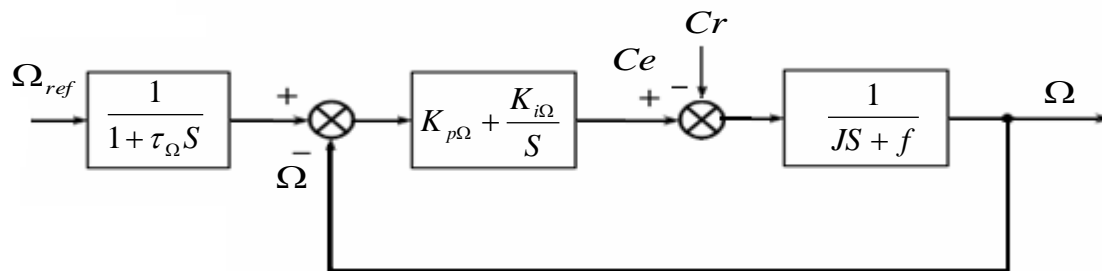


Fig.III.6 schéma –bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouvert avec un couple résistant nul est donnée par :

$$T_{\Omega}(S) = K_{i\Omega} \frac{(\tau_{\Omega}S + 1)}{S(JS + f)} \quad \text{(III.20)}$$

Avec :

$$\tau_{\Omega} = \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_{\Omega}(S) = \frac{T_{\Omega}(S)}{1 + T_{\Omega}(S)} = \frac{K_{i\Omega}(\tau_{\Omega}S + 1)}{JS^2 + (f + K_{i\Omega}\tau_{\Omega})S + K_{i\Omega}} \quad \text{(III.21)}$$

$$F_{\Omega}(S) = \frac{(\tau_{\Omega}S + 1)}{\frac{J}{K_{i\Omega}}S^2 + \tau_{\Omega}S + 1} \Bigg|_{f=0} \quad \text{(III.22)}$$

Par identification avec l'équation caractéristique de second ordre fondamental, on trouve :

$$\begin{cases} \tau_n^2 = \frac{J}{K_{i\Omega}} \\ 2\xi\tau_n = \tau_\Omega \end{cases}$$

$$K_{i\Omega} = \frac{4\xi^2 J}{\tau_\Omega} \quad \text{et} \quad K_{p\Omega} = K_{i\Omega} \tau_\Omega$$

Pour calculer  $K_{i\Omega}$  et  $K_{p\Omega}$ , la constante de temps  $\tau_\Omega$  associée au régulateur, est choisie en fonction de la constante de temps statorique qui caractérise la dynamique du couple.

$$\tau_\Omega = T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

On utilise le filtre  $\frac{1}{1 + \tau_\Omega S}$  pour éliminer le dépassement dans la vitesse.

Numériquement, pour  $\xi = 1$  on a :  $K_{p\Omega} = 4.66$  et  $K_{i\Omega} = 77.77$

### III.8. Résultats de la simulation et interprétation :

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée à une machine de 4KW, est simulé sous l'environnement *MATLAB/SIMULINK*. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

La bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à  $\pm 0.25$  N.m, et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.05$  Wb.

$(C_{elm})_{ref}$  est récupéré à la sortie d'un *PI*,  $\varphi_{ref} = 1$  Wb

Le choix des largeurs de bandes des correcteurs à hystérésis pour les comparateurs de flux et du couple reste essentiel. En effet, une bande assez large se répercute sur les grandeurs contrôlées. En revanche, une largeur de bande assez étroite n'est pas intéressante.

Plusieurs techniques ont été présentées pour améliorer les performances de la DTC, dans le but de réduire les ondulations du couple électromagnétique et de flux.

On constaté que la DTC conventionnelle donne de bonnes performances dynamiques et statiques du couple développé et de flux statorique. Dans cette étude nous avons utilisé la table-3 de vérité qui représente la subdivision en 12 secteurs de l'espace de plan de phase.

III.9.Schéma de simulation :

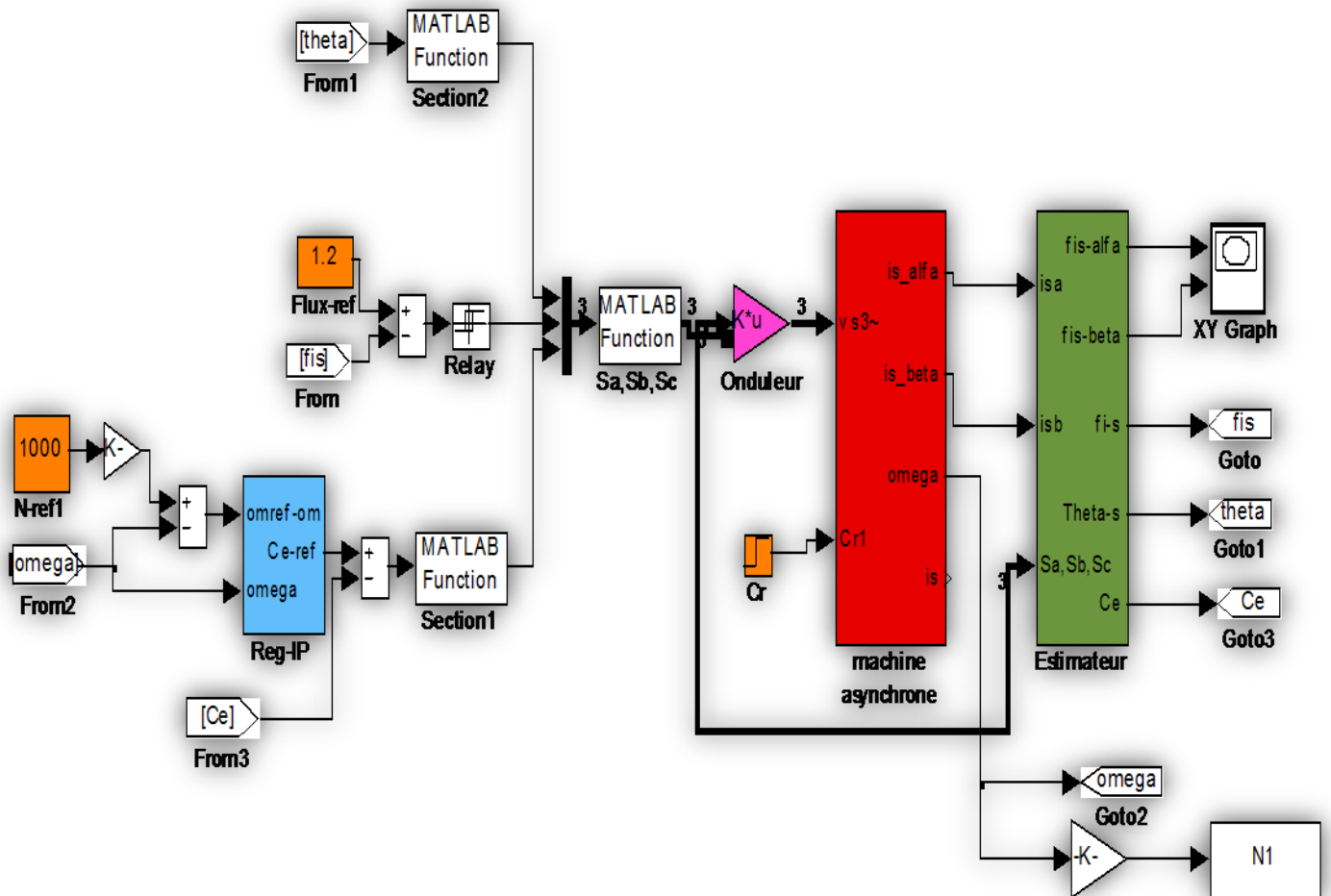
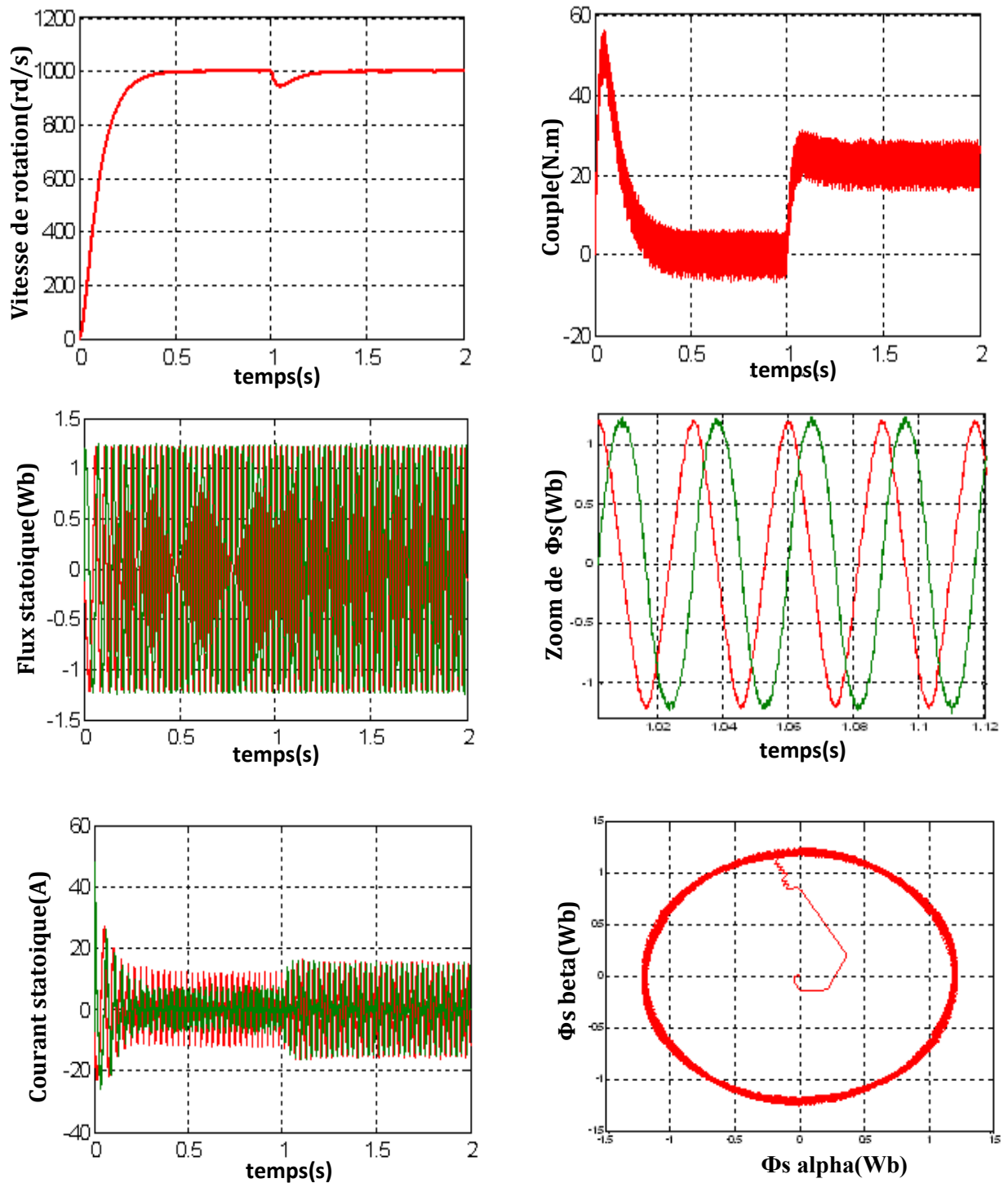


Fig.III.7 Schéma de simulation de la DTC

## III.10. Tests de robustesse :



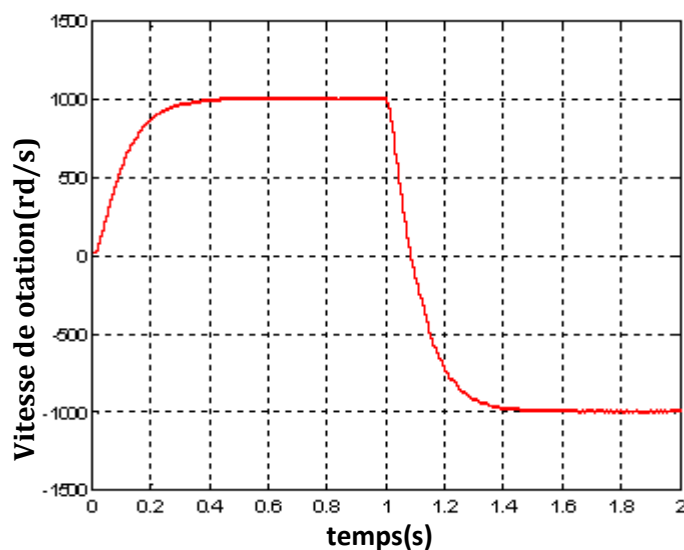
**Fig.III.8** Résultats de simulation de la DTC, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 25 N.m à  $t = 1$  s

La Fig(III.8) présente le résultat de simulation du couple électromagnétique pour un échelon de consigne 25N.m à l'instant  $t = 1s$ . La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à  $\pm 0.25$ . A travers cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis. On observe aussi, sur la même figure, la réponse de la vitesse à un échelon de 1000 tr/min qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la DTC est moins sensible au couple de charge, ce qui équivaut au rejet rapide de perturbation.

Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales bruitées. Les composantes en tension quant, à elles, sont déterminées à partir de la tension continue issue du redresseur de tension, des ordres de commande  $S_{a,b,c}$ , et de la transformation de *Concordia*, ont donc des formes d'ondes d'allure rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur. L'évolution du flux statorique dans le repère biphasé  $(\alpha, \beta)$ . La valeur de référence du flux est dans ce cas est de 1.2 Wb. Lors du démarrage, nous observons des ondulations. Celles-ci sont dues, en partie, à l'influence du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse du moteur. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande de contrôle, la tension  $V$  donc à une forme d'onde d'allure rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur

**a)-1- Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine :**

Pour tester d'avantage la robustesse de la commande vis-à-vis à une variation de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de **1000 tr/min** à **-1000 tr/min** à l'instant **t = 1s**, après un démarrage à vide. A l'inversion de vitesse on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement sans dépassement.

**Fig.III.9** Inversion de vitesse**a)-2- Test de robustesse pour une variation de la charge :****➤ Fonctionnement à des échelons du couple de charge :**

La Fig(III.10) présente le résultat de simulation lors de l'application de trois échelons de consigne à ( $t = 0.5s$ ,  $Cr = 25N.m$ , à  $t = 1 s$   $Cr = -25N.m$  à  $t = 1.5s$ ,  $Cr = 0N.m$ ). Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement les valeurs de consigne et reste dans la bande d'hystérésis définie auparavant. Par ailleurs, l'évolution du flux statorique est pour une référence de 1 WB. On remarque que le module de flux statorique n'est pas affecté par la variation de la charge.



D'un autre coté la vitesse n'est affectée par la variation du couple de charge. Ainsi que les courants, répondent avec succès à ce type de test. On peut dire donc, que la commande permet d'obtenir une réponse très rapide des grandeurs de commande.

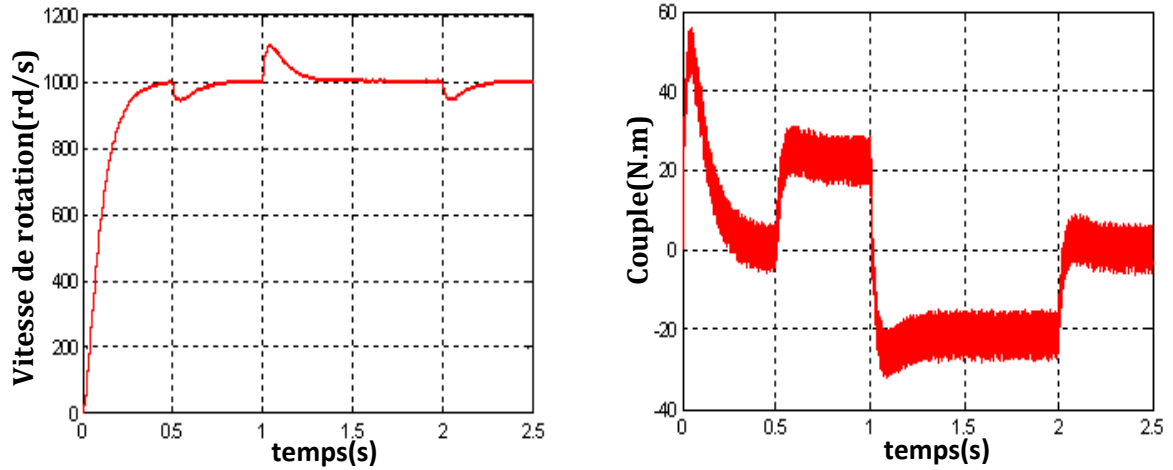


Fig.III.10 L'évolution du couple et de vitesse lors de la variation de la charge

### III.11 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE UTILISANT LA MODULATION VECTORIELLE DTC-SVM:

#### III.11.1 Schéma de simulation :

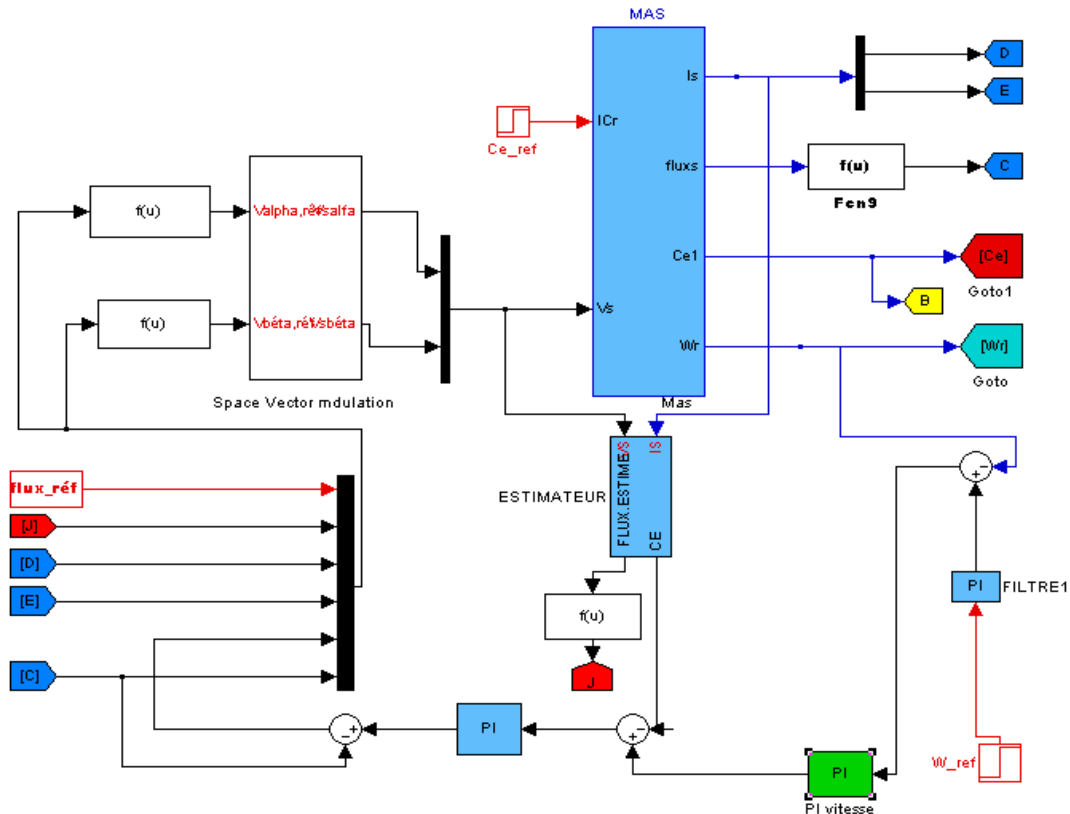


Fig.III.11 Schéma de simulation d'une commande par DTC-SVM

### III.11.2 Résultats de simulation de la commande du MAS par DTC-SVM

Nous avons simulé notre machine alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par MLI vectorielle (SVM). Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe.

#### III.11.2.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation par DTC-SVM, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ( $C_r = 25$  N.m) appliqué à l'instant  $t = 0.5$  sec.

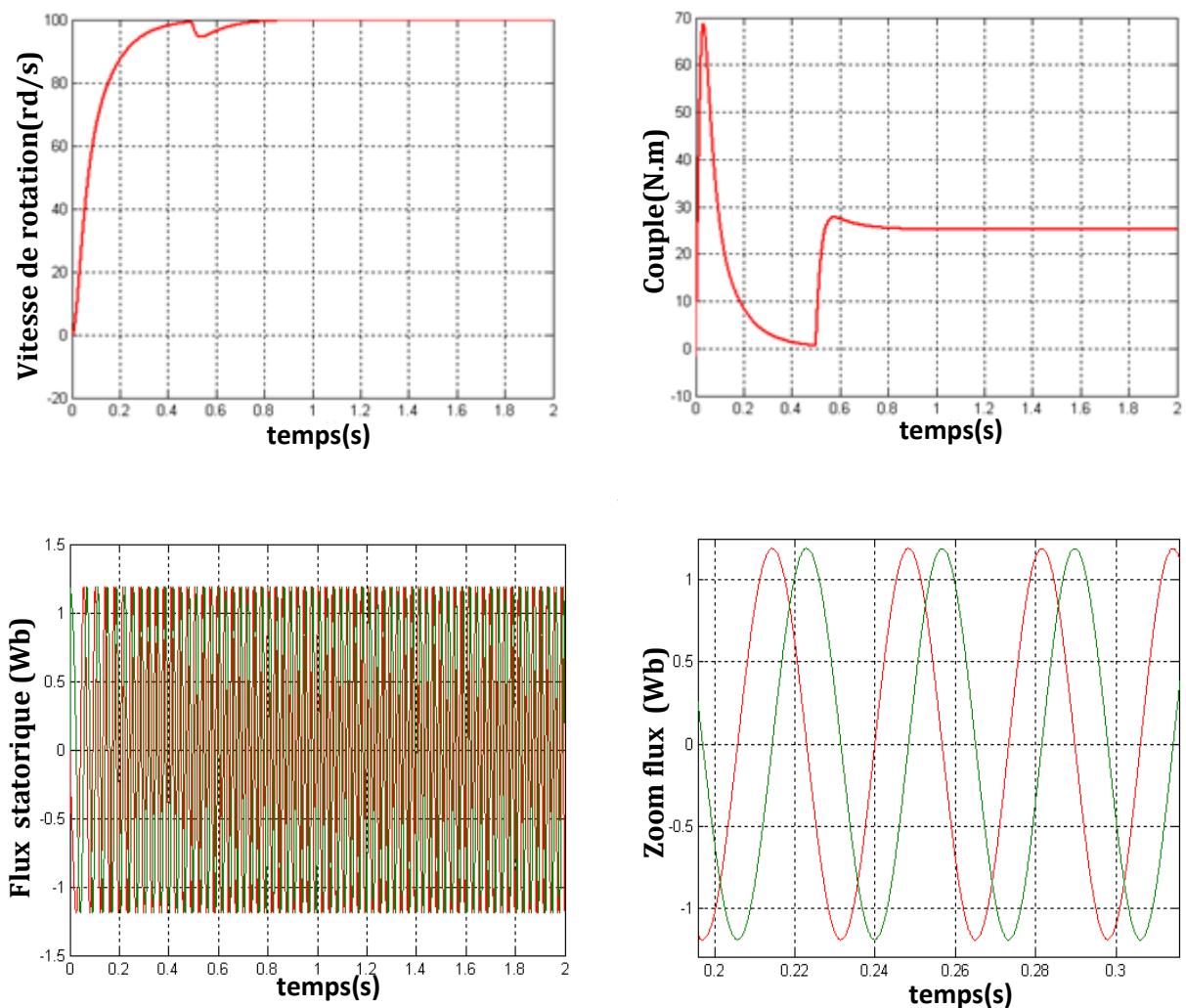
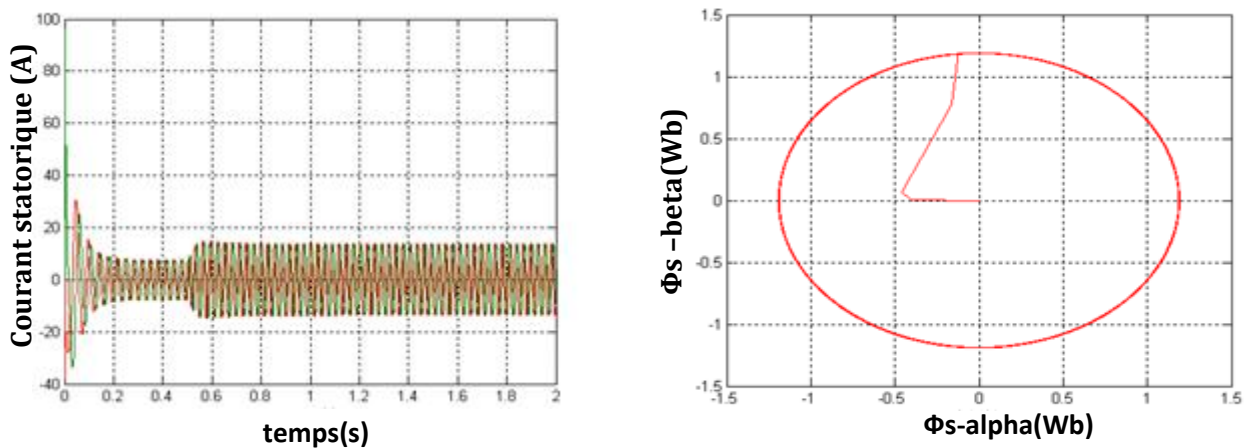


Fig.III.12 Résultats de simulation de la DTC-SVM, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 25 N.m à  $t = 0.5$  s



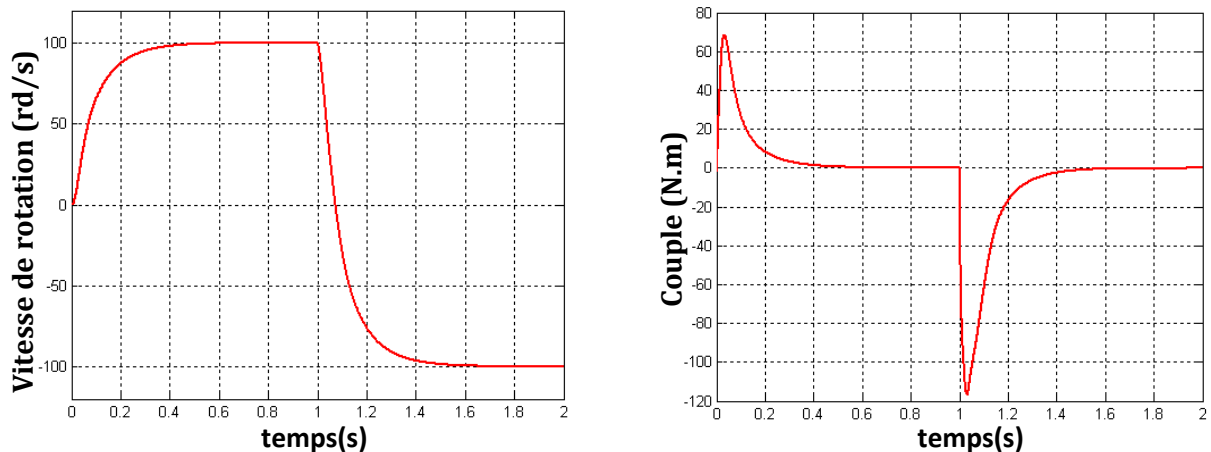
**Fig.III.13** suite des résultats de simulation, courant statorique estimé et l'évolution du flux statorique estimé dans plan  $\alpha$ - $\beta$

D'après les réponses montrées par la figure (III.12), nous remarquons que le couple électromagnétique repent au démarrage à vide avec un pic de 69N.m de court durée dû à l'initialisation du flux, puis tendre vers le régime permanent ou le couple s'annule, et que la vitesse repent au démarrage à vide sans dépassement.

Lors de l'échelon de charge le couple électromagnétique répond avec faible dépassement, et très faible oscillation et faible influence sur la vitesse, qui rejoint par la suite sa valeur de référence, ce qui confirme le bon choix des coefficients du réglage du contrôleur de vitesse PI.

### III.11.2.2 Démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse

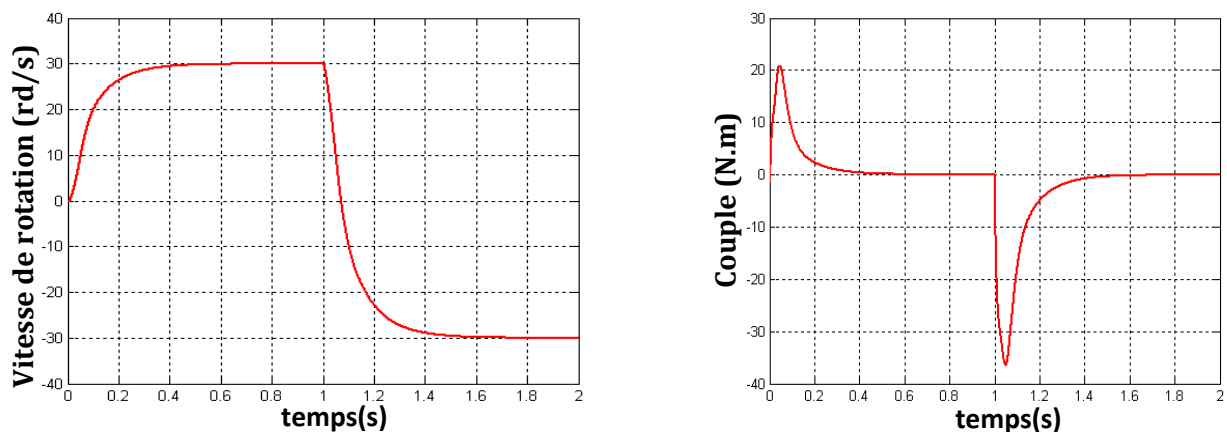
Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de +100 à -100 rd/s, à partir de l'instant  $t = 1$  s



**Fig.III.114** Résultats de simulation de la DTC-SVM. Pour l'inversion de sens de rotation à  $t = 1$  s (vitesse de rotation  $\pm 100$  rd/s et le couple électromagnétique estimé)

### III.11.2.3 Teste de la DTC-SVM pour les basses vitesses

Des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de +30 rd/s à -30 rd/s à partir de l'instant  $t = 1$  s



**Fig.III.115** Performance de la DTC-SVM à basses vitesses (vitesse de rotation  $\pm 30$  rd/s et le couple électromagnétique estimé)

D'après les réponses montrées par les figures (III.14, III.15), nous remarquons que la vitesse répond sans dépassement au démarrage à vide et lors de l'inversion de sens de rotation avec un temps de repense très courte même pour des basses vitesses. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse et que la commande est robuste vitesse. Lors du démarrage à vide et l'inversion de sens de rotation, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux, puis tendre vers le régime permanent ou le couple s'annule avec très faible oscillation.

### III.12. Conclusion :

Dans ce chapitre, deux types de contrôle de la MAS sont présentées : la commande directe du couple DTC classique et la commande direct du couple utilisant la modulation vectorielle DTC-SVM.

A partir des résultats obtenus, on peut conclure que :

L'exactitude dans l'estimation du couple électromagnétique dépend essentiellement de la précision de l'estimation du flux statorique. De plus, des tables de sélection de vecteurs tension optimaux et des correcteurs à hystérésis. Ces correcteurs malgré leur simplicité sont des correcteurs bien adaptés pour cette commande. La résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui utilisé dans le système de contrôle.

La nouvelle méthode (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nulle.

La comparaison entre la DTC classique et la DTC-SVM, cette dernière est simple et facilement réglable, les tables de vérité de sélection de vecteur optimaux et les régulateurs d'hystérésis on été éliminées et les problèmes associés à ces fonction, les oscillations du couple sont notablement réduites.

# Chapitre IV

*Contrôle Direct du Couple  
du Moteur à Induction sans  
Capteur de Vitesse*

### Introduction

La commande de la machine asynchrone, sans capteur de vitesse, est un axe fondamental de développement et de recherche industrielle car, il présente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques ainsi que dans le domaine des petites puissances où la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et perfectionner la sûreté de fonctionnement,

Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis, afin de garantir les performances souhaitées, la régulation de flux dans la machine et son maintien constant sont indispensables. Or, les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût [39].

La première idée, pour accéder au flux, est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine. Cependant, l'utilisation de ces capteurs altère la stabilité de la machine et les avantages du moteur asynchrone sont, alors, perdus. De plus, le surcoût et les problèmes de fiabilité limitent leur mise en œuvre dans des applications industrielles [20].

La commande par DTC nécessite la connaissance du flux statorique (amplitude et argument) et le couple électromagnétique. Les courants et les tensions statoriques du moteur à induction sont les seules grandeurs facilement mesurables. L'étude de l'influence de la variation de la résistance statorique sur la stabilité et la robustesse de la commande par DTC, nous a conduit à conclure la nécessité de compenser cette variation afin d'éviter une sensibilité ou une éventuelle instabilité de la commande.

Pour palier les difficultés liées à l'utilisation de capteurs dédiés, le flux est évalué, à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...). Il peut être reconstitué soit par :

- des estimateurs placés en boucle ouverte ou sien pas,
- des observateurs corrigeant les variables estimées en boucle fermée.

Pour toutes ces raisons, on à recours à la théorie des observateurs. Nombreux sont les observateurs proposés dans la littérature pour la machine asynchrone, [40].

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande de vitesse, sans capteur mécanique, d'un moteur à induction commandé par DTC et associé à un observateur non-linéaire.

À la fin de ce chapitre, on présentera les résultats obtenus par simulation, ainsi que la robustesse de cette association vis à vis aux variations paramétriques de la machine.

### IV.1 LES METHODES D'ESTIMATION DE LA VITESSE ROTORIQUE

Cette partie est consacrée à l'exposé de deux stratégies de base utilisées pour l'estimation de la vitesse rotorique ainsi que leurs limites d'utilisation.

#### IV.1.1 Méthode d'estimation de la vitesse basée sur la saillance magnétique de la machine

Cette stratégie d'estimation est basée sur la saillance magnétique de la machine due à la saturation ou à sa construction géométrique spéciale. Dans cette approche, l'estimation de vitesse peut se faire, à partir de l'analyse spectrale des harmoniques de courant. Néanmoins, cette méthode n'est valable pour certains moteurs possédant une conception spéciale, en effet, elle peut être utilisée pour les moteurs de faible saillance, et puis encore les problèmes liés aux basses vitesses persistent toujours [25].

#### IV.1.2 Méthode d'estimation de la vitesse rotorique basée sur le modèle de la machine

L'algorithme d'estimation de la vitesse dans cette méthode est basé sur les équations du modèle de la machine et les mesures des tensions et des courants statoriques. Plusieurs structures de contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, sans capteur mécanique, utilisant cette approche ont été proposées tels que le filtre de Kalman étendu, mode de glissement, et le MRAS (Model Reference Adaptive System) [38].

### IV.2 LES METHODES DE COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

#### IV.2.1 Les estimateurs

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park, définie en régime permanent (estimateur statique) ou en régime transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle. L'utilisation d'un estimateur simple de flux se heurte cependant à un problème majeur relatif à ; l'intégration en boucle ouverte. En effet, afin d'obtenir le flux statorique dans le cas de la DTC, il convient de procéder au calcul suivant :

$$\begin{cases} \Phi_{S\alpha} = \int_0^t (V_{S\alpha} - R_S I_{S\alpha}) dt \\ \Phi_{S\beta} = \int_0^t (V_{S\beta} - R_S I_{S\beta}) dt \end{cases} \quad (IV.1)$$

Deux problèmes subsistent, à savoir :

- le premier est dû à la résistance statorique dont la valeur varie avec la température et la fréquence.
- le second est celui de l'intégration effectuée en boucle ouverte. En effet, surtout à basse vitesse, L'existence d'un offset, aussi petit que possible, génère une rampe qui vient s'ajouter au signal flux. Cet offset est désastreux en commande puisque ces signaux ne conviennent



plus pour calculer l'angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor  $\theta_s$  qui constitue le cœur de la commande DTC et définie comme :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}$$

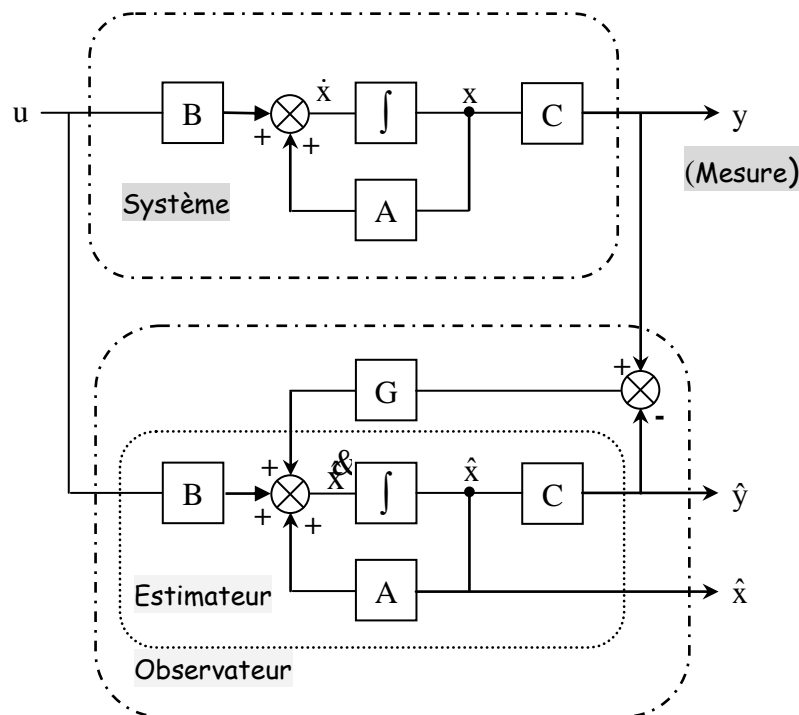
**IV.2.2 Les observateurs**

**IV.2.2.1 Principe d'un observateur**

**IV.2.2.2 Généralités**

La structure d'un observateur d'état est indiquée sur la Fig(IV.1). Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées [15], [16].

L'observation se fait en deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain  $G$ . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.



**Fig. IV.1** Schéma fonctionnel d'un observateur.

Nous dénombrons des observateurs déterministes et d'autres stochastiques. D'autre part, ils se départagent en observateurs linéaires et non-linéaires. Nous allons brièvement présenter les différentes catégories d'observateurs, tout en citant les observateurs les plus utilisés. Il existe des variantes d'observateurs développés pour des systèmes spécifiques que nous ne présentons pas [30],[33].

### IV.2.3 Classification des observateurs

#### IV.2.3.1 Les 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 Luenberger dans le cas de modèles linéaires ou l'observateur par modes glissants.

#### IV.2.3.2 Les 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. L'algorithme du filtre Kalman représente bien cette classe d'observateurs.

#### IV.2.3.3 Les observateurs linéaires

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

En général, les observateurs du flux peuvent être classés, en fonction de la dimension du vecteur d'état, en deux familles :

- La première famille regroupe des observateurs d'ordre complet qui donnent les informations sur les quatre variables d'état de la machine. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statorique et rotorique, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique.
- La deuxième famille concerne des observateurs d'ordre réduit obtenus en utilisant la méthode des « *perturbations singulières* ».

##### IV.2.3.3.1 Les observateurs linéaires d'ordre complet

Considérons un système continu linéaire, sa dynamique donnée par les équations d'état :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

L'observateur du système linéaire, défini par les équations (IV.2), a la forme générique suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Gy + Hu \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Où l'état  $\hat{x}$  de l'observateur a la même dimension que l'état  $x$  du processus.

Les matrices  $\hat{A}$ ,  $G$  et  $H$  de l'équation (IV.3) doivent être choisies de façon à se conformer avec la propriété exigée d'un observateur dont l'énoncé est le suivant : *l'état de l'observateur doit converger vers l'état du processus indépendamment de l'état  $x$  et l'entrée  $u$* . Pour déterminer ces matrices l'erreur d'estimation doit être évaluée de sorte que :

$$e = x - \hat{x} \quad (IV.4)$$

À partir des équations (IV.2) et (IV.3), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= Ax + Bu - \hat{A}(x - e) - GCx - Hu \\ &= \hat{A}e + (-\hat{A} + A - GC)x + (B - H)u \end{aligned} \quad (IV.5)$$

D'après l'équation (IV.5), pour que l'erreur converge vers zéro, indépendamment de  $x$  et  $u$ , les conditions suivantes doivent être vérifiées :

$$\hat{A} = A - GC \quad (IV.6)$$

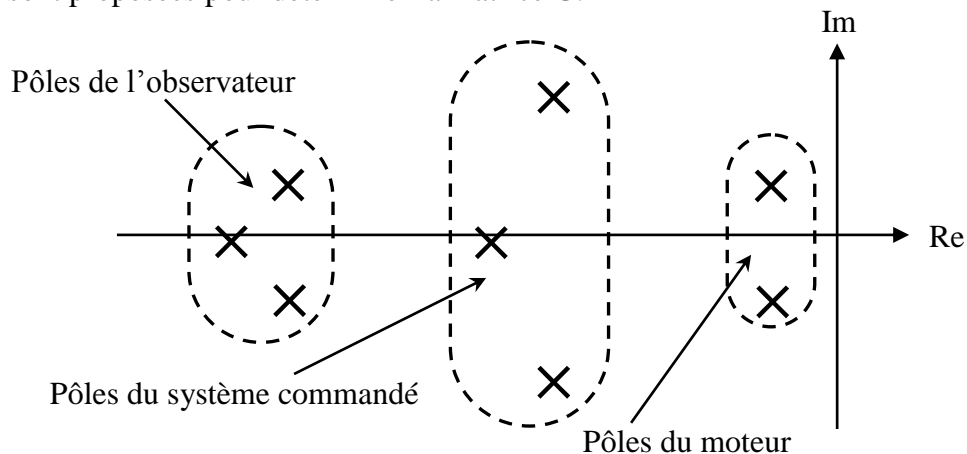
$$H = B \quad (IV.7)$$

Quand ces conditions sont satisfaites, l'erreur de l'estimation est gouvernée par :

$$\dot{e} = \hat{A}e \quad (IV.8)$$

Elle converge vers zéro si la matrice  $\hat{A}$  est une *matrice stable*. Cela veut dire que ses pôles doivent se trouver dans le demi-plan gauche, Fig (IV.2).

La conception de l'observateur est obtenue par la sélection de la matrice de gain  $G$ , puisque les matrices  $A$ ,  $B$  et  $C$  sont définies par le processus. En choisissant de façon judicieuse les gains de la matrice  $G$ , on fixe la dynamique de la convergence de l'écart de l'observateur. Plusieurs méthodes sont proposées pour déterminer la matrice  $G$ .

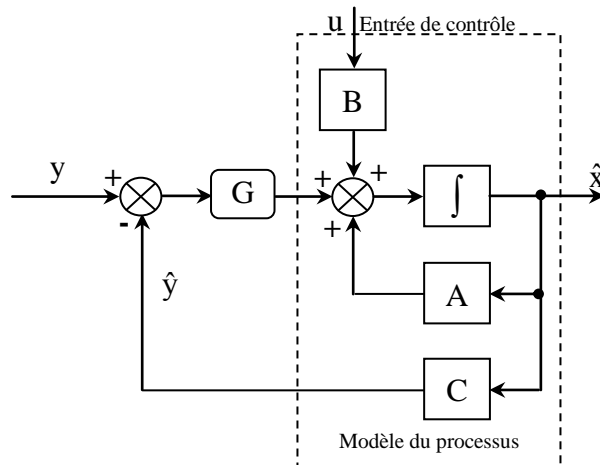


**Fig. IV.2** Assignement des Pôles du système commandé et de l'observateur.

Pour mettre en valeur le rôle de la matrice de gain de l'observateur et expliquer les exigences des conditions données par (IV.6) et (IV.7), l'observateur peut être décrit comme suit :

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{x} + Bu + G(y - C\hat{x}) \quad (IV.9)$$

Cette équation est schématisée par la Fig(IV.3) :



**Fig. IV.3** Structure d'un observateur d'ordre complet pour un système linéaire.

#### IV.2.3.3.2 Les observateurs linéaires d'ordre réduit

L'observateur d'ordre complet, décrit dans la section précédente, a le même ordre que le processus. Si le système a  $n$  états et  $m$  sorties mesurables, il paraît redondant d'estimer les états connus. Pragmatiquement, ce qu'on a besoin c'est l'estimation des états inconnus, cela résulte dans un observateur de dimension  $(n-m)$ , où  $n$  présente la dimension du vecteur d'état et  $m$  le nombre des observations.

### IV.3 LES OBSERVATEURS NON LINÉAIRES

Les systèmes considérés comme étant non linéaires (moteur à induction). Dans ce cas des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté.

Deux approches se généralisent :

- La linéarisation autour du point de fonctionnement : pour chaque instant de fonctionnement, le système est considéré linéaire et une réactualisation se fait à chaque pas d'échantillonnage. Ceci implique une réactualisation des matrices de gain. L'observateur de Kalman à état retardé est un filtre de Kalman à structure particulière qui prend en compte la réactualisation de la matrice A.

- La construction du gain sur la base de la non-linéarité du système : c'est le cas de l'observateur grand gain. Cet observateur est synthétisé en prenant en compte la modélisation non linéaire du système.

### IV. 3.1 Filtre de kalman

L'observateur de Kalman diffère de celui de Luenberger par la manière de calculer le gain ( $L$  pour Luenberger et  $K$  pour le filtre de Kalman). En effet, dans l'approche stochastique ou filtre de Kalman, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain  $K$ , est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimés [34],[37]. Le fait de prendre en compte les bruits des mesures et du système rend le filtre de Kalman plus pratique que celui de Luenberger.

L'équation d'état du système s'écrit de la façon suivante [24],[33]:

$$\dot{x} = A.x + B.u + w(t) \quad (IV.10)$$

$$y = C.x + v(t)$$

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

- Leur valeur moyenne est nulle :

$$E = [w(t)] = 0 \quad (IV.11)$$

$$E = [v(t)] = 0 \quad (IV.12)$$

- Leurs auto-corrélations s'expriment par :

$$E = [w(t).w(t)^T] = Q.\delta(t - \tau) \quad (IV.13)$$

$$E = [v(t).v(t)^T] = R.\delta(t - \tau) \quad (IV.14)$$

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

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

$$E = [w(t).v(t)^T] = 0 \quad (IV.15)$$

- Et entre le bruit et l'état initial :

$$E = [w(t).x_0(t)^T] = E[v(t).x_0(t)^T] = 0 \quad (IV.16)$$

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

Pour commencer, le modèle du système est donné sous la forme discrète suivante [20],[27], [34-35]:

$$x(k+1) = A_d \cdot x(k) + B_d \cdot u(k) + w(k) \quad (IV.17)$$

$$y(k+1) = C_d \cdot x(k+1) + v(k) \quad (IV.18)$$

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  $k$  *te* et  $(k+1)$  *te*. Elles sont déterminées à partir de leurs variables homologues continues de la manière suivante :

$$A_d = e^{\int_{kts}^{(k+1)ts} A(\tau) d\tau} \quad (IV.19)$$

$$B_d = \int_{kts}^{(k+1)ts} A(t, \tau) \cdot B \cdot u(\beta\tau) d\tau \quad (IV.20)$$

Le vecteur d'observation  $y(k+1)$  est de dimension  $m$  et  $C_d(k) = C$  de dimension  $(m \times n)$ .

Le calcul des deux intégrales d'après l'équation (IV.11) est fastidieux. Ce qui fait que des simplifications doivent être introduit. Ceci par l'approximation de la fonction exponentielle par son développement limité. Une approximation d'ordre 1 est suffisamment précise si la période  $te$  est suffisamment petite. Les deux matrices  $A_d$  et  $B_d$  sont représentées comme suit :

$$\begin{aligned} A_d &\cong I + t_e A \\ B_d &\cong B t_e \\ C_d &\cong C \end{aligned} \quad (IV.21)$$

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

a) Prédiction

$$x(k+1/k) = A_d \cdot x(k) + B_d \cdot u(k) \quad (IV.22)$$

$$P(k+1) = A_d \cdot P(k) \cdot A_d^T + Q \quad (IV.23)$$

b) Correction

$$K(k+1) = P(k+1/k) \cdot C_d^T \cdot (C_d P(k+1/k) \cdot C_d^T + R)^{-1} \quad (IV.24)$$

$$x(k+1) = x(k+1/k) + K(k+1) \cdot (Y_m - C_d \cdot x(k+1/k)) \quad (IV.25)$$

$$P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1) C_d P(k+1/k) \quad (IV.26)$$

#### **IV.3.1.1 Filtre de Kalman Etendu**

Le filtre de Kalman étendu réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter, au vecteur d'état, une autre variable que l'on désire estimer. Ce filtre est largement utilisé pour l'estimation des diverses grandeurs de la machine asynchrone, tels que : la vitesse rotorique, le couple de charge, les paramètres électriques et les paramètres mécaniques [8].

Etant donné, que le filtre de Kalman étendu n'est que l'application du filtre de Kalman décrit précédemment dans le cas d'un système non linéaire, par conséquent, ce système doit être

discrétisé et linéarité autour du point de fonctionnement (vecteur d'état estimé) actuel. Soit le modèle non-linéaire du système à observer :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u, t) + w(t) \\ y &= h(x) + v(t) \end{aligned} \quad (IV.27)$$

Avec :  $f$  et  $h$  - des fonctions non linéaires

Le modèle discret de (IV.15) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k+1) &= h(x(k+1)) + v(k) \end{aligned} \quad (IV.28)$$

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

$$x(k+1) = x(k) + \int_{kte}^{(k+1)te} f(x(t), u(t), t) dt \quad (IV.29)$$

Tel que :

$$\begin{aligned} \int_{kte}^{(k+1)te} f(x(t), u(t), t) dt &\cong ((k+1)t_e - kt_e) f(x) \\ &\cong t_e \cdot f(x) \end{aligned} \quad (IV.30)$$

Où:  $t_e$  est la période de discrétisation

L'implémentation du filtre de Kalman étendu dans le cas du système non linéaire donné par (IV.16) consiste en l'exécution des étapes suivantes :

a) *Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance* : des valeurs initiales doivent être affectées au vecteur d'état ainsi que les matrices de covariances  $P_0$ ,  $Q$  et  $R$ . Les matrices initiales  $Q$  et  $R$  sont considérés en tant que matrices diagonales.

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

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

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1/k) &= f(x(k), u(k)) \\ \hat{y}(k+1/k) &= h(x(k+1)) \end{aligned} \quad (IV.31)$$

c) Prédiction de la matrice de covariance

$$P\left(k + \frac{1}{k}\right) = F(k) \cdot P(k) \cdot F(k)^T + Q \quad (\text{IV.32})$$

Avec :

$$F(k) = \frac{\partial(f(x(k), u(k)))}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}(k+1/k)} \quad (\text{IV.33})$$

d) Calcul du gain de Kalman

$$K(k+1) = P(k+1/k) \cdot H^T(k+1) \cdot [H(k+1) \cdot P(k+1/k) \cdot H^T(k+1) + R]^{-1} \quad (\text{IV.34})$$

H(k+1) - est la matrice gradient définie comme suit :

$$H(k+1) = \frac{\partial(h(x(k), u(k)))}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}(k+1/k)} \quad (\text{IV.35})$$

e) Estimation du vecteur d'état

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1) \cdot [y_m(k+1) - \hat{y}(k+1/k)] \quad (\text{IV.36})$$

Avec :  $y_m(k+1)$  - le vecteur des états mesurés.

f) Estimation de la matrice de covariance

$$P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1) \cdot H(k+1) \cdot P(k+1/k) \quad (\text{IV.37})$$

g) Mise à jour des matrices

$$k = k + 1 \quad (\text{IV.38})$$

$$\hat{x}(k) = \hat{x}(k+1) \quad (\text{IV.39})$$

$$p(k) = p(k+1) \quad (\text{IV.40})$$

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

#### IV.4 APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ÉTENDUE Á LA MAS

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

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



**IV.4.1 Le modèle d'état étendu de la MAS**

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

- L'équation différentielle d'état

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \Omega & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 p \Omega & a_2 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \Omega & 0 \\ 0 & a_4 & p \Omega & a_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1/\sigma L_s) & 0 \\ 0 & (1/\sigma L_s) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.1)$$

- L'équation de sortie

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega \end{bmatrix}^T \quad (IV.2)$$

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

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{g}[\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t), t] \\ \mathbf{Y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{cases} \quad (IV.3)$$

**IV.4.2 Discrétisation du modèle du système**

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

En supposant que la période d'échantillonnage T est assez petite devant le temps de réponse on peut exprimer la dérivée de la variable d'état par :

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \{ \mathbf{X}[(k+1)T] - \mathbf{X}[kT] \} / T \quad (IV.4)$$

Avec :  $kT \leq t \leq (k+1)T$

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

En supposant que l'entrée de commande U(kT) est constante entre les instants d'échantillonnage actuel [(k+1)T] et précédent [kT] ,donc le modèle d'état discret est exprimé par :

$$\begin{cases} \mathbf{X}[(k+1)T] = \mathbf{X}[kT] + Tg\{\mathbf{X}[kT], \mathbf{U}[kT], kT\} \\ \mathbf{Y}[kT] = \mathbf{C}\mathbf{X}[kT] \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

D'où, on peut écrire

$$\begin{cases} \mathbf{X}(k+1) = f[\mathbf{X}(k), \mathbf{U}(k), k] \\ \mathbf{Y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{X}(k) \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

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

Avec :

$$f[\mathbf{X}(k), \mathbf{U}(k), k] = [f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad f_4 \quad f_5]^T \quad (\text{IV.7})$$

En utilisant l'équation (IV.5) on peut déduire :

$$\begin{cases} f_1 = (1 + a_1T) I_{s\alpha}(k) + a_2T \Phi_{r\alpha}(k) + a_3 T p \Omega(k) \Phi_{r\beta}(k) + (1/\sigma L_s)T V_{s\alpha}(k) \\ f_2 = (1 + a_1T) I_{s\beta}(k) - a_3 T p \Omega(k) \Phi_{r\alpha}(k) + a_2T \Phi_{r\beta}(k) + (1/\sigma L_s)T V_{s\beta}(k) \\ f_3 = a_4T I_{s\alpha}(k) + (1 + a_5T) \Phi_{r\alpha}(k) - T p \Omega(k) \Phi_{r\beta}(k) \\ f_4 = a_4T I_{s\beta}(k) + T p \Omega(k) \Phi_{r\alpha}(k) + (1 + a_5T) \Phi_{r\beta}(k) \\ f_5 = p \Omega(k) \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Le modèle discret du moteur en forme étendue devient :

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) \\ I_{s\beta}(k+1) \\ \Phi_{r\alpha}(k+1) \\ \Phi_{r\beta}(k+1) \\ \Omega(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1+a_1T) & 0 & a_2T & a_3T p \Omega(k) & 0 \\ 0 & (1+a_1T) & -a_3T p \Omega(k) & a_2T & 0 \\ a_4T & 0 & (1+a_5T) & -T p \Omega(k) & 0 \\ 0 & a_4T & T p \Omega(k) & (1+a_5T) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k) \\ I_{s\beta}(k) \\ \Phi_{r\alpha}(k) \\ \Phi_{r\beta}(k) \\ \Omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha}(k) \\ V_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) \\ I_{s\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k) & I_{s\beta}(k) & \Phi_{r\alpha}(k) & \Phi_{r\beta}(k) & \Omega(k) \end{bmatrix}^T \quad (\text{IV.10})$$

La forme complète des équations (IV.9) et (IV.10) est la suivante :

$$\begin{cases} \mathbf{X}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{X}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{U}(k) \\ \mathbf{Y}(k+1) = \mathbf{C}_d \mathbf{X}(k) \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

**IV.4.3 Le modèle stochastique non linéaire de la MAS**

En pratique la MAS ne peut pas être représentée parfaitement par le modèle (IV.6). Pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, le modèle stochastique suivant est introduit [1],[9],[31],[32]:

$$\begin{cases} \mathbf{X}(k+1) = f[\mathbf{X}(k), U(k), k] + \mathbf{b}_{rs}(k) \\ \mathbf{Y}(k+1) = C_d \mathbf{X}(k) + \mathbf{b}_{rm}(k) \end{cases} \quad (IV.12)$$

Ou  $f[\mathbf{X}(k), U(k), k]$  est définie dans le paragraphe précédent et  $\mathbf{b}_{rs}$  et  $\mathbf{b}_{rm}$  sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisées par leurs valeurs moyennes nulles.

**IV.4.4 Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état**

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

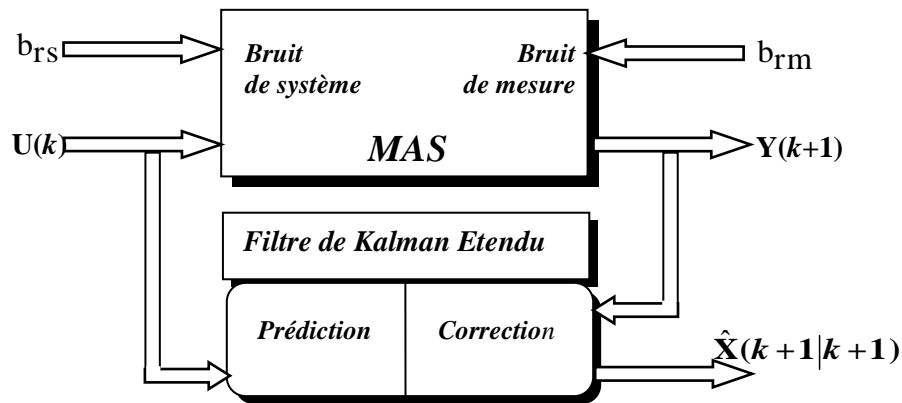
$$\begin{cases} \text{cov}(\mathbf{b}_{rs}) = E\{\mathbf{b}_{rs}\mathbf{b}_{rs}^T\} = \mathbf{Q} \\ \text{cov}(\mathbf{b}_{rm}) = E\{\mathbf{b}_{rm}\mathbf{b}_{rm}^T\} = \mathbf{R} \end{cases} \quad (IV.13)$$

En supposant que  $\mathbf{Q}$  et  $\mathbf{R}$  sont diagonaux, les paramètres dans les axes  $\alpha$  et  $\beta$  sont les mêmes .Il suit de cela au total que quatre éléments de covariance de bruits doivent être connus.

**IV.5 IMPLANTATION DE L'ALGORITHME DU FKE DISCRET**

**IV.5.1. Présentation du FKE**

Maintenant que le modèle du système est considéré en présence des incertitudes d'état et de mesure, l'algorithme de FKE peut être exécuté en utilisant une structure de prédiction -correction illustrée par la Fig(IV.4) .



**Fig.IV.4** La Structure globale du FKE

### IV.5.1.1 Les étapes de l'algorithme du FKE

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

### IV.5.1.2 Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances

L'état initial du système  $X_0$  et les matrices initiales de covariance  $Q_0$  et  $R_0$  sont placés ainsi que la valeur initiale de la matrice de covariance d'état  $P_0$ . Cette dernière peut être considérée comme matrice diagonale, où tous ses éléments sont égaux [9], [28].

Les valeurs initiales des matrices de covariance reflètent le degré de la connaissance des états initiaux. Les valeurs trop élevées indiquent peu d'informations sur les états, en outre des problèmes de divergence et de grandes oscillations des évaluations d'état autour d'une valeur vraie peuvent se produire. Avec des valeurs basses la convergence de vitesse peut diminuer [36].

### IV.5.1.3 La phase de prédiction

- **Calcul de la prédiction du vecteur d'état**

L'objectif de cette étape est de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant  $(k+1)$

$$\hat{X}(k+1|k) = f[\hat{X}(k|k), U(k), k] \quad (IV.14)$$

Ainsi, cette mesure de l'état permet de prédire la sortie :

$$\hat{Y}(k+1|k) = C\hat{X}(k+1|k) \quad (IV.15)$$

- **Calcul de la matrice de prédiction de covariance du filtre**

Cette matrice doit être réactualisée, elle est donnée par la formule suivante [32],[36] :

$$P(k+1|k) = A(k)P(k|k)A^T(k) + Q \quad (IV.16)$$

Tel que :

$$A(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k|k)} \quad (IV.17)$$

Où  $f$  est définie par (IV.7) et (IV.8), donc :

$$A(k) = \left[ \begin{array}{ccccc} \frac{\partial f_1}{\partial X_1} & \frac{\partial f_1}{\partial X_2} & \frac{\partial f_1}{\partial X_3} & \frac{\partial f_1}{\partial X_4} & \frac{\partial f_1}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_2}{\partial X_1} & \frac{\partial f_2}{\partial X_2} & \frac{\partial f_2}{\partial X_3} & \frac{\partial f_2}{\partial X_4} & \frac{\partial f_2}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_3}{\partial X_1} & \frac{\partial f_3}{\partial X_2} & \frac{\partial f_3}{\partial X_3} & \frac{\partial f_3}{\partial X_4} & \frac{\partial f_3}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_4}{\partial X_1} & \frac{\partial f_4}{\partial X_2} & \frac{\partial f_4}{\partial X_3} & \frac{\partial f_4}{\partial X_4} & \frac{\partial f_4}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_5}{\partial X_1} & \frac{\partial f_5}{\partial X_2} & \frac{\partial f_5}{\partial X_3} & \frac{\partial f_5}{\partial X_4} & \frac{\partial f_5}{\partial X_5} \end{array} \right]_{X=\hat{X}(k|k)} \quad (IV.18)$$

$$A(k) = \left[ \begin{array}{ccccc} (1+a_1T) & 0 & a_2T & a_3 T p \Omega(k|k) & a_3 T \Phi_{r\beta}(k|k) \\ 0 & (1+a_1T) & -a_3 T p \Omega(k|k) & a_2T & -a_3 T \Phi_{r\alpha}(k|k) \\ a_4T & 0 & (1+a_5T) & -T p \Omega(k) & T \Phi_{r\beta}(k|k) \\ 0 & a_4T & T p \Omega(k|k) & (1+a_5T) & T \Phi_{r\alpha}(k|k) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right] \quad (IV.19)$$

#### IV.5.1.4 Phase de correction

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

Le gain de filtre de Kalman est donné par :

$$K(k+1) = P(k+1|k) C^T \left[ C P(k+1|k) C^T + R \right]^{-1} \quad (IV.20)$$

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

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

En fait la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée  $Y(k+1)$  et la sortie prédite  $Y(k+1|k)$ . Pour améliorer l'état il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain de filtre de kalman  $K(k+1)$ . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient l'expression du nouveau vecteur d'état estimé à l'instant  $(k+1)$  [36].

$$\hat{X}(k+1|k+1) = \hat{X}(k+1|k) + K(k+1) \left[ Y(k+1) - \hat{Y}(k+1|k) \right] \quad (IV.21)$$

• Calcul de la covariance d'erreur

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

$$P(k+1|k+1) = \{I - K(k+1)C\}P(k+1|k) \tag{IV.22}$$

On peut représenter l'algorithme du FKE par cette structure :

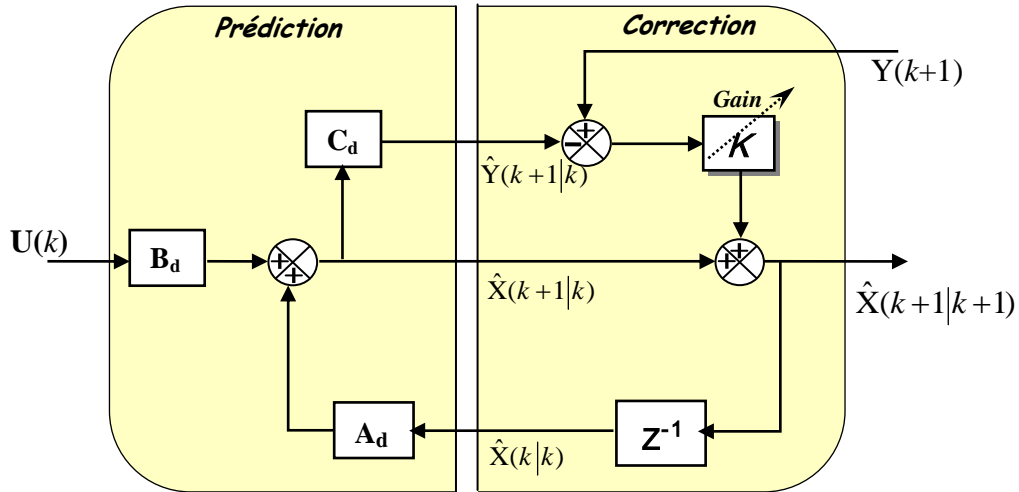


Fig.IV.5 Représentation de l'algorithme du Filtre de Kalman

IV.6. Schéma de simulation globale

Le FKE présente un algorithme très complexe avec des opérations matricielles. Il est très difficile d'implanter toutes ces opérations en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implémenté donc comme une *s-function* sous forme d'un bloc présenté par la Fig (IV.6). Il est inséré dans le schéma de simulation global du système d'entraînement de la MAS commandé par la DTC sans capteur de vitesse basée sur un FKE illustré par la Fig (IV.7).

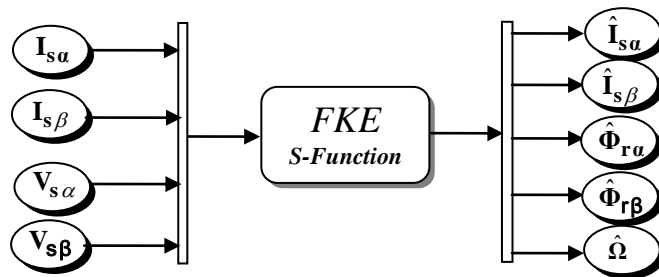


Fig.IV.6 Modèle de simulation du FKE

IV.7 SCHEMA BLOC DE SIMULATION

Le schéma de principe de l'association DTC-observateur non-linéaire (FKE) est illustré par la figure suivante, Fig(IV.7) :

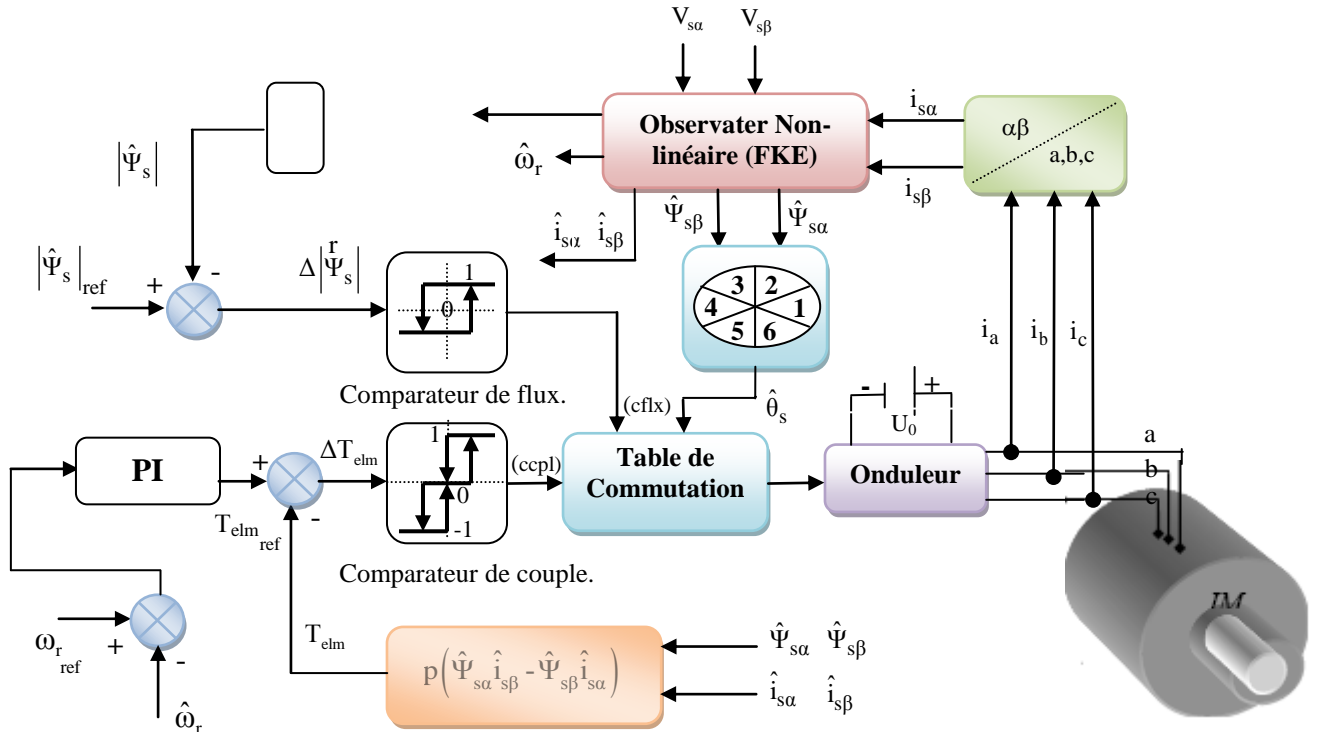


Fig. IV.7 Structure d'une commande DTC sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone associée à un observateur non-linéaire.

IV.8 Résultats de simulation

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de l'algorithme d'estimation de flux statorique et de la vitesse rotorique, on a simulé une variété de cas qu'on présentera par la suite. Les performances statiques et dynamiques de l'observateur de flux sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivantes :

- Démarrage en charge,
- Inversion de la vitesse,
- Régime à faible vitesse,
- Variation du couple de charge,
- Inversion du couple résistant.

IV.5.1 Démarrage en Charge

La Fig (IV.6) illustre la réponse de la vitesse réelle, la vitesse estimée et leur écart d'estimation ainsi que le module du flux statorique réel et estimé et leur erreur d'estimation. La Fig (IV.7) présente la trajectoire du flux statorique estimé.

La Fig (IV.8) présente la réponse du couple, la tension statorique et le courant statorique estimé et réel du moteur. On voit que l'observateur donne un flux qui suit bien l'évolution du flux réel dans la machine, et par la suite il donne un couple plus stable et l'erreur d'estimation qui tend vers zéro.

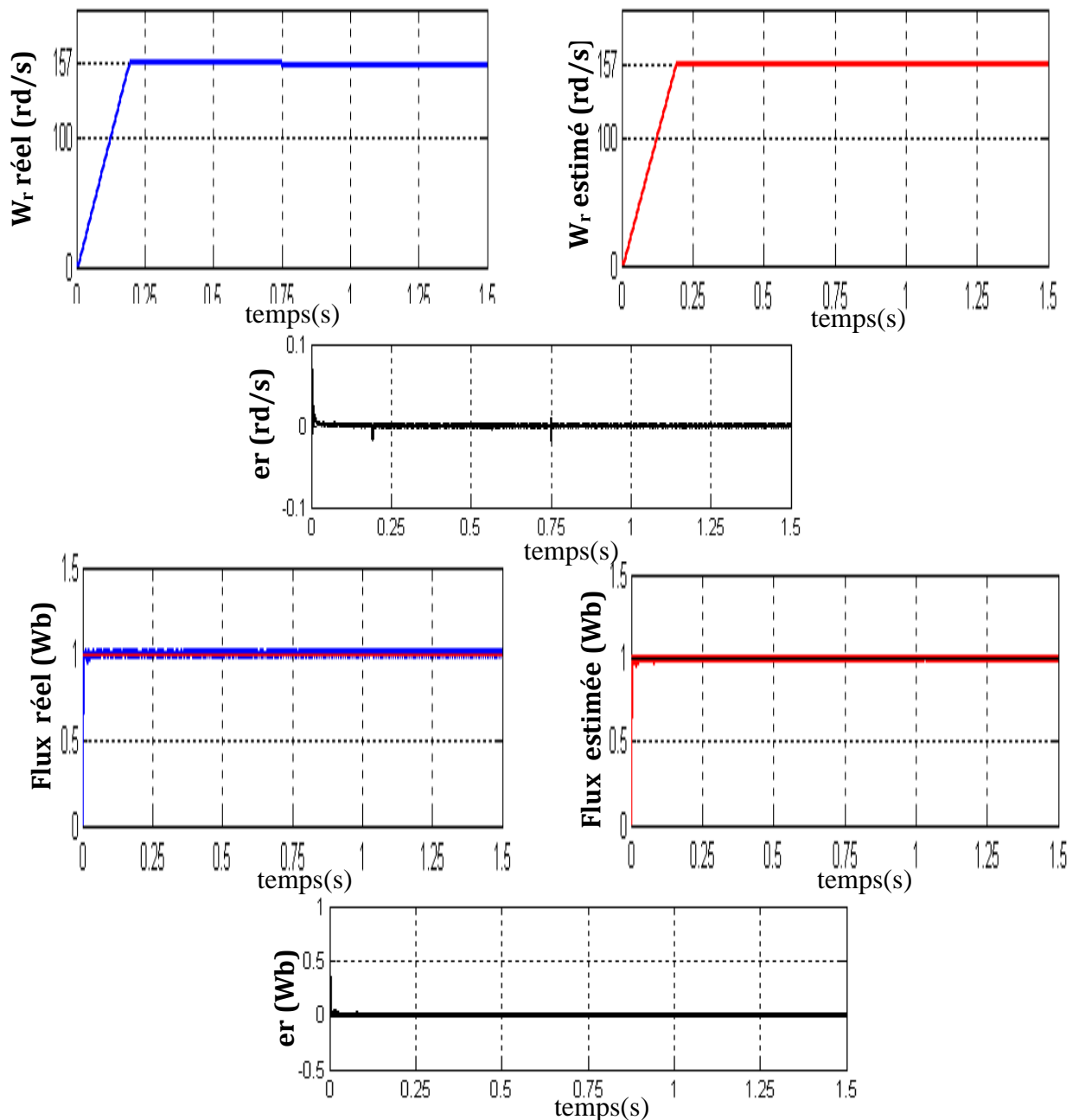


Fig. IV.6 Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 25 Nm à l'instant  $t=0.75$ s.



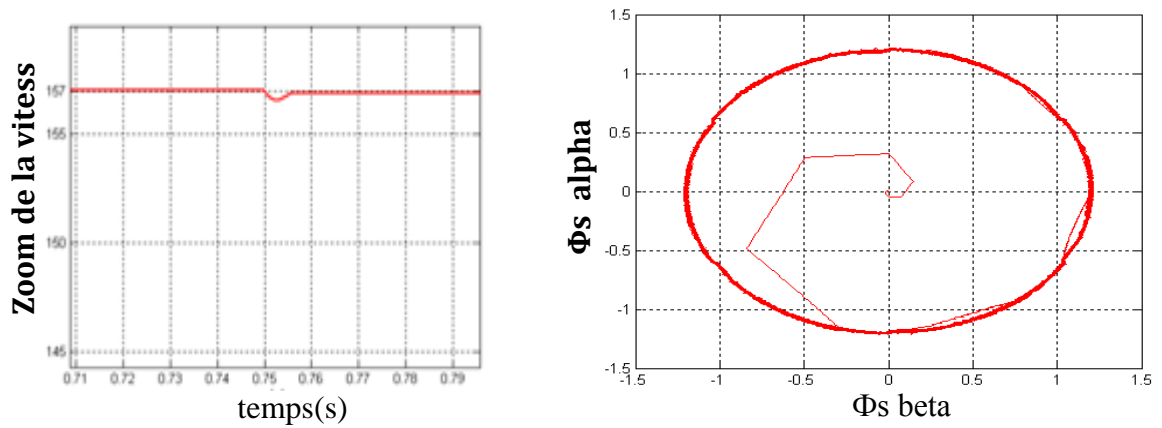


Fig. IV.7 Zoom de la vitesse et la trajectoire du flux statorique estimé  $\Phi_s$  alpha et  $\Phi_s$  beta.

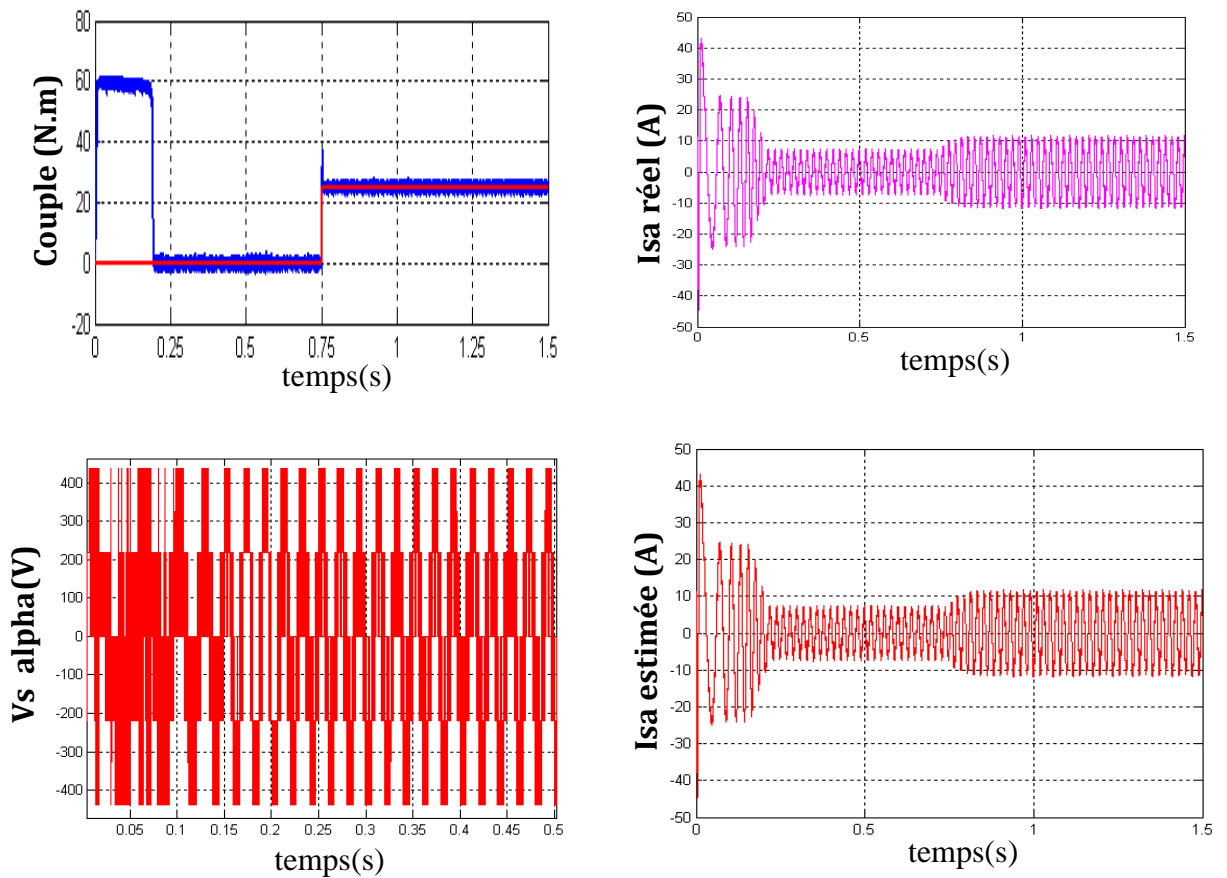


Fig. IV.8 Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 25 Nm à l'instant  $t=0.75s$ .

IV.5.2 Inversion de la vitesse

Pour évaluer la robustesse du système d’entraînement complet, on applique un changement de la consigne de vitesse de  $+157$  à  $-157$  rad/sec, à partir de l’instant  $t=0.4s$ , et une deuxième inversion à une vitesse de  $+50$  rad/sec à l’instant  $t=1s$ . On constate, d’après les Fig( IV.9) et Fig. (IV.10)et (IV11), que cet algorithme d’estimation est robuste vis-à-vis aux variations importantes de la vitesse, puisque la vitesse estimée suit la vitesse réelle au démarrage comme à l’inversion du sens de rotation et l’erreur d’estimation est pratiquement nulle.

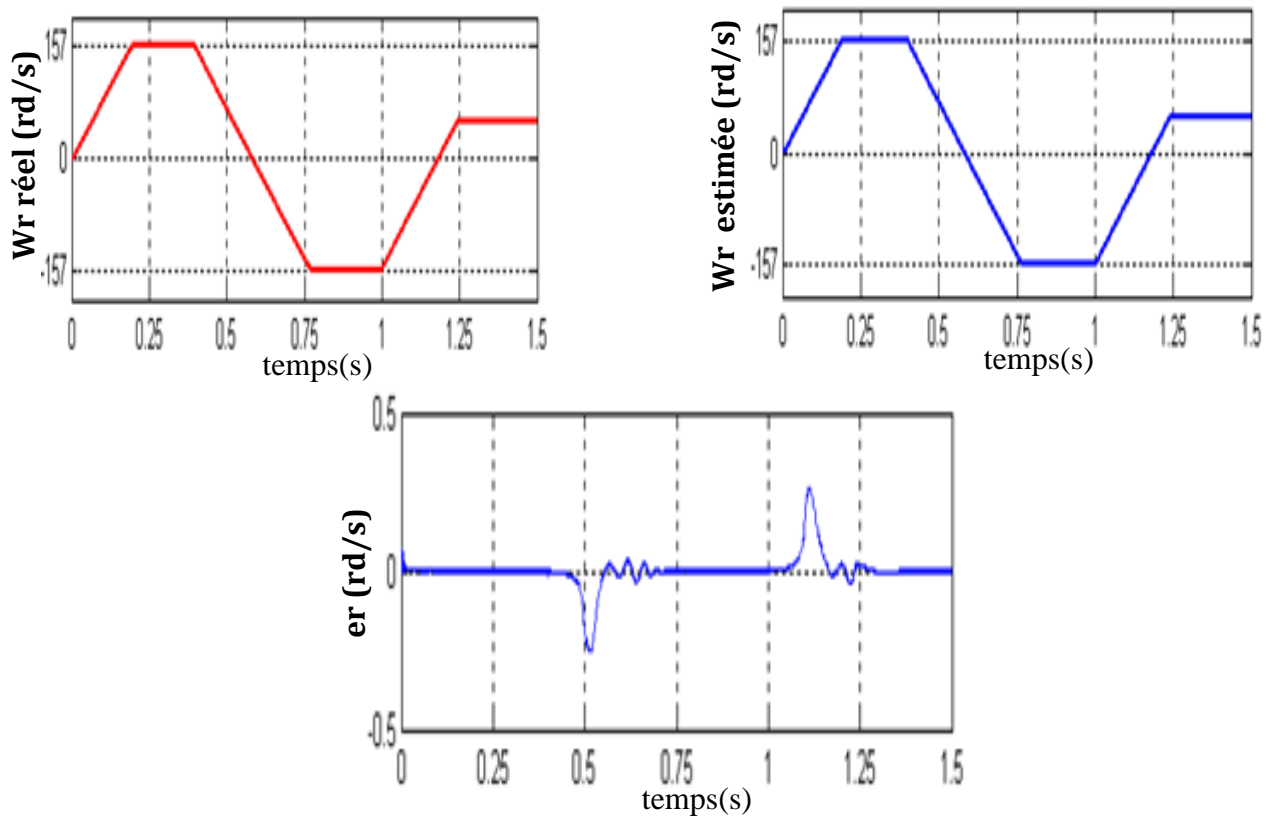


Fig. IV.9 Résultats de simulation le la vitesse lors d’inversion du sens de rotation

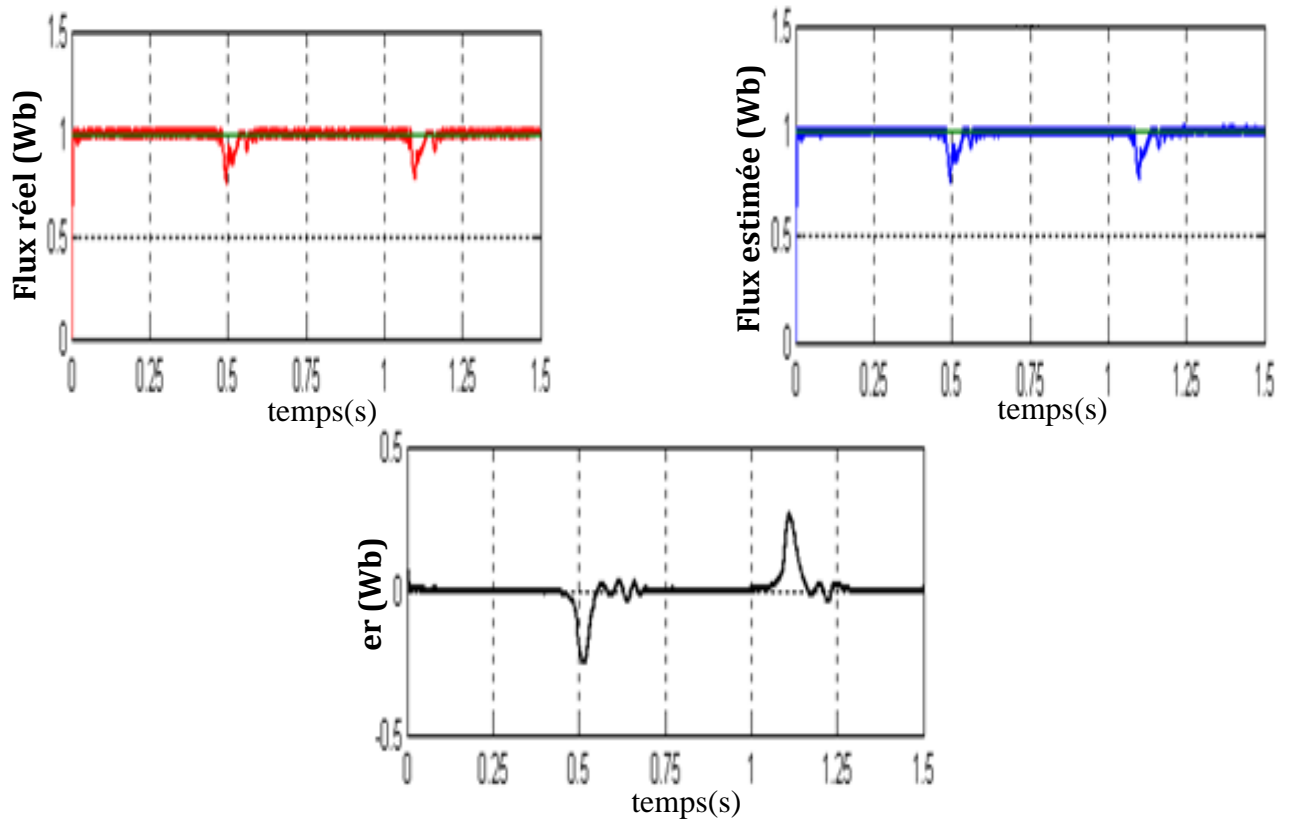


Fig. IV.10 Résultats de simulation de flux lors d'inversion du sens de rotation

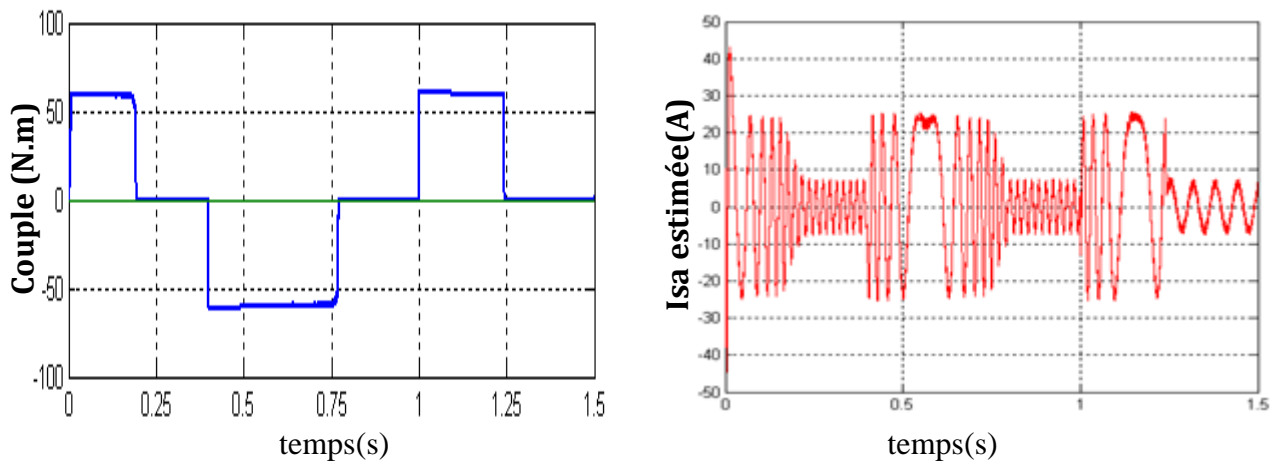


Fig. IV.11 Evolution du couple et du courant statorique estimé.

IV.5.3 Régime à faible vitesse

Dans le souci de valider l'estimation de la vitesse par l'observateur non-linéaire (FKE), des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de  $+30 \text{ rad/sec}$  à  $-30 \text{ rad/sec}$ , à partir de l'instant  $t=0.4\text{s}$ , et ensuite une deuxième inversion à une vitesse de  $15 \text{ rad/sec}$  à l'instant  $t=1\text{s}$ . La Fig(IV.12) et Fig(IV.13), montrent les résultats de simulation du processus d'estimation de la vitesse, on constate, d'après cette simulation, que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence. L'estimation de flux se fait, toujours, d'une façon adéquate. La déviation détectée pour la trajectoire du flux statorique est induite par l'inversion instantanée de la vitesse au passage par zéro de celle-ci, comme peut être vu dans la Fig(IV.14). Il est important à noter que le système de commande démontre de bonnes poursuites même sous les conditions de fonctionnement assez sévères.

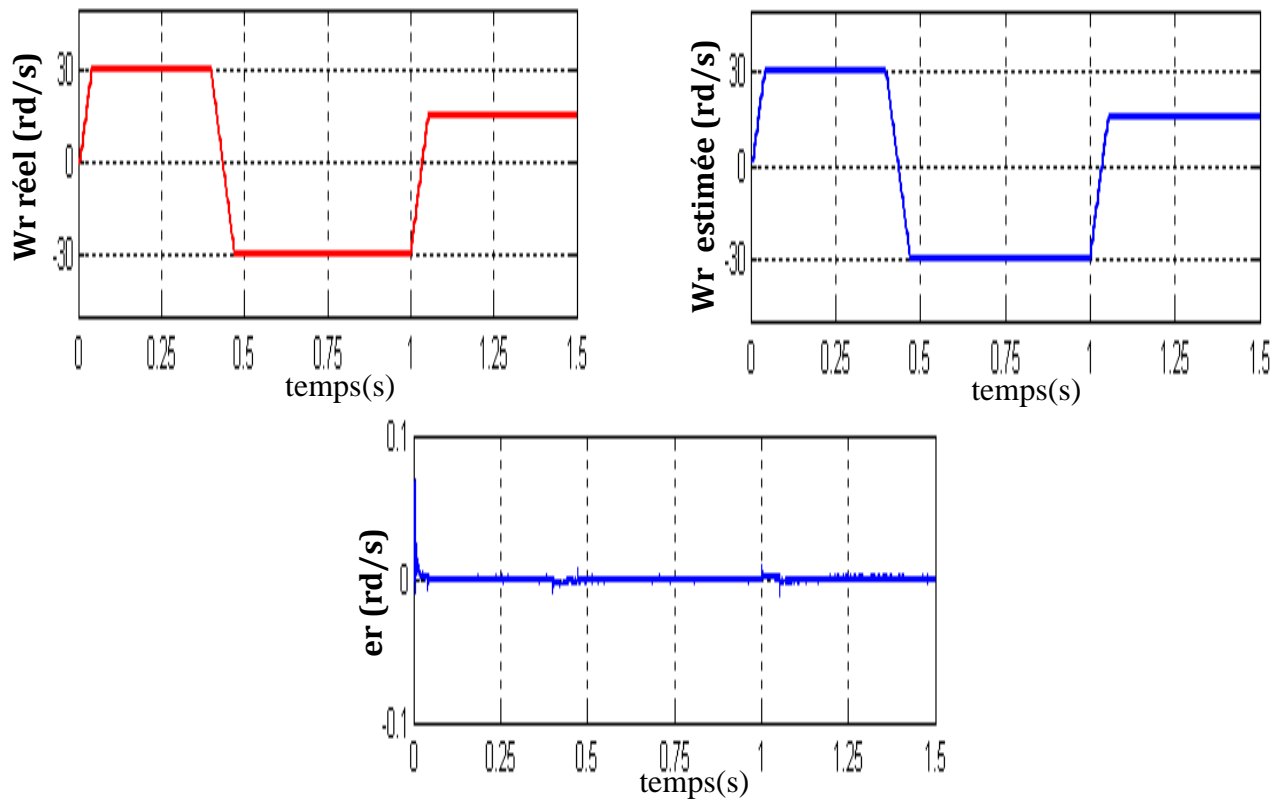


Fig. IV.12 Résultats de simulation de la vitesse lors de fonctionnement à faible vitesse.

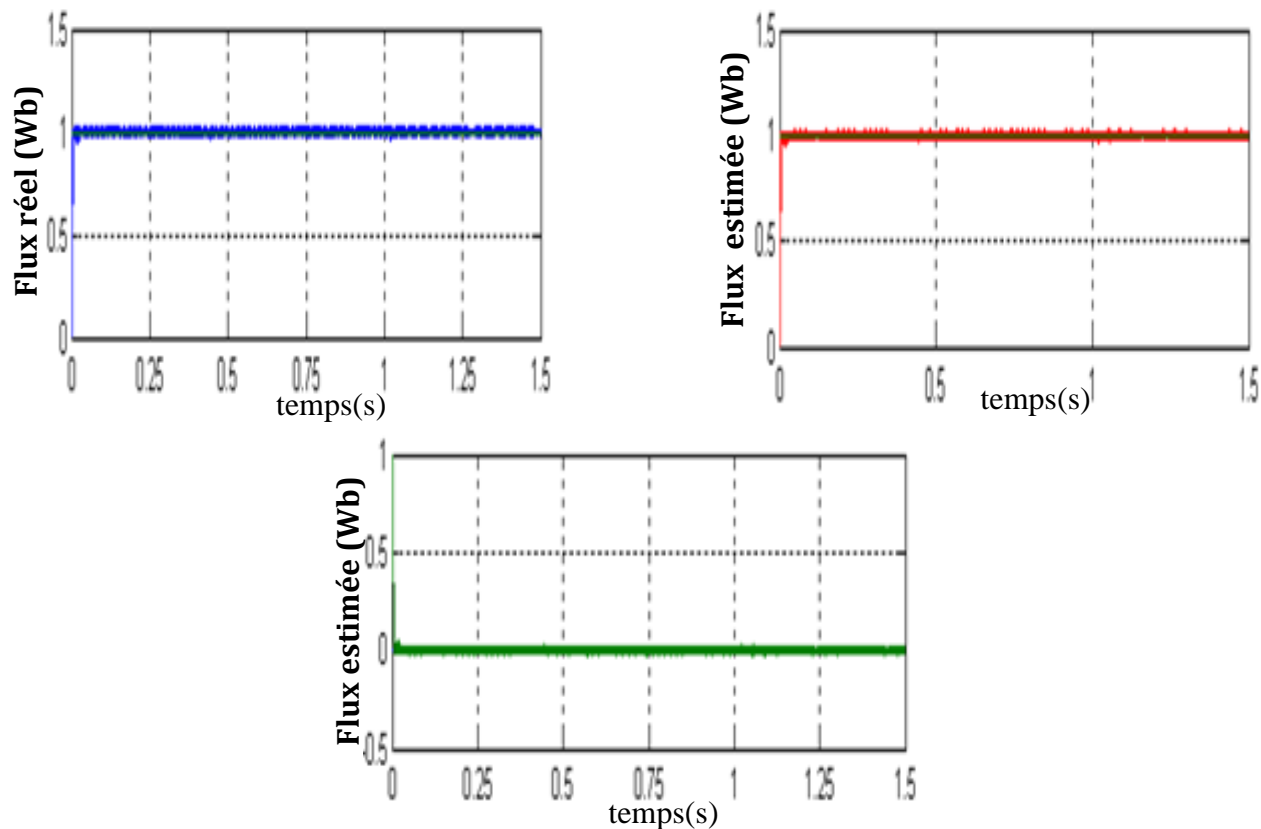


Fig. IV.13 Résultats de simulation de flux lors de fonctionnement à faible vitesse

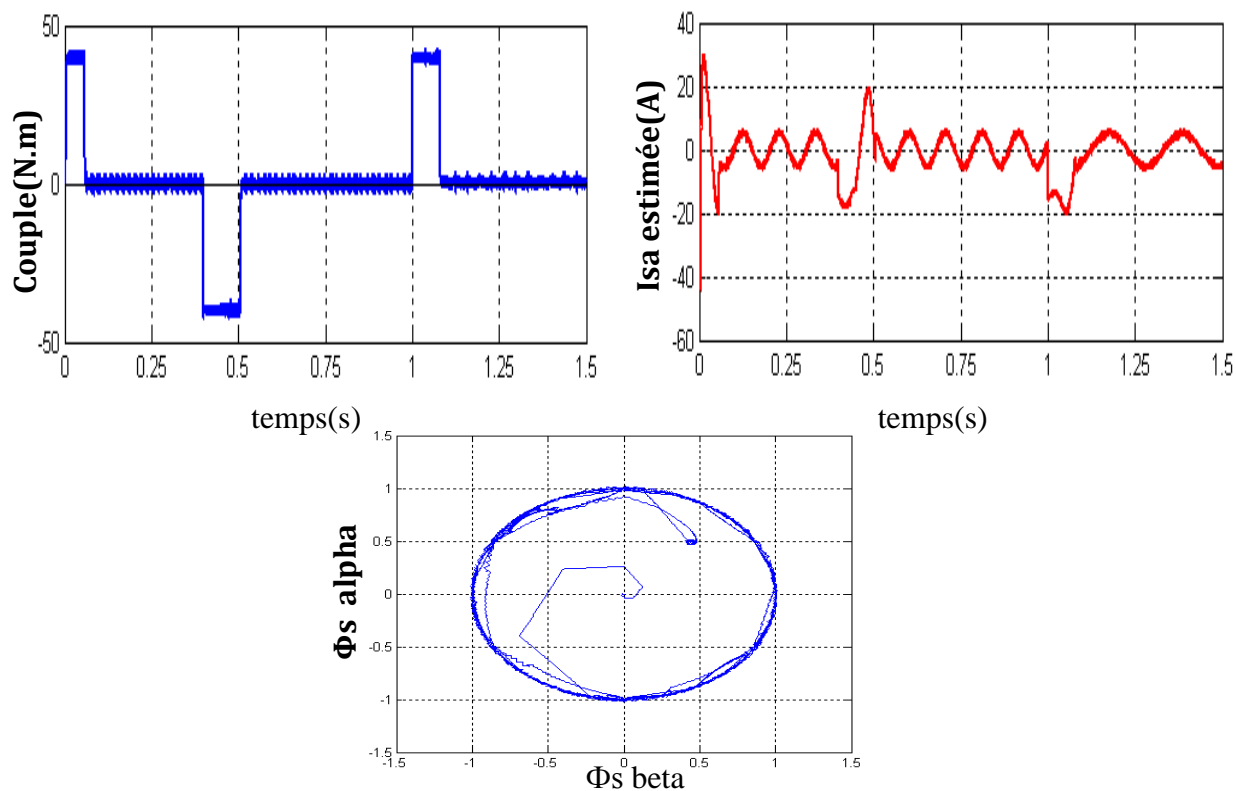


Fig. IV.14 Couple électromagnétique, le courant statorique estimé et la trajectoire du flux statorique estimée en fonctionnement à faible vitesse.

IV.5.4 Variation du couple de charge

La Fig(IV.15), illustre les résultats de simulation, lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. À l'instant  $t=0.5s$ , on applique un couple de  $25 Nm$ , puis on l'annule à l'instant  $t=1s$ . On constate que la vitesse répond toujours sans dépassement.

La Fig(IV.16) présente la forme du courant statorique, le couple et la tension statorique. On note également une insensibilité de l'algorithme de commande vis à vis aux variations du couple de charge, du fait que l'estimation de la vitesse de rotation se fait toujours d'une façon adéquate.

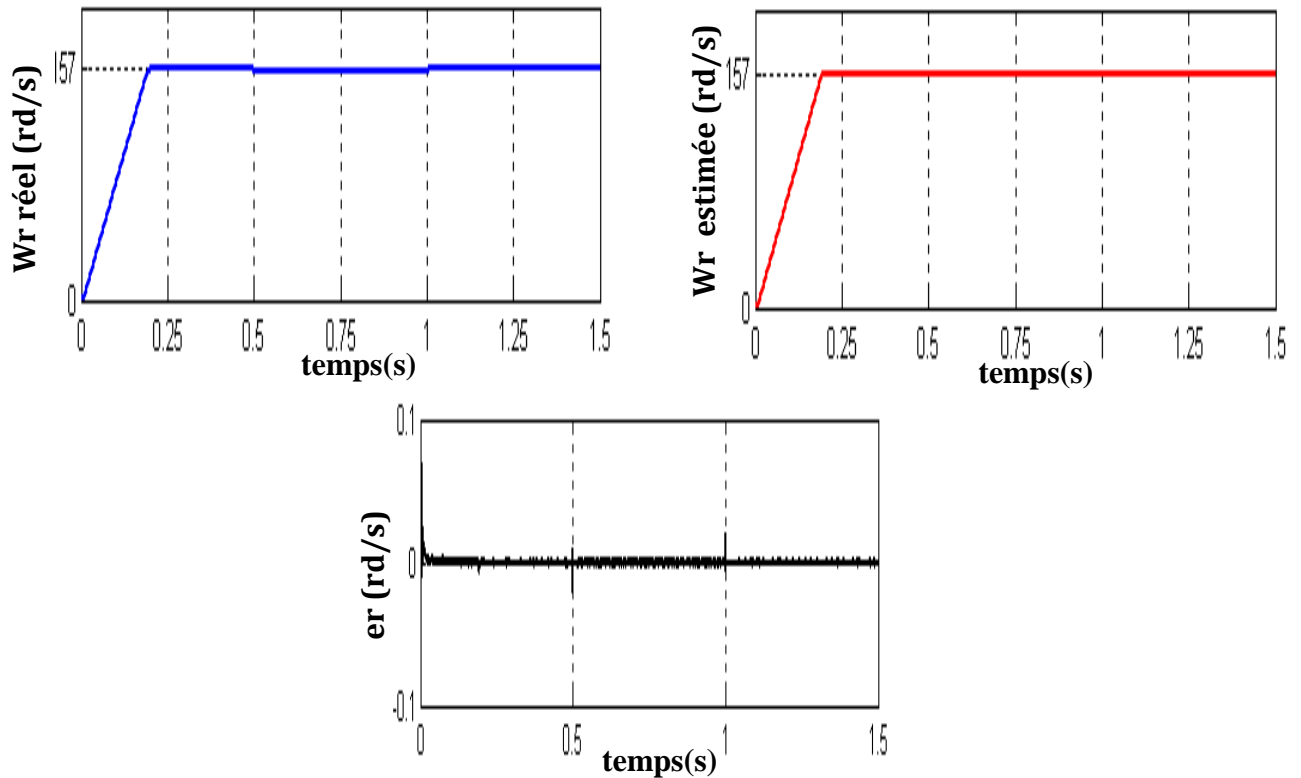


Fig. V.15 Résultats de simulation lors de la variation du couple de charge à  $t= 0.5s$  et  $t=1s$ , après un démarrage à vide.

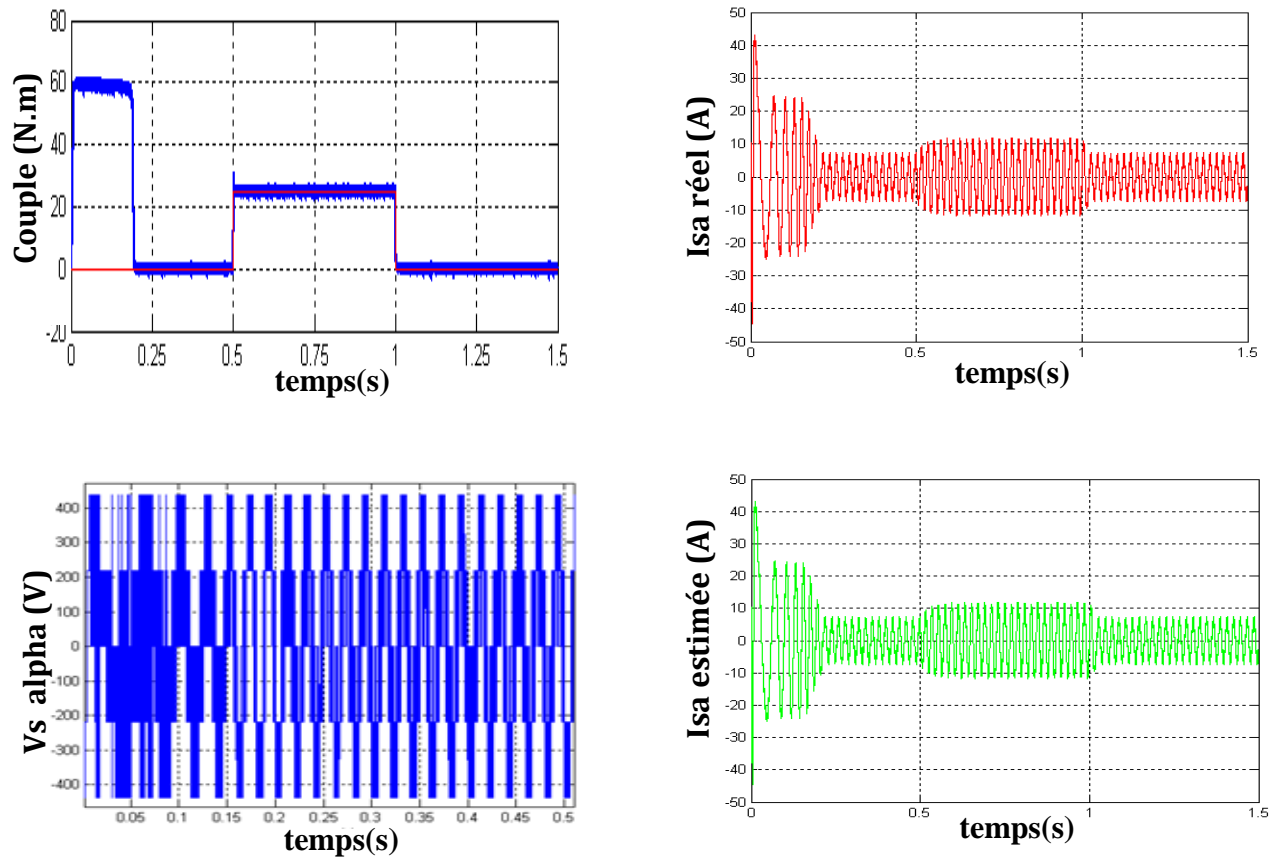


Fig. V.16 Courant statorique réel et estimé, le couple et la tension statorique.

### V.5.6 Réponse pour une variation de la charge

#### V.5.6.1 Fonctionnement à un échelon de couple résistant

Pour tester davantage la robustesse de l'observateur non-linéaire (FKE) vis-à-vis aux perturbations extérieures, on a provoqué un régime très sévère, où on a inversé le signe de la vitesse, ainsi que celui de la charge.

Les résultats de simulation sont illustrés par la Fig(IV.17) et la Fig(IV.18). On constate que le système répond avec succès à ce type de test, donc on peut dire que l'observateur est robuste vis-à-vis des variations de charge.

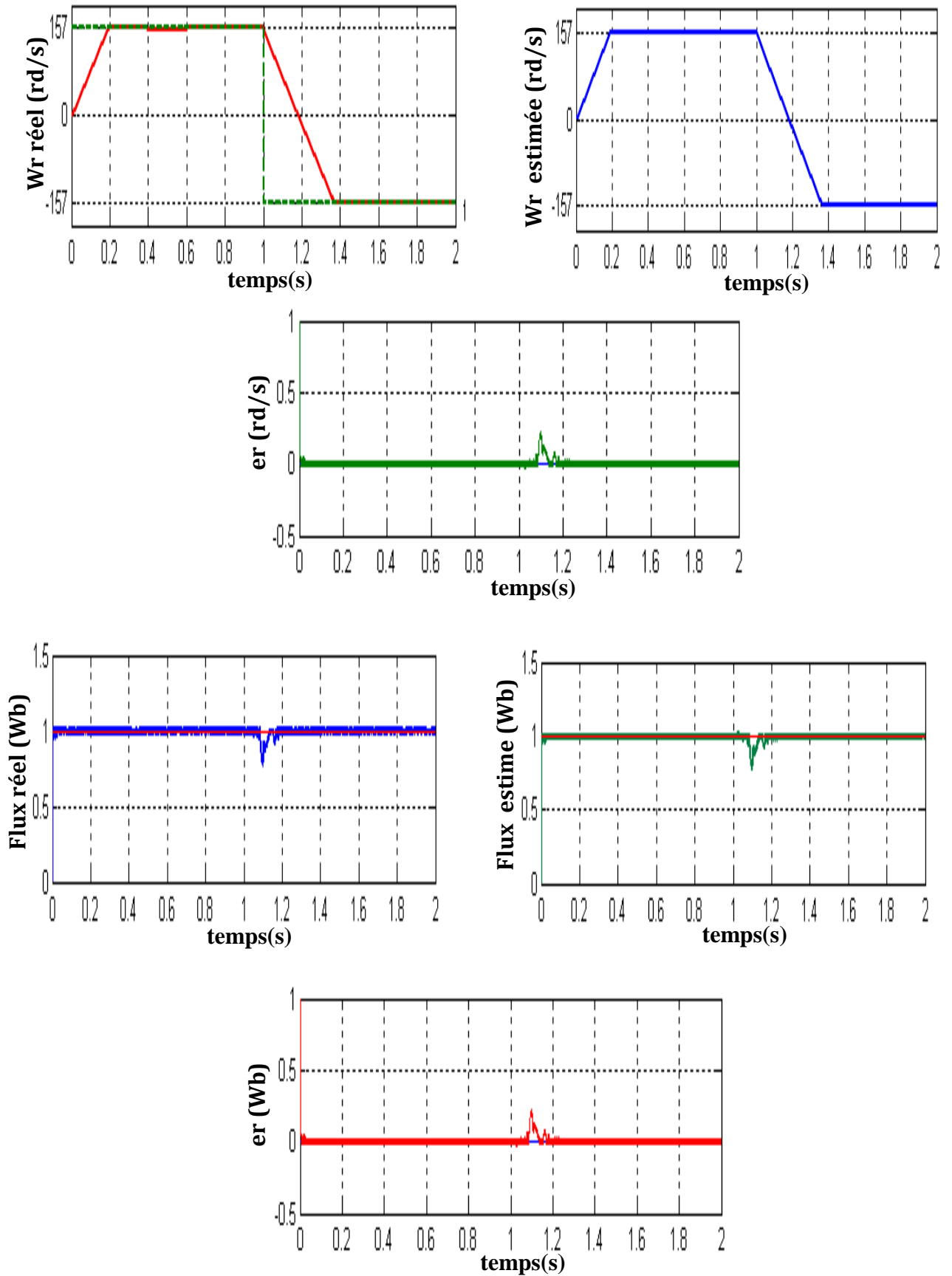


Fig. V.18 Performances du système pour une inversion de couple résistant



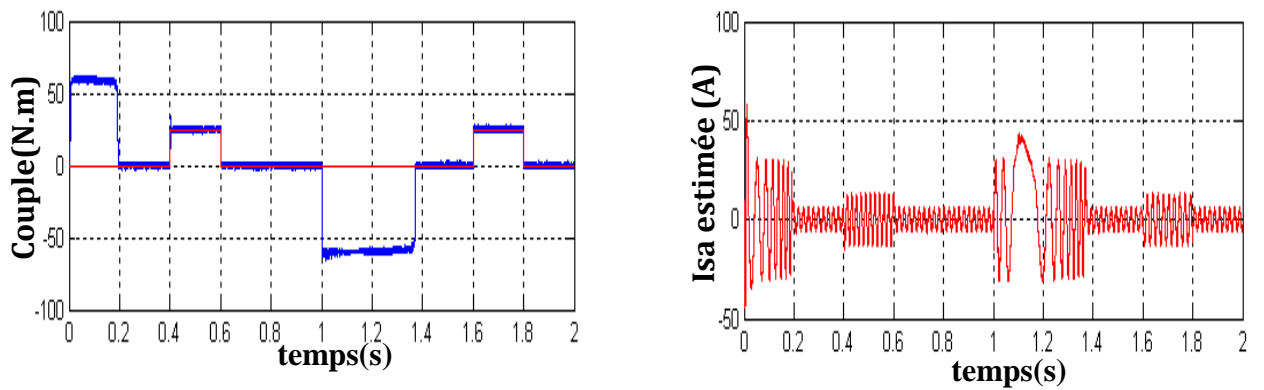


Fig. V.18 Evolution du couple et du courant statorique estimé

#### IV.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté un algorithme d'estimation de la vitesse et du flux statorique d'un moteur à induction commandé par DTC associé à un observateur non-linéaire (FKE). On a étudié ainsi la robustesse de l'algorithme d'estimation vis à vis des perturbations de différentes nature à travers des situations simulées.

La détection des résidus insignifiants représentant les erreurs d'observation, indique une convergence rapide de ces erreurs vers zéro ainsi que la bonne poursuite des consignes de cet observateur. On peut conclure, donc, que cet observateur est robuste contre les variations paramétriques.

Ayant donné une analyse complète sur l'association DTC-observateur non-linéaire (FKE), nous avons remarqué que l'estimation du flux statorique par l'observateur FKE a bien compensé la variation de la résistance statorique et a rendu le moteur à induction commandé par DTC, plus robuste et plus stable.

# Conclusion Générale

## CONCLUSION GENERALE

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Cette évolution a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que : encombrement, fragilité, coût,...etc.

A l'issue du présent travail concernant une étude par simulation d'une commande directe du couple d'une machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse et de position basé sur la théorie des observateurs d'état, en utilisant le Filtre de Kalman Etendu, d'après les résultats de simulations on peut tirer ce qui suit :

Dans la première partie nous avons abordé par la problématique de la modélisation des machines asynchrones en se basant sur les équations électrique et mécanique qui régissent le comportement dynamique de la MAS.

Dans la deuxième partie nous avons étudié l'alimentation de la MAS à partir d'un convertisseur de fréquence. On a utilisé un onduleur de tension à deux niveaux, deux types de commande de l'onduleur ont été appliquée : la modulation de largeur d'impulsions (MLI) à hystérésis et la modulation vectorielle (MLI vectorielle ou SVM). La comparaison entre ces deux techniques nous a montré les avantages apportés par l'utilisation de la technique SVM qui sont : la minimisation des oscillations des grandeurs contrôlées tel que le couple et le courant, ce qui est confirmé par les résultats de simulation présentés au chapitre II.

Dans la troisième partie, on a présenté les notions de la stratégie de la commande directe du couple. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statorique. Deux méthodes sont présentées : commande directe du couple DTC classique utilisant les tables de vérité de sélection de vecteurs optimaux et les régulateurs d'hystérésis et la commande directe du couple DTC-SVM utilisant la modulation vectorielle SVM.

La nouvelle méthode (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour la quelle, à chaque de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nul. Avec cette technique, les oscillations du couple sont notablement réduites, et en conséquence, les bruits acoustiques, ce qui est confirmé par les résultats de simulation présentés au chapitre III. Cette méthode est simple et facilement réglable. Les tables de vérité de sélection de vecteurs optimaux et les régulateurs d'hystérésis

de la DTC classique on été éliminées, et en conséquence, les problèmes associés à ces fonctions. L'obtention de la grandeur de commande pour le convertisseur est réalisée simplement à partir des projections des vecteurs du flux statorique estimé et de la consigne sur les coordonnées  $(\alpha \beta)$  liée au stator de la machine.

Dans le quatrième partie on a présente une commande directe de couple de la machine asynchrone utilisant un observateur d'ordre complet basé sur le filtre de Kalman étendu. On a bien détaillé les étapes d'élaboration de l'algorithme d'estimation du filtre de Kalman. Des tests de simulation sont faits en temps discret pour examiner la robustesse de ce filtre ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement.

En fin, on propose quelques perspectives pour l'avenir :

- L'utilisation d'un observateur d'ordre réduit, pour réduire la dimension de l'observateur et donc du temps de calcul qui facilitant l'implantation de l'opération d'observateur sur un dispositif en temps réel.
- L'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones) pour remplacer les régulateurs classique de type PI, au sein de la commande vectorielle, par un régulateur flou ou par un régulateur neuronal. La logique floue offre un cadre formel pour une synthèse linguistique intégrant des considérations heuristiques. Les réseaux de neurones permettent, quant à eux, d'adopter l'approche "boite noire" du système et de ne considérer que ses entrées et ses sorties.
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux afin d'augmenter le nombre des vecteurs tensions utilisés dans la technique SVM.
- Adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel de la commande directe du couple sans capteur mécanique par utilisation des cartes actuelles à microprocesseurs rapide (DSP).

# Bibliographie

**Bibliographie**

- [1] A.Benchaib, " Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat en automatique, université de Picardie Jules Vernes, Amiens, France, 1998.
- [2] L. Nedjai, "étude d'une commande non linéaire et adaptative d'un machine synchrone à aimant permanent ". Thèse d'ingénieur en électrotechnique, université de Batna 2006.
- [3] D-AMIROUCHE et S- ABDELBASSIT," commande non linéaire adaptative avec observateur d'état d'une machine alimenté en courant ".Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2005.
- [4] B.KAFIA , " Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue pour la réduction du phénomène chattering ".Thèse de magister, Université de Batna [2003].
- [5] C.KAMEL et B.MOHAMED," Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ". Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004].
- [6] B. TARK , " Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST ". Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].
- [7] C. Canuds de Wit, "Commande des moteurs asynchrone 1 –Modélisation contrôle vectoriel et DTC", Edition HERMES Science Europe Ltd, Paris, 2000.
- [8] G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs électrique : Principes, Modèle et commande", Edition Eyrolles, Paris, 1997.
- [9] C.Canudas de Wit, " Commande des moteurs asynchrone 2 - Optimisation discrétisation et observateurs", Edition HERMES Science Europe Ltd, Paris, 2000.

- [10] J.P. Caron & J.P Hautier , " Système automatiques, Tome 2 , Commande des processus", Editions Ellipses, Paris ,1997.
- [11] G. Senguier "Entrainements électriques à vitesse variable", Lavoisier, paris 1998.
- [12] C. Elmoucary, "Contribution à l'étude de commande directe du couple et du flux de la machine à induction", thèse de doctorat, université de Paris XI, 2000.
- [13] G. Gierse "Direct self control (DSC) of invertre- fed induction machine a basis for speed control without speed measurement" IEEE Trans. On industry applications, Vol. 28, No. 3. May/June 1992 .pp. 581-588.
- [14] CHENNOUFI.Halim « Performances de la MAS Commandé Vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur, Université de Batna 2001.
- [15] E. Poirier, " Optimisation Energétique et Entrainement Sans Capteur de Position des Machine à courant alternative", Thèse de Doctorat Faculté d'ingénierie, Université de Monton, 2001.
- [16] C. Shah, " Sonsorless Control of Stepper Motor Using kalman Filter", Thesis of Doctoral, Faculty d'ingénirie, Master of Science in Electrical Engineering at the Cleveland State Univercity, December 2004.
- [17] M.Nait-Said ,"Commande par modes glissants d'un moteur asynchrone". Cours de Magistère.2003, Université de Batna.
- [18] M. Kadjoudj, N. Goléa and M.E.H Benbouzid , " Problems of stator Flux Estimation in DTC of PMSM Drives " , Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. 2, no 4, 2007, pp. 468-477.

- [19] M.Sc. Dariuz swierczynski , " Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw-Poland, 2005.
- [20] G. Garcia soto," Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement". Thèse de doctorat, Univ.Paris XI, France, Octobre 1998
- [21] L. Zai. L. demarco. & T.A .Lipo," An Extended Filtre Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives " , IEEE Trans. On industry Application, Vol. 28, No.1, January/ February. 1992, pp. 96-104.
- [22] A. Goedel, I. da Silva and P. Jose, A. Serni, " A hybrid controller for the speed control of a permanent magnet synchronous motor drive", Control Engineering Practce, Vol. 16,Issue 3, March 2008, pp. 206-270.
- [23] Z. Boubaker, " Commande d'une Machine Synchrone à aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'un Observateur Non Linéaire " , Thèse de magister, Université de Batna, Juin 2008.
- [24] T. Djamel, " Contrôle du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse et de Position ". Thèse de magister, Université de Batna, Juin 2005.
- [25] M.Barut, O.Bogosyan & M. Gokasan, "EKF based Estimation for direct vector control of induction motors". Proc. of IEEE-IECON'02 Annual Meeting. Vol. 2, pp. 1710-1715, 2000
- [26] Thomas G. Habetler, Francesco Profumo, Michele Pastorelli, M. Tolbert," Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation (DTC-SVM)", 0093-9994/92\$03.00 0 1992 IEEE



- [27] M.A. Ouhrouche, S. Lefebvre and X.D Do, "Application of an extended kalman filter to rotor speed and resistance estimation in induction motor vector control," Proceedings of IEEE-CCECE '98., pp. 297 - 300, Waterloo, Ontario, June 28- 30.1998.
- [28] F. Ben- ammar, " Variateur de vitesse de hautes performances pour machine asynchrone de grande puissance ".Modélisation vectorielle, Estimation par filtrage de Kalman, contrôle par orientation du flux" , Thèse de doctorat en génie électrique, Institut national polytechnique de Toulouse, 1993.
- [29] M. Gevers & L. Vandenopre, "Processus stochastique, estimation et prédiction ", Faculté des Sciences appliquées.Université catholique de Louvain 1996.
- [30] M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, "Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs" Energy Conversion and Management, Vo.48, Issue 12,December 2007, pp. 619-629.
- [31] A.Kaddouri, "Étude d'une commande Non-linéaire Adaptative d'une machine Synchrones à Aimants Permanents" ,Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000
- [32] "Sensorless Control With Kalman Filter on .TMS320 Fixed-Point DSP", Texas Instruments Europe, July 1997.
- [33] T.Hanene, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale D'une Machine Asynchrone " Mémoire de magister, université de Batna 2006.
- [34] P. Borne, G.D. Tanguy, J.P. Rachard, F. Rotella and Zambettakis," Commande et optimization des processus", Edition TECHNIP, Paris, France.
- [35] M.A Ouhrouche , "Estimation of speed, rotor flux and rotor resistance in cage Induction motor using the EKF algorithm," International journal of power and energy systems, Paper number 203-3028., pp. 1-20,2002

- [36] "Sensorless Field Oriented speed Control of Three Phase AC Induction Motor Using TMS320F240», Texas Instruments Europe. May 1998.
- [37] A. Benchaib, "application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone,"Thèse doctorat, Univ. Amiens France, Déc 1998.
- [38] B. Akin. U. Orguner. & A. Ersak, " A Comparative study on alman Filtering Technique Designed for State Estimation of Industrial AC Drrive Systems", Mechatronics, ICM'04, Proc. IEEE. International Conference on ,pp 439-445, June 2004.
- [39] R. Saifi, "Commande de la machine asynchrone sans capteur ", Thèse d'ingénieur en électrotechnique, Option : Commande électrique, université de Batna, 2002.
- [40] A. Bilal, "State Estimation Technique for Speed Sensorless Fieled Oriented control of Induction Motor". Thesis of doctoral the Middle Est Technical University , August 2003.

Annexe

# A. Etude de la Stabilité par la théorie de Lyapunov

Dans le chapitre III et IV, nous avons utilisé les propriétés de stabilité au sens de Lyapunov pour développer une loi de commande. Dans cette annexe, on donne les définitions des notions utilisées.

## A.1. Notion de stabilité

Un point d'équilibre  $x=0$  d'un système  $\dot{x} = f(x)$  est dit stable si :

$$\forall R > 0, \exists r > 0 \text{ /:} (\|x(0)\| \leq r \Rightarrow \|x(t)\| \leq R \quad \forall t > 0) \quad (\text{A.1})$$

La stabilité implique que la trajectoire peut être gardée proche de l'origine en initialisant suffisamment proche de lui.

## A. 2. Stabilité asymptotique

Un point d'équilibre  $x=0$  est asymptotiquement stable si :

- Il est stable
- $\exists r > 0 \text{ /:} (\|x(0)\| \leq r \Rightarrow \|x(t)\| \rightarrow 0 \text{ quand } t \rightarrow \infty)$  (A.2)

La stabilité asymptotique implique que le point d'équilibre est stable, et en plus, en initialisant le système suffisamment proche de l'origine, l'état du système converge vers zéros quand le temps  $t$  tend vers l'infini.

## A. 3. Fonction de Lyapunov

Une fonction  $V(x)$  associée au système  $\dot{x} = f(x)$  est dite de Lyapounov si elle vérifie les conditions suivantes :

- $V(x)$  est définie positive ( $V(x) > 0$ )
- Les dérivées partielles de  $V(x)$  suivant les états  $x_i$  sont continues.
- Sa dérivée par rapport au temps est semi-défini négative ( $\dot{V}(x) \leq 0$ )

## A.4. Utilisation des fonctions de Lyapunov pour l'étude de la stabilité

Un point d'équilibre  $x=0$  est stable s'il existe une fonction scalaire  $V(x)$  à dérivées partielles continues tel que :

- $V(x)$  est défini positive.
- $\dot{V}(x)$  est semi défini négatif.

c.à.d. Le point d'équilibre est stable si on peut trouver une fonction de Lyapounov associée au Système.

## B. Paramètres et caractéristiques de la MAS utilisée en simulation

### ✓ CARACTERISTIQUES :

$$P = 4 \text{ KW}$$

$$220/380$$

$$i_{Sn} = 15 \text{ A}$$

$$f_s = 50\text{Hz}$$

$$\Omega = 1500 \text{ tr/mn}$$

$$C_{rn} = 25 \text{ N.m}$$

### ✓ PARAMETRES :

$$R_S = 1.2 \Omega$$

$$R_R = 1.8 \Omega$$

$$L_S = 0.1554 \text{ H}$$

$$L_R = 0.1568 \text{ H}$$

$$M = 0.15 \text{ H}$$

$$J = 0.07 \text{ Kg.m}^2$$

$$p = 2$$