

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



UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

**SPECIALITE : AUTOMATIQUE**

## **THEME**

---

**Commande à structure variable d'une machine à induction**

---

**Proposé et dirigé par :**

-M .BEDBOUDI Mohamed

**Présenté par :**

-BOUCHAALA Safia

Année Universitaire : 2011 / 2012

N° d'ordre : 03

# Remerciements

*Tout d'abord je remercie le bon dieu puissant de la bonne santé, la volonté de la patience qu'il m'a donné tout au long de mes études.*

*Je remercie Très nettement Mr. M. BEDBOUDI mon encadreur, pour ses conseils pertinents, ses orientations sages, sa patience et vigilance, et par ses notes à grandement facilité ce travail.*

*Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département de génie électrique qui ont contribué à ma formation par ailleurs, mes remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail.*

*Je remercie également mon mari SALAH,*

*En fin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amies et collègues pour le soutien moral et matériel...*



# Sommaire

## Sommaire

<b>Sommaire</b> .....	I
<b>Table des notations et symboles</b> .....	VI
<b>Table des figures</b> .....	IIX
<b>Introduction générale</b> .....	01

## Chapitre I

### Modélisation de la Machine Asynchrone

<b>I.1.Introduction</b> .....	03
<b>I.2. Généralités sur la Machine Asynchrone Triphasée</b> .....	03
I.2.1 Définition.....	03
I.2.2 Description de la machine asynchrone.....	03
I.2.3 Principe de fonctionnement.....	04
I.2.4. Les Avantages et les Inconvénients d'une MAS.....	05
<b>I.3. Modélisation de la Machine Asynchrone</b> .....	06
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	06
I.3.2 Equations générales de la machine asynchrone.....	06
A. Les équations électriques.....	06
B. Les équations magnétiques.....	07
C. Les équations mécaniques.....	07
<b>I.4. Différents repères pour la modélisation d'une MAS</b> .....	08
❶ Référentiel lié au champ tournant.....	09
❷ Référentiel lié au stator.....	13
❸ Référentiel lié au rotor.....	15
<b>I.5. Présentation du système simulé</b> .....	15
I.5.1.Résultats de simulation à vide et en charge .....	16
I.5.2.Interprétation des résultats.....	19
<b>I.6.Conclusion</b> .....	19

## Chapitre II

<b>II.1.Introduction</b> .....	20
<b>II.2. Modélisation et simulation de la partie puissance de la MAS</b> .....	20
II .2.1. Modélisation et simulation du pont redresseur.....	21
II. 2.2. Modélisation et simulation du filtre.....	23
<b>II .3. Modélisation et simulation de l'onduleur</b> .....	24
➤ Onduleur de courant .....	24
➤ Onduleur de tension.....	25
II .3.1. La technique de modulation "Sinus-triangle" (STPWM).....	26
II.3.1.1. Propriétés.....	27
II.3.1.2. Tensions de référence.....	27
<b>II.4.Commande par MLI vectorielle</b> .....	29
II.4.1. Définition.....	29
II.4.2. Stratégie de la MLI vectorielle (SVPWM) .....	29
II.4.3. La modulation de vecteur dans l'espace (SVM).....	31
II.4.4. Calcul des durées de conduction des interrupteurs .....	33
II.4.5. Calcul des temps de commutation.....	35
II.4.6. Performances de la stratégie de MLI vectorielle.....	39
II.4.7.Simulation de l'onduleur de tension(SVPWM) .....	39
II.4.8. Interprétation des résultats obtenue de simulation d'onduleur .....	4 3
<b>II.5. simulation de l'association convertisseur-machine asynchrone</b> .....	43
II.5.1. Interprétation des résultats de simulation de l'association convertisseur- machine asynchrone.....	44
<b>II.6.Conclusion</b> .....	45

## Chapitre III

### Commande à structure variable par mode glissant de la MAS

<b>III.1.Introduction</b> .....	46
<b>III.2. Théorie de la commande par mode de glissement</b> .....	46
<b>III.3. Principe du contrôleur à mode glissant</b> .....	47

<b>III.4.Bases mathématiques de la commande à structure variable</b> .....	49
<b>III.5. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase</b> .....	50
♦ Le mode de convergence (MC).....	50
♦ Mode de glissement (MG).....	50
♦ Le mode de régime permanent (MRP).....	50
<b>III.6. La condition d'existence du mode glissant</b> .....	51
<b>III.7.Conception de la commande par mode de glissement</b> .....	52
III.7.1 Choix de la surface de glissement .....	52
III.7.2 Conditions de convergence .....	54
III.7.2.1 Fonction directe de commutation .....	54
III.7.2.2 Fonction de LYAPUNOV .....	54
III.7.3. Calcul de la commande .....	55
III.7.3.1.Définition des grandeurs de commande .....	56
III.7.3.2. Expression analytique de la commande .....	57
III. 7. 4 .Elimination du phénomène de chattering.....	59
<b>III.8.Différentes structures du contrôle par mode de glissement</b> .....	60
III.8 .1.Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	60
III.8 .2.Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	61
III.8 .3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente.....	61
<b>III.9.Domaine d'application du réglage par mode glissant</b> .....	62
<b>III. 10. Les avantages de la commande par mode glissant</b> .....	62
<b>III.11. Application du mode glissant à la machine asynchrone</b> .....	63
III.11. 1. Commande du modèle du moteur asynchrone.....	63
III.11. 2.Choix des surfaces de glissements.....	64
➤ Régulation de Vitesse $r$ .....	64
➤ Régulation du Flux $r$ .....	64
III.11. 3. Conditions de convergence.....	65
III.11. 4.Loi de commande par mode glissant.....	65
<b>III.12.Schéma bloc</b> .....	68
III.12.1.Simulation et interprétation des résultats.....	69

<b>III.13.Conclusion .....</b>	<b>73</b>
--------------------------------	-----------

## **Chapitre IV**

### **Etude comparative entre les performances du mode glissant et la Commande vectorielle**

<b>IV.I. Introduction.....</b>	<b>74</b>
<b>IV.2. Pour quoi la commande vectorielle ?.....</b>	<b>74</b>
<b>IV.3. La commande vectorielle par orientation de flux.....</b>	<b>75</b>
<b>IV.4. Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique.....</b>	<b>76</b>
<b>IV.5. Les différentes méthodes de la commande vectorielle.....</b>	<b>78</b>
IV.5.1.Commande vectorielle directe.....	78
IV.5.2. Commande vectorielle indirecte.....	79
<b>IV.6.Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....</b>	<b>79</b>
IV.6.1.Système d'équations liées au flux rotorique.....	79
IV.6.2.Principe du découplage.....	80
IV.6. 3.Découplage par compensation.....	81
IV.6. 4.Fonctionnement à toute vitesse (Bloc de défluxage).....	81
➤ Bloc de défluxage .....	82
<b>IV.7 .Calcul des régulateurs .....</b>	<b>83</b>
IV.7 .1. Caractéristiques des régulateurs.....	83
a-Stabilité.....	83
b-Précision.....	83
c-Rapidité.....	83
IV.7 .2. Calcul des régulateurs.....	83
• Régulateur de courant.....	83
• Régulateur de flux.....	85
• Régulateur de vitesse (PI).....	87
<b>IV.8. Résultats de simulation de l'association MAS- onduleur SVPWM).....</b>	<b>88</b>
<b>IV.9.Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande en mo glissant.....</b>	<b>89</b>

<b>IV.9. Test de robustesse</b> .....	89
IV.9.1. Comparaison au niveau de la variation de vitesse.....	89
IV.9.2. Comparaison au niveau de la variation de la charge.....	91
IV.9.3. Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique.....	93
<b>IV.10. Conclusion</b> .....	96
<b>Conclusion générale et perspectives</b> .....	97
<b>Annexe : Les paramètres de la machine asynchrone étudiée</b> .....	98
<b>Abréviations</b> .....	99
<b>Bibliographie</b> .....	100



## Table de figures

**CHAPITRE I**

<b>Figure (I.1)</b>	Machine Asynchrone à cage d'écureuil	03
<b>Figure (I.2)</b>	Représentation schématique d'une MAS triphasé	05
<b>Figure (I.3)</b>	Représentation de passage d'un système triphasé à celui biphasé	09
<b>Figure (I.4)</b>	Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.	10
<b>Figure (I.5)</b>	Schéma bloc de simulation d'une MAS	16
<b>Figure (I.6)</b>	Résulta de simulation de la MAS a vide et en charge	17

**CHAPITRE II**

<b>Figure (II.1)</b>	Représentation d'ensemble convertisseur –machine asynchrone	21
<b>Figure (II.2)</b>	Représentation d'un redresseur triphasé double alternance à diode.	21
<b>Figure (II.3)</b>	Schéma bloc d'un redresseur triphasé	22
<b>Figure (II.4)</b>	Tensions triphasées et tension redressée	22
<b>Figure (II.5)</b>	Représentation d'un filtre.	23
<b>Figure (II.6)</b>	Schéma bloc d'une association redresseur_ filtre.	23
<b>Figure (II.7)</b>	Tension redressai et filtrée.	24
<b>Figure (II.8)</b>	Représentation d'un onduleur	25
<b>Figure (II.9)</b>	Schéma bloc de simulation d'un onduleur STPWM	28
<b>Figure (II.10)</b>	Forme des tensions de sortie de l'onduleur Commandé à STPWM	28
<b>Figure (II.11)</b>	Huit topologies de changement d'état d'un inverseur de source de tension.	30
<b>Figure (II.12)</b>	La topologie V1(100) de l'inverseur de source de tension	32
<b>Figure (II.13)</b>	Représentation de la topologie V1(100) dans le plan ( $\alpha, \beta$ )	32
<b>Figure (II.14)</b>	Vecteurs de tension non-nuls dans le plan ( $\alpha, \beta$ )	32

<b>Figure (II.15)</b>	Topologie de tension de sortie nulle	33
<b>Figure (II.16)</b>	Représentation de vecteurs V7(111) et V8(000) dans le plan ( $\alpha, \beta$ )	33
<b>Figure (II.17)</b>	Projection du vecteur de tension de référence	34
<b>Figure (II.18)</b>	Calcul de $V_\alpha$ et $V_{\beta\alpha}$	35
<b>Figure (II.19)</b>	Description des séquences de conduction des interrupteurs	37
<b>Figure (II.20)</b>	Schéma bloc de la MLI Vectorielle	38
<b>Figure (II.21)</b>	Caractéristique de la tension de sortie Va de l'onduleur commandé par la stratégie MLI Vectorielle (m=9,m=40,m=72, f=50Hz)	40
<b>Figure (II.22)</b>	Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.	44
<b>Figure (II.23)</b>	Les signaux des impulsions Sa, Sb et Sc des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur.	41
<b>Figure (II.24)</b>	L'angle du vecteur de référence	42
<b>Figure (II.25)</b>	résultat de simulation MAS-onduleur SVPWM à vide	43
<b>Figure (II.26)</b>	résultat de simulation MAS-onduleur SVPWM avec l'application d'une charge	44

### CHAPITRE III

<b>Figure (III.1)</b>	Théorie de la commande par mode de glissement	47
<b>Figure (III.2)</b>	Trajectoires de $f^+$ et de $f^-$ pour le mode de glissement	49
<b>Figure (III.3)</b>	Les modes de trajectoire dans le plan de phase	51
<b>Figure (III.4)</b>	Les modes glissant réel	51
<b>Figure (III.5)</b>	Linéarisation exacte de l'écart.	54
<b>Figure (III.6)</b>	Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.	55
<b>Figure (III.7)</b>	Commande appliquée aux systèmes à structure variable	56
<b>Figure (III.8)</b>	La valeur continue $u_{eq}$ prise par la commande lors de la commutation entre $u_{Max}$ et $u_{Min}$ .	57
<b>Figure (III.9)</b>	Représentation de la fonction « sign »	58
<b>Figure (III.10)</b>	Fonction « Sat »	60
<b>Figure (III.11)</b>	Fonction « SMOOTH »	60
<b>Figure (III.12)</b>	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	60
<b>Figure (III.13)</b>	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	61

<b>Figure (III.14)</b>	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	62
<b>Figure (III.15)</b>	Schéma bloc de l'association MAS_commande glissant	69
<b>Figure (III.15)</b>	résultats de simulation de la commande de la MAS alimentée par un onduleur de tension SVPWM	71

### **CHAPITRE IV**

<b>Figure (IV.1)</b>	Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)	75
<b>Figure (IV.2)</b>	Orientation du flux rotorique	77
<b>Figure (IV.3)</b>	Equivalence entre MAS et MCC	78
<b>Figure (IV.4)</b>	Structure du bloc de découplage	80
<b>Figure (IV.5)</b>	Profil du flux rotorique de défluxage	82
<b>Figure (IV.6)</b>	Schéma en boucle ouverte	84
<b>Figure (IV.7)</b>	Schéma en boucle fermée	85
<b>Figure (IV.8)</b>	Schéma en boucle ouverte	86
<b>Figure (IV.9)</b>	Schéma en boucle fermée	86
<b>Figure (IV.10)</b>	Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse (PI)	87
<b>Figure (IV.11)</b>	Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS- onduleur SVPWM avec la variation de charge et sens du vitesse	88
<b>Figure (IV.12)</b>	Résultats de simulation de la commande vectorielle et la mode glissant de la MAS	91
<b>Figure (IV.13)</b>	Résultats de simulation de la commande vectorielle et la mode glissant de la MAS	93
<b>Figure (IV.14)</b>	Résultats de simulation de la commande vectorielle et la mode glissant de la MAS avec la variation de la résistance rotorique	95

# Table de notations et symboles

**TABLE DE NOTATIONS ET SYMBOLES**

**CHAPITRE I**

Symbole	Unité	Désignation
a, b, c		Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q		Axes de référentiel de Park.
[p]		Matrice de Park.
		Matrice inverse de Park
	(rad)	Angle entre le stator et le rotor.
$V_{rabc}$		Tension rotorique phase a, b ou c
$V_{sabc}$	V	Tension statorique phase a, b ou c
	V	Tension rotorique sur l'axe $\alpha\beta$ .
$V_{sdq}$	V	Tension statorique sur l'axe d q.
$i_{sabc}$	A	Courant statorique phase a, b ou c
	A	Courant statorique sur l'axe $\alpha\beta$
$i_{sdq}$	A	Courant statorique sur l'axe dq.
$R_s$		Résistance statorique par phase.
$M_s$	H	Inductance mutuelle entre phases statoriques
$L_s$	H	Inductance statorique par phase
	Wb	Flux statorique phase a, b ou c
	Wb	Flux statorique sur l'axe $\alpha\beta$
	Wb	Flux statorique sur l'axe dq
E	V	Tension rotorique phase a, b ou c
$i_{rabc}$	A	Courant rotorique phase a, b ou c
$i_{rdq}$	A	Courant rotorique sur l'axe dq
$R_r$		Résistance rotorique par phase
$M_r$	H	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
$L_r$	H	Inductance rotorique par phase
	Wb	Flux rotorique phase a, b ou c

	Wb	Flux rotorique sur l'axe dq
M	H	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor
P		Nombre de pôles
	Tr/min	Vitesse mécanique rotorique
$\omega_s$	rad / s	Pulsation électrique statorique
$\omega_r$	rad / s	Pulsation électrique rotorique
		Coefficient de dispersion.
$T_r = L_r / R_r$ (s)	s	Constant de temps rotorique.
$T_s = L_s / R_s$ (s)	s	Constante du temps statorique
J	kg.m <sup>2</sup>	Moment d'inertie des parties tournantes.
F	Nm.s.ra dl	Coefficient de frottements visqueux.
Cem	N.m	Couple électromagnétique.
C <sub>r</sub>	N.m	Couple Viesistant.

### CHAPITRE II

$S_i$		Les interrupteurs de l'onduleur
R		La résistance du filtre
C	$\mu F$	La capacité
$V_{a,b,c}$	V	Les tensions des phases de la charge
$U_f$	V	Source de tension continue de l'onduleur.
m		Indice de modulation.
r		(Le coefficient de réglage en tension ) Taux de modulation
w	rad/sr	pulsation électrique
$f_{réf}$	Hz	Fréquence de la tension de référence.
$F_p$	Hz	Fréquence de la porteuse triangulaire.
	V	Amplitude de la tension de référence
	V	Amplitude de la tension de porteuse triangulaire

**CHAPITRE III**

S		La surface de glissement.
$U_{eq}$		La commande équivalente.
X		vecteur d'état
F		vecteur de fonctions de $x$ et $t$
B		matrice de fonctions de $x$ et $t$
		la surface de commutation
$e(x)$		L'écart de la variable à régler

**CHAPITRE IV**

$\Phi_{rd}, \Phi_{rq}$	Wb	Flux rotorique
$i_{sd}, i_{sq}$	Wb	Flux statorique
$\omega_{gs}$	rad/sec	Pulsation de glissement
$\omega_s$	rad/sec	Pulsation statorique
$V_{ds}$	V	Composante de la tension suivant l'axe d
$\varphi^*$	Wb	Fux de référence
$\Omega^*$	rad/sec	Vitesse de référence
$K_i, K_p$		Gains du régulateur PI du courant statorique.
$K_i, K_p$		Gains du régulateur PI du flux rotorique.



# Introduction générale

## **Introduction générale**

La machine asynchrone (*MAS*), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par *N. TESLA*, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques *watts* à plusieurs *mégawatts*, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme, on dit alors qu'il y a glissement[1].

Grâce aux développements de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande, il est aujourd'hui possible de mettre en œuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une dizaine d'années. Ainsi, sont apparus des entraînements à base de machines asynchrones aussi performants que ceux avec des machines à courant continu, tout en bénéficiant de leurs avantages (robustesse ; faible coût ; large gamme de vitesse).

Cependant, le contrôle de la machine asynchrone n'est pas aussi simple que pour le moteur à courant continu, en raison du fait que le flux magnétisant et le couple sont des grandeurs fortement couplées.

La loi de commande dite par mode de glissement ou à structure variable constitue une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande par mode de glissement est par sa nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ce système est que sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse faible[11].

La commande vectorielle, en particulier la méthode directe d'orientation du flux rotorique, a connu un développement et un succès considérable, en raison de sa simplicité de mise en œuvre bien qu'elle présente un certain nombre de problèmes (sensibilité aux variations paramétriques et nécessité d'un capteur de vitesse ou de position)[24].

## Objectif du mémoire

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une étude comparative entre la commande par mode glissant et la commande vectorielle à flux rotorique orienté, L'alimentation de la machine asynchrone sera assuré par un onduleur de tension commandé par la technique MLI vectorielle.

La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats, à partir de simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude On a choisit de travailler sous environnement **Matlab/Simulink**.

Ainsi ce mémoire est organisé comme suit:

Dans **le premier chapitre**, on débutera par la modélisation de la machine dans le repère diphasé de Park, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la machine, finalement on exposera les résultats de simulation lors du fonctionnement à vide et en charge.

Dans **le deuxième chapitre** on procédera à l'étude de l'onduleur de tension dans laquelle on discutera des différentes méthodes de modulation (*MLI*) en se concentrant sur la *MLI* vectorielle ou *SVPWM*. Cette dernière a fait l'objet de plusieurs études et mise en œuvre dans la commande des machines et elle est devenue très intéressante surtout qu'elle est implémentée industriellement.

Dans **le troisième chapitre**, on traitera des rappels de notions de base sur la théorie de la commande par mode de glissement, après on passera à l'application de cette commande sur la machine asynchrone, ainsi qu'une présentation des résultats de simulation.

Dans **le quatrième chapitre**, on donnera d'abord des rappels théoriques sur la commande vectorielle directe d'orientation du flux rotorique, ensuite on présentera des résultats de simulation de cette commande. Enfin, on réalisera une étude comparative entre les performances des deux lois de commandes proposées dans ce document

Ce mémoire sera achevé par une **conclusion générale** ainsi que les travaux qui peuvent être envisagés en perspective

# Chapitre I

## *Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone*

## I.1.Introduction

Le moteur à induction présente l'avantage d'être robuste, peu coûteux et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [1].

La conception d'une chaîne de commande passe par la phase de modélisation de la machine avec prise en compte du convertisseur qui lui est associé et de son alimentation afin de dimensionner et valider les stratégies de commandes retenues [2].

Dans ce chapitre, nous présenterons respectivement le modèle mathématique triphasé puis un modèle biphasé de la machine asynchrone en utilisant des hypothèses simplificatrices. Une représentation d'état sera déduite en supposant la machine alimentée en tension.

## I.2. Généralités sur la Machine Asynchrone Triphasée

### I.2.1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique[1].

### I.2.2 Description de la machine asynchrone

Les machines asynchrones ou machines à induction sont des convertisseurs électromagnétiques tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur. La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor (**figure I.1**).



Fig. I.1 : Machine Asynchrone à cage d'écureuil

Le stator représente la partie statique de la machine. il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur des quelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit [2].

### I .2.3 Principe de fonctionnement

La machine asynchrone (**figure I.2**) se compose d'un primaire (*stator*), portant un bobinage logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation et d'un secondaire (*rotor*). L'enroulement rotorique peut se présenter sous deux formes:

- ◆ Dans les rotors bobinés (à bagues) l'enroulement est exécuté comme un enroulement triphasé statorique connecté en étoile. Les extrémités des bobines rotoriques sont sorties par l'intermédiaire des bagues tournantes et des balais fixes reliés à l'extérieur. Ce mode d'exécution permet l'accès direct aux grandeurs électriques rotoriques ainsi que la modification de certaines caractéristiques du moteur par insertion d'un rhéostat extérieur ou par adjonction d'un convertisseur statique.
- ◆ Dans les rotors à cage, l'enroulement est constitué de barres nues court -circuitées en permanence aux extrémités par des anneaux. On distingue trois types de rotor, en cage d'écureuil simple, à encoches profondes, en double cage d'écureuil. Ces rotors confèrent à la machine des profils de couples différents.

Dans notre travail, le moteur asynchrone utilisé est caractérisé par :

- la présence d'un seul bobinage triphasé alimenté par une source extérieure au stator.

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant (créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau) et des courants induits dans l'enroulement rotorique.

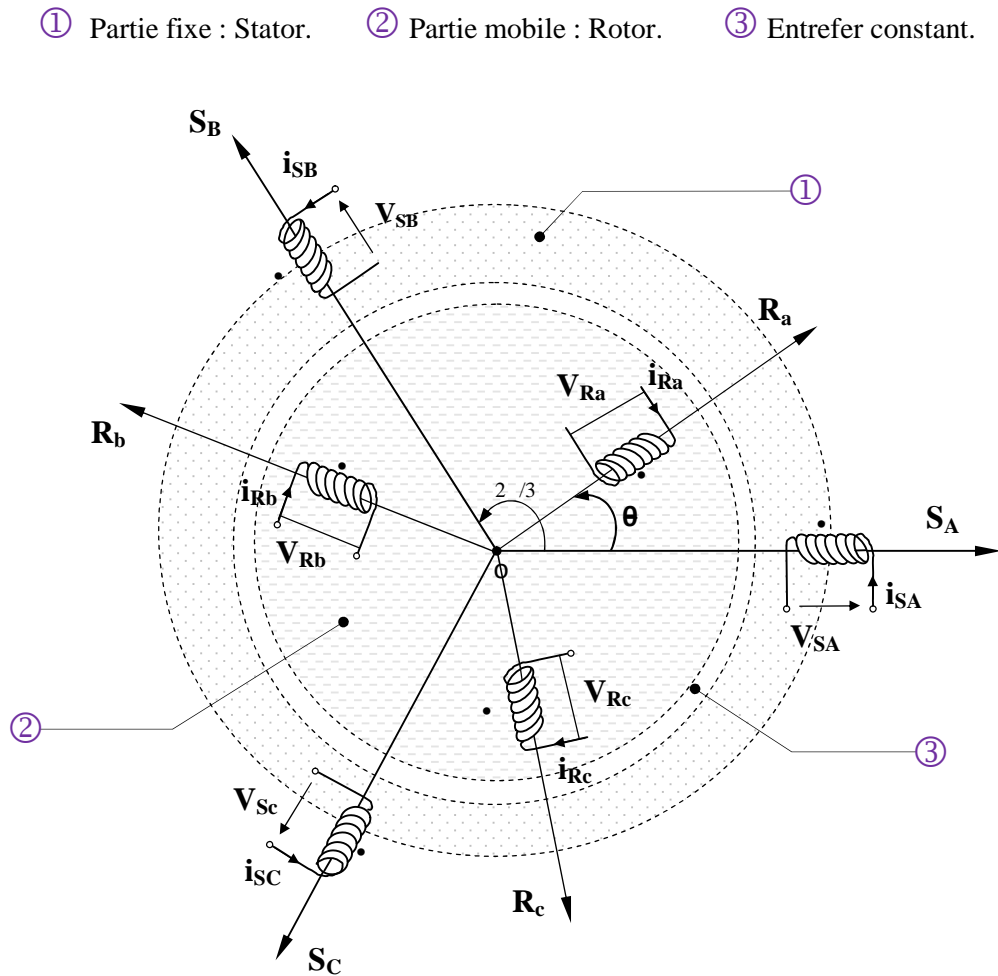


Fig. .I.2 . Représentation schématique d'une MAS triphasé

### I .2.4. Les Avantages et les Inconvénients d'une MAS

Les avantages et les inconvénients d'une MAS sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant [2] :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>- la robustesse.</li> <li>- la simplicité de construction.</li> <li>- leurs bas coûts.</li> <li>- un rendement excellent</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- non découplage naturel.</li> <li>- non linéarités.</li> </ul>

## I.3. Modélisation de la Machine Asynchrone

### I.3.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices pour modéliser la machine à induction [05].

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut écrire :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont constantes.

### I.3.2 Equations générales de la machine asynchrone

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir[4]:

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

#### A. Les équations électriques

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.01})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)[\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.02})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)[\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.03})$$

## B. Les équations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.04})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.05})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.06})$$

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.07})$$

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{I.08})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)([L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{I.09})$$

### C. Les équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge sur l'arbre, etc...), [05] . il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (\text{I.10})$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \quad (\text{I.11})$$

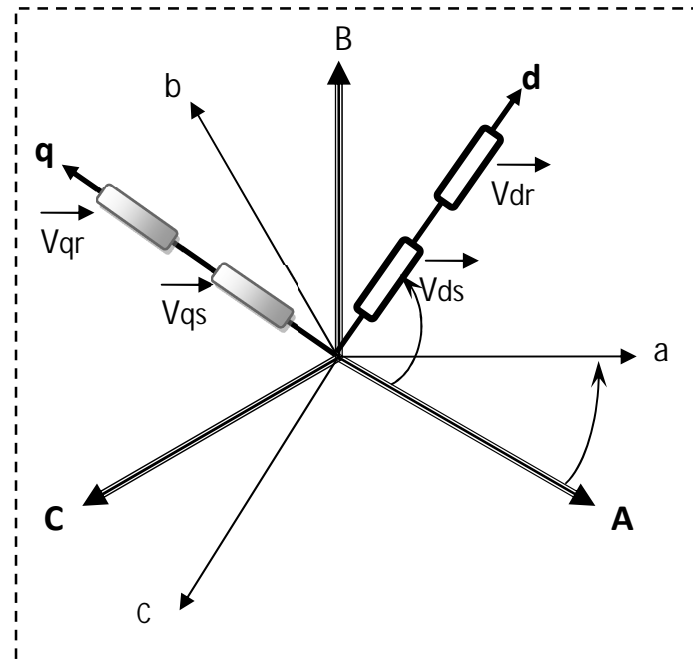
Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  dépendent de l'angle de rotation mécanique, et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [04].

## I.4. Différents repères pour la modélisation d'une MAS

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition d'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 [05]. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux (**figure I .3**).

❶ Référentiel immobile par rapport au champ tournant : (d - q) → obs = s.

- ② Référentiel immobile par rapport au stator :  $(x - y) \rightarrow \text{obs} = 0$ .
- ③ Référentiel immobile par rapport au rotor :  $(x - y) \rightarrow \text{obs} = R \cdot$



**Fig. I.3. Représentation de passage d'un système triphasé à celui biphasé**

### ① Référentiel lié au champ tournant

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice (**figure. I.4**).

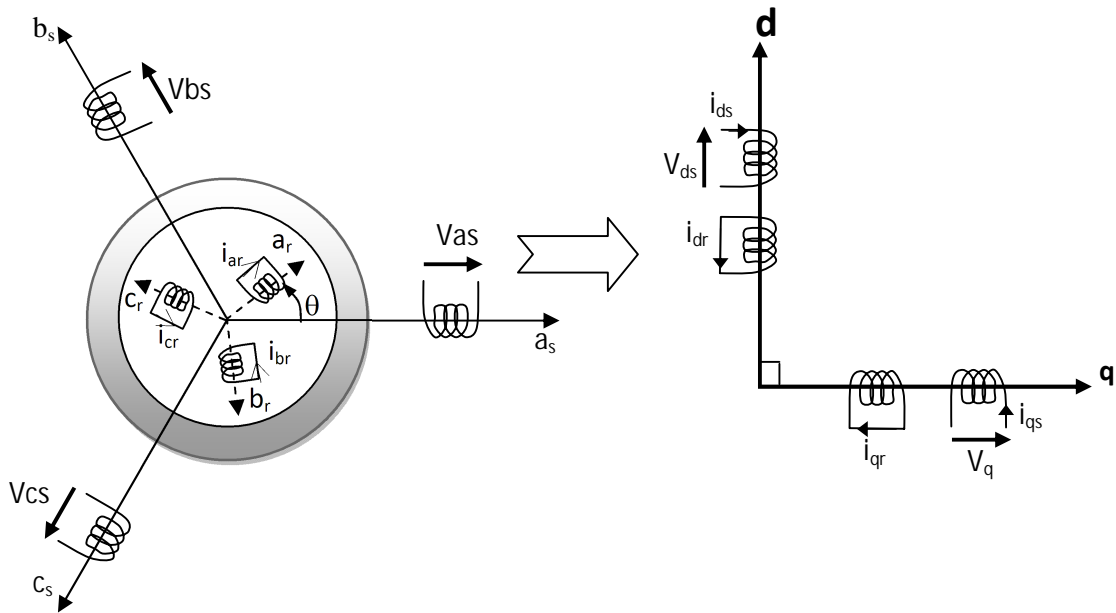
La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d, q).

La transformée de PARK correspond tout simplement au changement de base qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ».

Dans le nouveau référentiel on trouve deux axes et un angle :

- Axe direct (d).
- Axe en quadrature (q).
- Angle  $\theta$  sert comme facteur de passage des nouvelles valeurs aux anciennes valeurs (du nouveau référentiel à l'ancien référentiel).

Le passage d'un référentiel de trois axes à un référentiel de deux axes pose un problème d'incompatibilité, donc pour passer ce problème, on introduit dans le nouveau référentiel des composantes supplémentaires d'indice (o) homologues à celle des composantes homopolaire dans le système triphasé, mais, ne sont pas équivalents. Dans le cas de la transformée de PARK, ces nouvelles valeurs introduites seulement pour produire la compatibilité requis[06].



**Fig. . 4 : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.**

La transformation de PARK utilisée dans cette étude repose sur l'invariance de la puissance instantanée, ainsi, les équations employées pour la modélisation de la machine asynchrone sont définies par :

$$[X_d \quad X_q \quad X_o]^t = [P(\theta)] [X_a \quad X_b \quad X_c]^t \quad (\text{I.12})$$

La transformation inverse est :

$$[X_a \quad X_b \quad X_c]^t = [P(\theta)]^{-1} [X_d \quad X_q \quad X_o]^t \quad (\text{I.13})$$

$X$  : peut être une tension, un courant ou un flux.

$\theta$  : Angle entre l'axe a et l'axe d.

Avec la matrice de transformation :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.14})$$

La matrice de changement de base  $[P(\ )]$  étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\ )]^{-1} = [P(\ )]^t \quad (\text{I.15})$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.16})$$

### ➤ Les Équations Electriques :

devient

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \quad . \quad (\text{I.17})$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \quad . \quad (\text{I.18})$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{I.19})$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} = 0 \quad (\text{I.20})$$

➤ **Les équations magnétiques :**

devient

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M i_{dr}. \quad (\text{I.21})$$

$$\Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M i_{ds}. \quad (\text{I.22})$$

$$\Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M i_{qr}. \quad (\text{I.23})$$

$$\Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M i_{qs}. \quad (\text{I.24})$$

➤ **L' équation mécanique :**

$$\begin{cases} J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_r \\ C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\theta_{dr} \cdot i_{qs} - \theta_{qr} \cdot i_{ds}) \\ \omega_r = p \cdot \Omega_r \\ \omega_r = \omega_s - \omega_g \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

▪ **Représentation d'état :**

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (\text{I.26})$$

Ou :

$[X]$  : Vecteur d'état, avec  $[i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^t$

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

$[B]$  : Matrice de la commande.

$[U]$  : Vecteur du système de commande.  $[V_{ds}, V_{qs}, 0, 0]^t$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & \frac{-R_t}{\sigma L_s} & -\frac{M \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

$$\text{Et } [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

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

$$R_t = \left( R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) \quad (\text{I.29})$$

## ❷ Référentiel lié au stator

Cette transformation est appelée aussi transformation de *Clark*, qui est en fait un cas particulier de la transformation de *Park*, elle est obtenue quand le repère  $dq$  est confondu avec le repère  $\zeta$ -à-d en prenant  $s = 0$ .

Le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  : système immobile par rapport au stator, ce système possède des tensions et des courants réels, et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif, avec le branchement de résistances supplémentaires au niveau du circuit du stator[1]

La transformation directe se fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Où,  $x$  représente les tensions, courants ou flux.

La transformée inverse est de la forme:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

A partir des définitions précédentes, les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

Après tout les calculs fait on trouve :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_t} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

$$\text{Et : } [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

### ③ Référentiel lié au rotor

Le système d'équation devient :

$$\begin{cases} V_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

## I.5. Présentation du système simulé

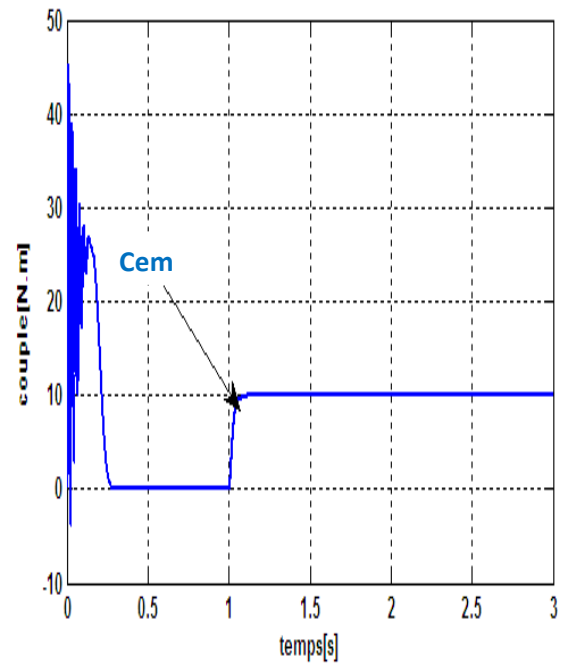
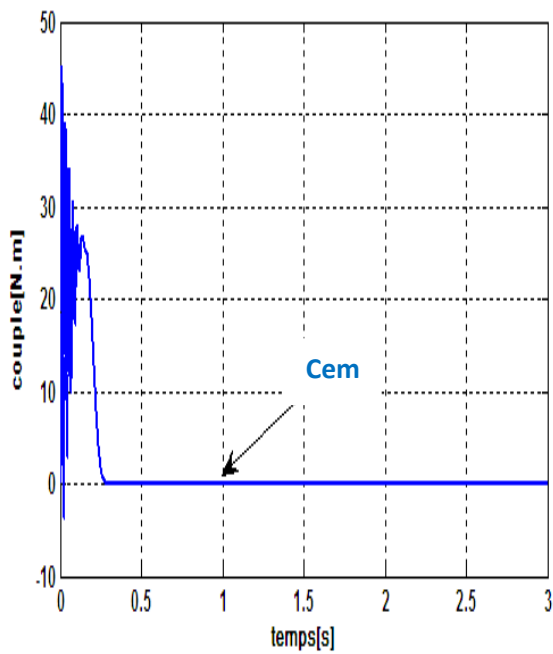
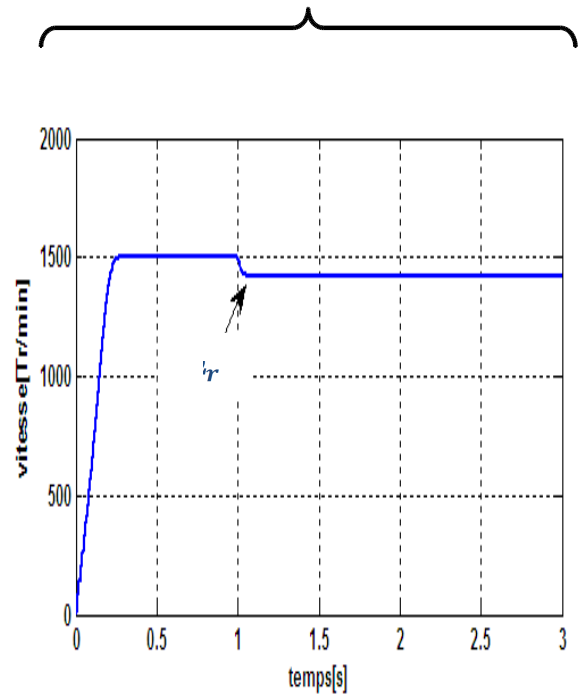
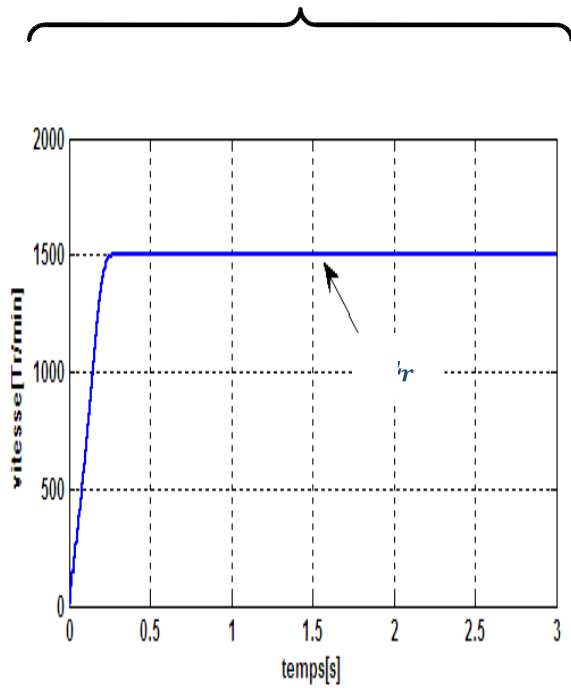
On présente dans cette partie les résultats de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

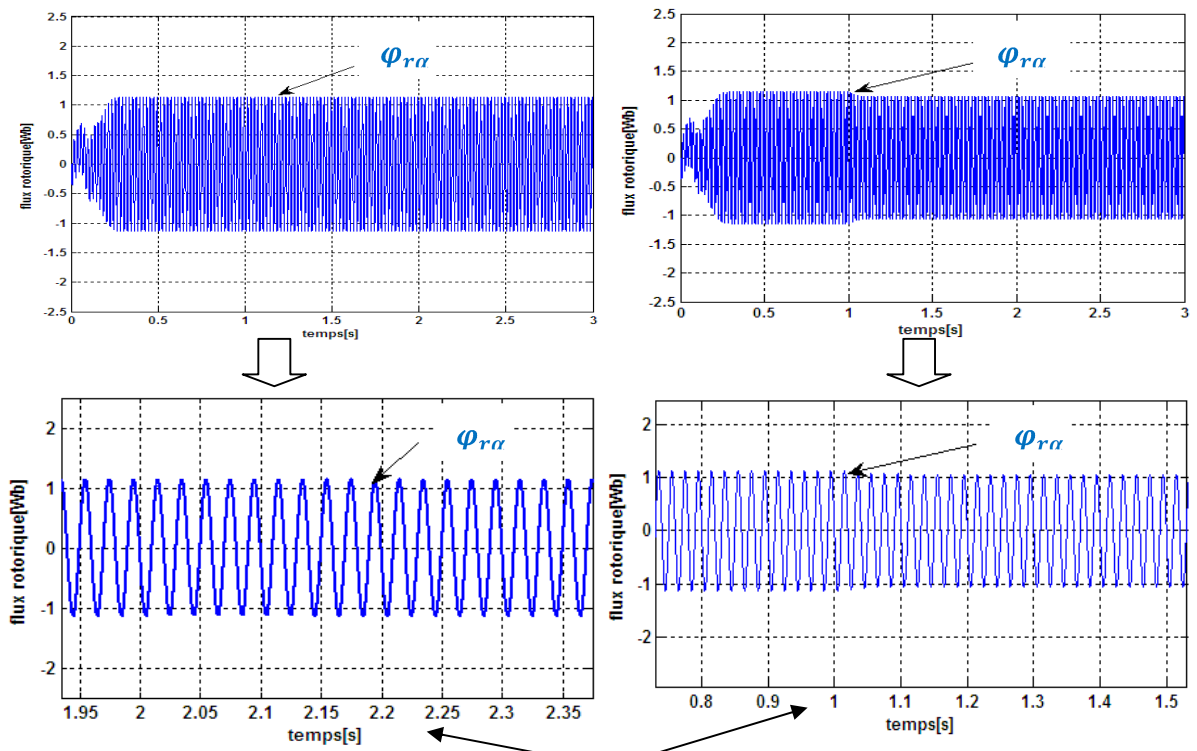
- Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans notre simulation, sont donnés en annexe .
- Pour la modélisation de la machine on a utilisé les équations (I.25) (I.26) (I.27) (I.28).
- Le système à simuler est représenté par le schéma-bloc (figure. .5).
- On présente dans notre simulation la vitesse, le couple, les flux rotoriques, les courants et les tensions statoriques ,Le modèle du moteur asynchrone a été testé dans les deux modes : à vide et en charge .



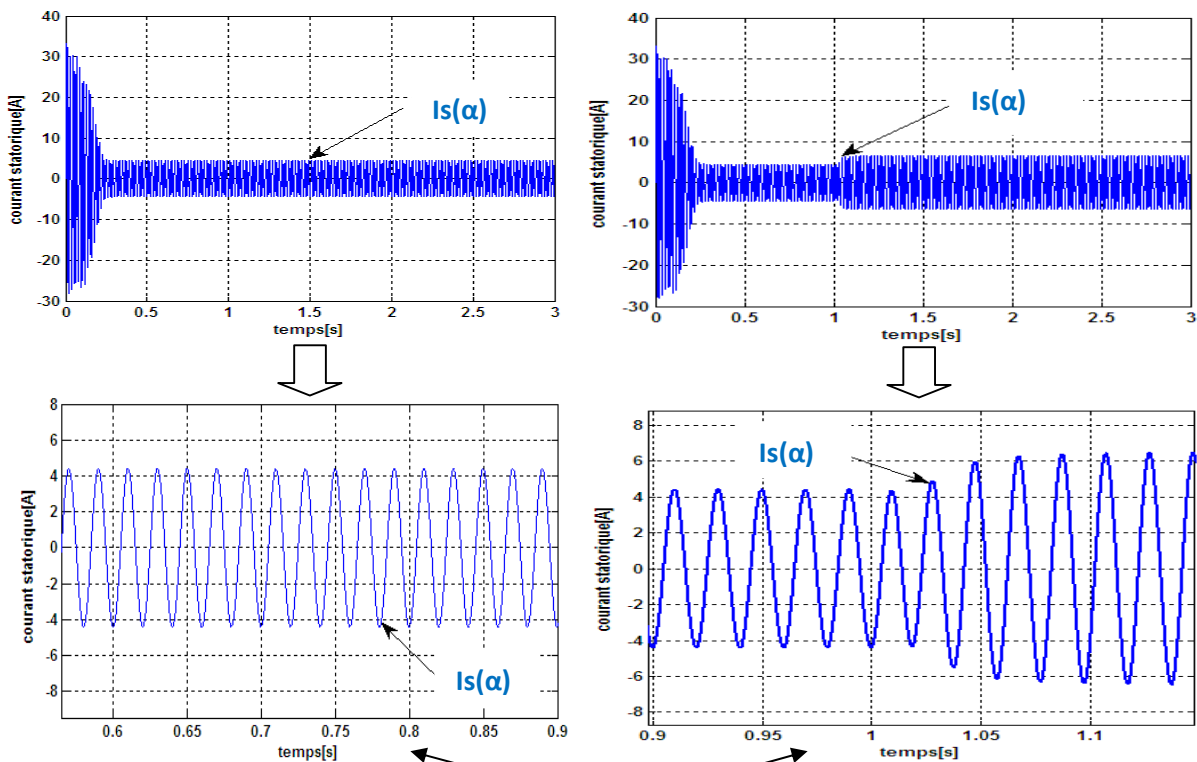
Fonctionnement à vide

Fonctionnement en charge ( $C_r=10$  N.m)





Zoom à flux rotorique



Zoom à courant statorique

Fig I.6. Résultats de simulation de la MAS à vide et en charge

### I.5.2. Interpretation des résultats

Pour la validation du modèle adopté pour la machine, une simulation numérique a été effectuée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les résultats de simulation donnés par la **Fig. (I.06)** concernent un démarrage direct à vide et un démarrage à vide avec application d'une charge ( $C_r = 10\text{N.m}$ ) en régime établi dans l'instant ( $t = 1\text{s}$ ).

Lors du démarrage, on remarque un courant statorique très important, ce qui peut détruire la machine en cas de répétitions excessives.

L'oscillation du couple électromagnétique est un élément marquant, en effet, il représente des pics allant jusqu'à ( $47\text{ N.m}$ ), En régime établi le couple est égal au couple de frottement (démarrage à vide). A l'instant  $t = 1\text{ s}$  (application de la charge), le couple augmente après un court régime transitoire et tend vers le régime de charge considéré.

Les oscillations font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse, qui se proche à vide à  $1500\text{ Tr/min}$  (la machine possède deux paires de pôles), un glissement s'établit après l'application de la charge ( $C_r = 10\text{ N.m}$  à  $t = 1\text{ s}$ ), on remarque que la vitesse chute à  $1500\text{ Tr/min}$ , ce qui donne un glissement de valeur égale à  $(1500-1492)/1500$ .

### I.6. Conclusion

Ce travail présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction[1]. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. D'autres régimes de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudiés.

Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé linéarisé de Park. On observe alors qu'à l'aide de transformations judicieusement choisies, on simplifie considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire. Ces simplifications sont dues à des propriétés intrinsèques des machines que les modélisations classiques ne mettent pas assez en valeur.

Le chapitre suivant est consacré entièrement à l'étude de convertisseur statique qui alimente la machine et les différentes techniques de sa commande.

## Chapitre II

### *Stratégie de Commande MLI Vectorielle de l'Onduleur Triphasé*

## II.1. Introduction

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation.

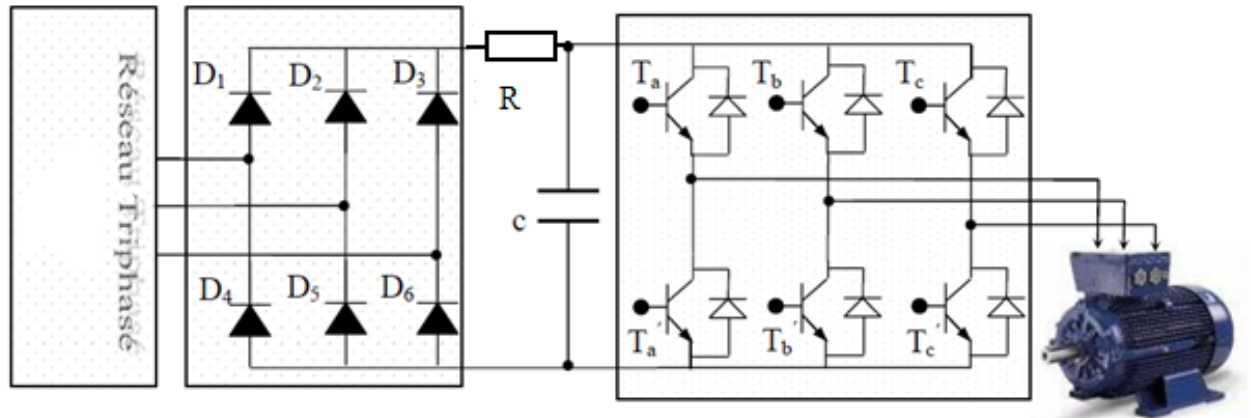
L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (*DC/AC*). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (**MLI**) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur de tension à **MLI** permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard (**220V/380V**), **50Hz**.

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (*AC/DC*) connecté au réseau, contrôlé ou pas [14]. Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs *C* ou *RC*, pour être finalement appliquée à l'onduleur.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), appelée en anglais (Pulse Width Modulation PWM). Il existe plusieurs techniques PWM, dont deux seront mentionnées, la PWM dite sinus-triangle (STPWM), et la MLI vectorielle ou (space vector PWM) abrégée (SVPWM), devenue très sollicitée par les industriels et chercheurs en commande des machines électriques [14]

## II.2. Modélisation et simulation de la partie puissance de la MAS

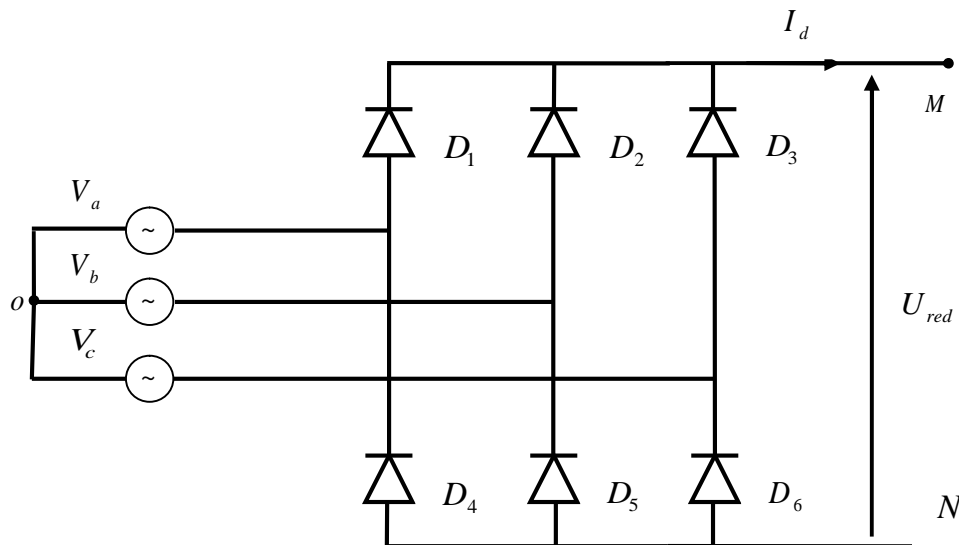
La machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension à Modulation de la Largeur d'Impulsion (M.L.I). L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un filtre RC (**figure II.1**).



**Fig. II.1. Représentation d'ensemble convertisseur – machine asynchrone**

### II .2. 1. Modélisation et simulation du pont redresseur

Le redresseur est un convertisseur (alternatif / continu), une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative [10], il est représenté par la figure suivante (**Fig. II.2**)



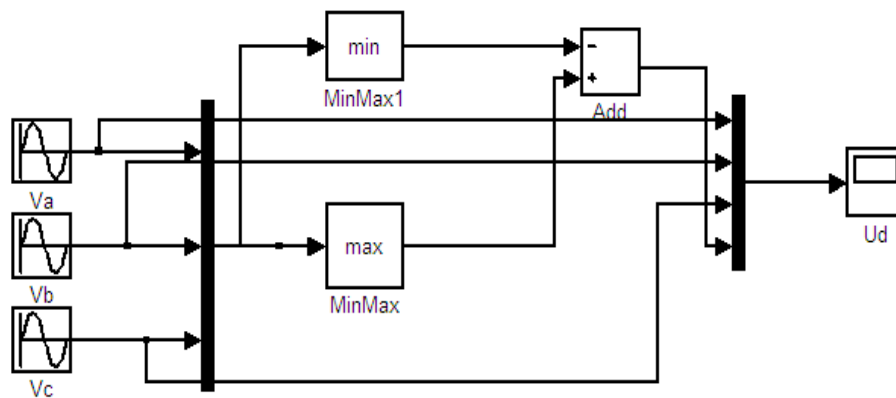
**Fig. II .2.Représentation d'un redresseur triphasé double alternance à diode.**

Ce redresseur comporte deux groupes, le premier groupe est constitué de trois diodes ( $D_1, D_2, D_3$ ) à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$ , ainsi, le deuxième groupe comporte trois diodes ( $D_4, D_5, D_6$ ) à anode commune assurant le retour du courant  $I_d$ .

On suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

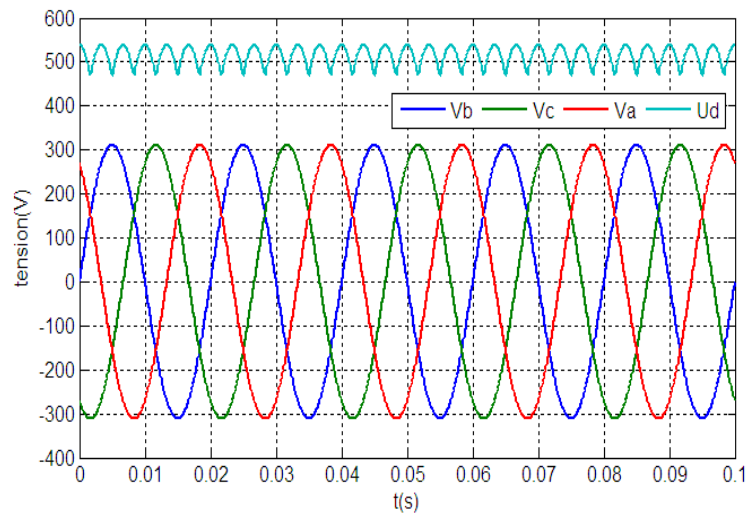
$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_b(t) = V_m \sin(2\pi f t - 2\pi/3) \\ V_c(t) = V_m \sin(2\pi f t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.01})$$

La tension redressée est à chaque instant égal à la plus grande différence entre les tensions simples, elle est représentée par le schéma bloc suivant (**Figure II. 3**).



**Fig. II.3. Schéma de simulation d'un redresseur triphasé**

Les résultats de simulation sont représentés sur la figure (**II.4**).



**Figure II. 4. Tensions triphasées et tension redressée**

## II. 2. 2. Modélisation et simulation du filtre

La tension de la sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nécessite l'utilisation d'un filtre RC représenté par la figure (II.5).

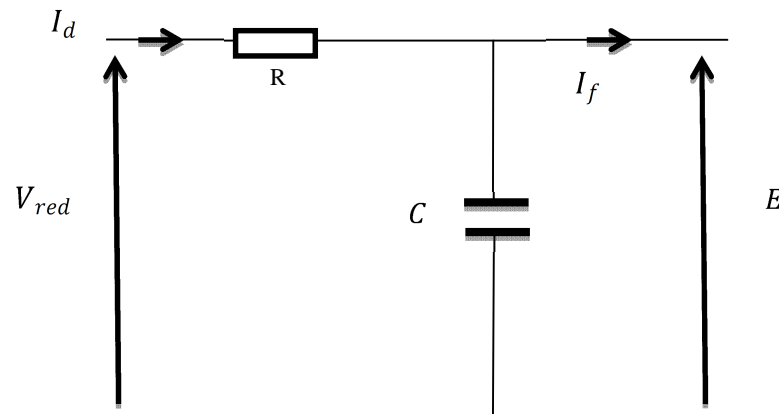


Fig. II.5.Représentation d'un filtre.

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(P) = \frac{E(P)}{V_{red}(P)} = \frac{1}{RCP + 1} \quad (\text{II.02})$$

Le bon filtrage est réalisé avec une constante du temps  $\tau = 0.01s$ , pour  $R = 1 \text{ K}$  , on trouve  $C = 10 \mu\text{F}$ , le schéma bloc de l'association redresseur-filtre est donné par la figure (II.6).

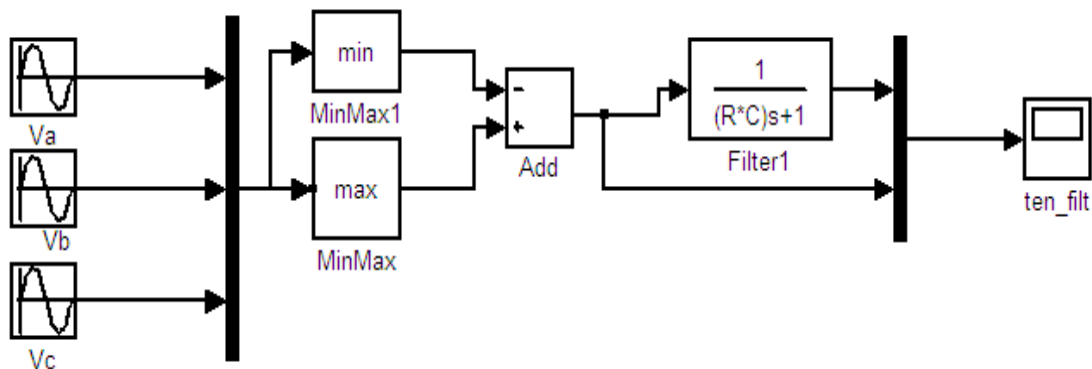
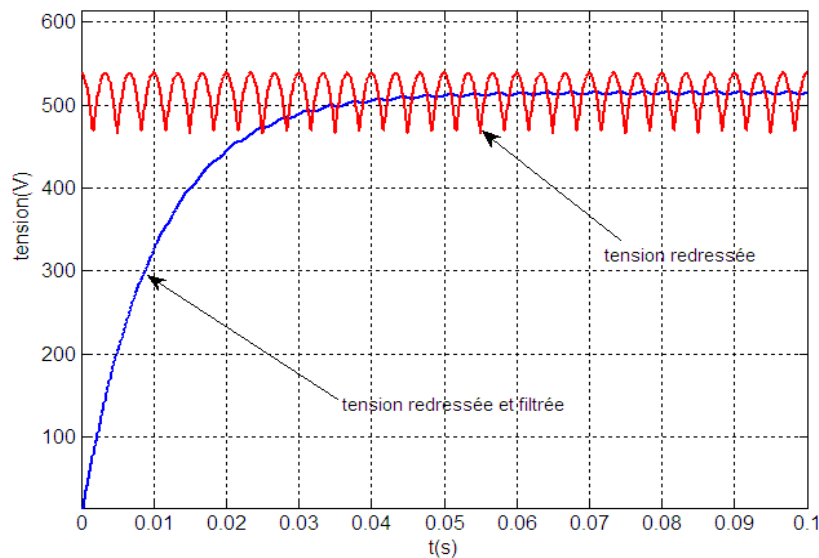


Fig. II.6.Schéma bloc d'une association redresseur\_ filtre.

Les résultats de simulation sont représentés sur la figure (II.7).



**Fig. II.7. Tension redressée et filtrée.**

### II.3. Modélisation et simulation de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu – alternatif, par exemple, si on dispose à l'entrée d'une tension continue et si, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur tantôt à l'une, tantôt à l'autre des bornes d'entrée, on peut obtenir entre les bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative.

La variation de vitesse de la machine est assurée grâce à son alimentation par l'onduleur. Cette variation est obtenue par action sur une tension ou un courant permettant la commande simultanée de la fréquence et de l'amplitude du signal. Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations [8].

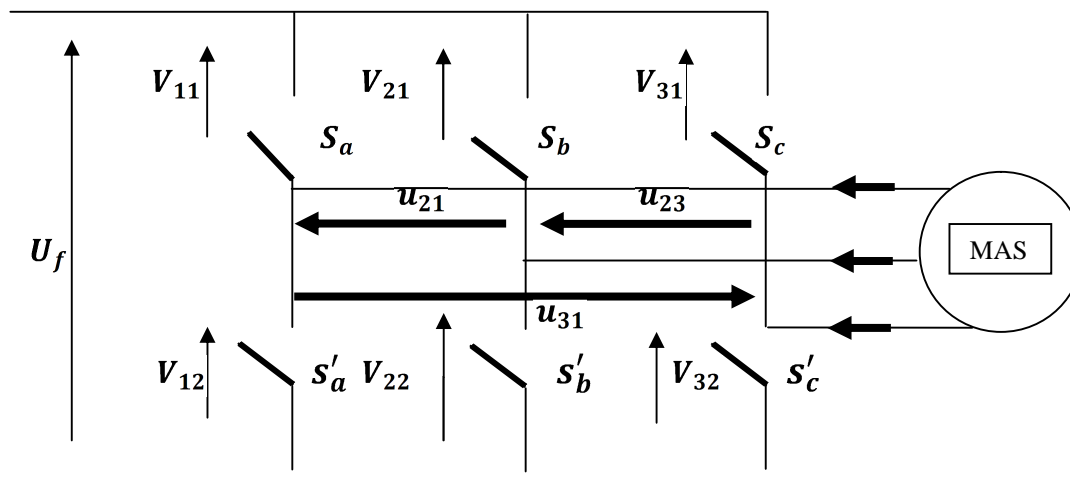
#### ➤ Onduleur de courant :

L'onduleur de courant transforme un courant continu en courants triphasés dans les enroulements de la machine. Il peut fonctionner en commutation naturelle, c'est le cas des machines synchrones. La commutation forcée est réalisée pour toutes les autres machines. Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, l'amplitude de celle-ci doit être réalisée par ajustement de la grandeur d'entrée.

➤ **Onduleur de tension :**

L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quelque soit le courant absorbé et la plupart des applications des onduleurs triphasés de tension à MLI se résument aux : travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie.

Nous ferons la modélisation des onduleurs de tension à deux niveaux qui sont les convertisseurs statiques les plus utilisés pour l'alimentation des machines à vitesse variable. Nous rappelons ici le schéma de l'onduleur, figure (II.8)



**Fig. II.8. Représentation d'un onduleur**

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode) [6].

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par différents auteurs. Nous étudierons les stratégies suivantes :

- Commande triangulo-sinusoidale ou -STPWM
- Commande par MLI vectorielle.

### II.3.1. La technique de modulation "Sinus-triangle" (STPWM)

Les progrès en coût et en performances accomplis par les interrupteurs de puissance ont permis à cette structure très simple de s'imposer. La modulation de largeur d'impulsions consiste à commander les interrupteurs de manière à délivrer au moteur une suite d'impulsion d'amplitude fixe. Positives ou négatives et modulées en largeur. Il existe de très nombreuses possibilités de réalisations, par exemple :

La STPWM considérée est classique : il s'agit d'une modulante sinusoïdale d'amplitude  $A_{ref}$  et de fréquence  $f_{ref}$ , combinée à une porteuse triangulaire d'amplitude  $A_p$  de haute fréquence  $f_p$ , les angles de commutation de la tension d'entrée d'un pont sont situés aux intersections de la porteuse et de la modulante, figure (II.10).

Chaque interrupteur  $S_i$  ( $i \in \{a, b, c\}$ ) et  $S_j'$  ( $c \in \{a, b, c\}$ ) supposé idéalisé introduit une fonction de connexion  $F_{ji}$ .

Le courant  $i_{ji}$  qui le traverse et la tension  $V_{ji}$  à ses bornes ont respectivement pour les expressions suivant :

$$I_{ji} = F_{ji} * i_{ji} \quad \text{(II.03)}$$

$$V_{ci} = (1 - F_{ci})U_f \quad \text{(II.04)}$$

Avec  $\left\{ \begin{array}{l} F_{ji} = 0 \text{ Interrupteur ouvert.} \\ F_{ji} = 1 \text{ Interrupteur fermé.} \end{array} \right.$

Et  $i_{ji}$ : Courant commuté.

$V_{ji}$ : Tension commutée.

Chaque cellule est formé de deux interrupteurs, comme la considérée toujours continue, À un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison Rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{c1} + f_{c2} = 1$$

A partir des notations de la figure (II.8), on déduit aisément les expressions des tensions composées :

$$\left. \begin{array}{l} U_{12} = V_{sa} - V_{sb} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} = V_{sb} - V_{sc} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} = V_{sc} - V_{sa} = V_{11} - V_{31} \end{array} \right\} \quad \text{(II.05)}$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il en découle:

$$\begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{pmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{pmatrix} \quad (\text{II.06})$$

### II.3.1.1. Propriétés :

Si la référence est sinusoïdale, on utilise deux paramètres caractérisant la MLI :

- L'indice de modulation «  $\mathbf{m}$  » qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse  $f_p$  sur la référence  $f_{ref}$ .

$$\mathbf{m} = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} \quad (\text{II.07})$$

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) «  $\mathbf{r}$  » qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence  $V_{ref}$  sur la porteuse  $V_p$ .

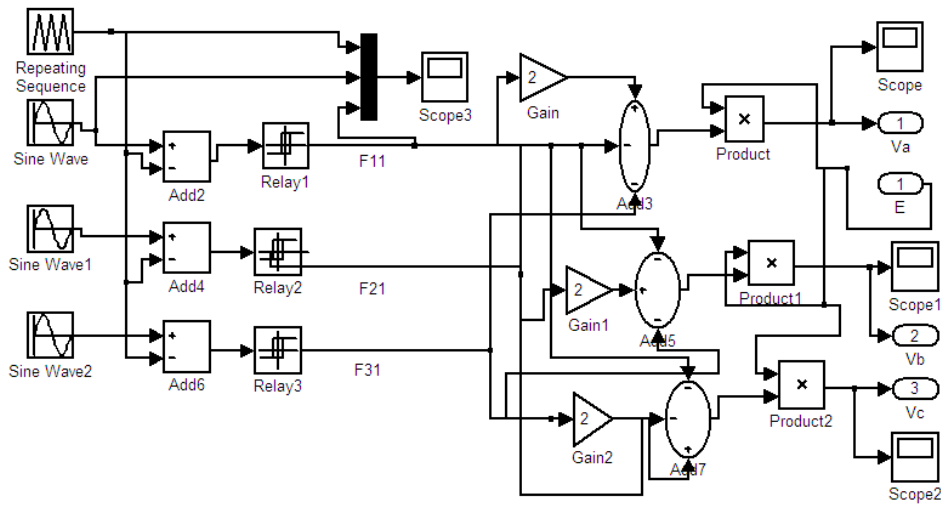
$$\mathbf{r} = \frac{V_{ref}}{V_p} \quad (\text{II.08})$$

### II.3.1.2. Tensions de référence :

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettent de générer un système de tension triphasé équilibré directe sont :

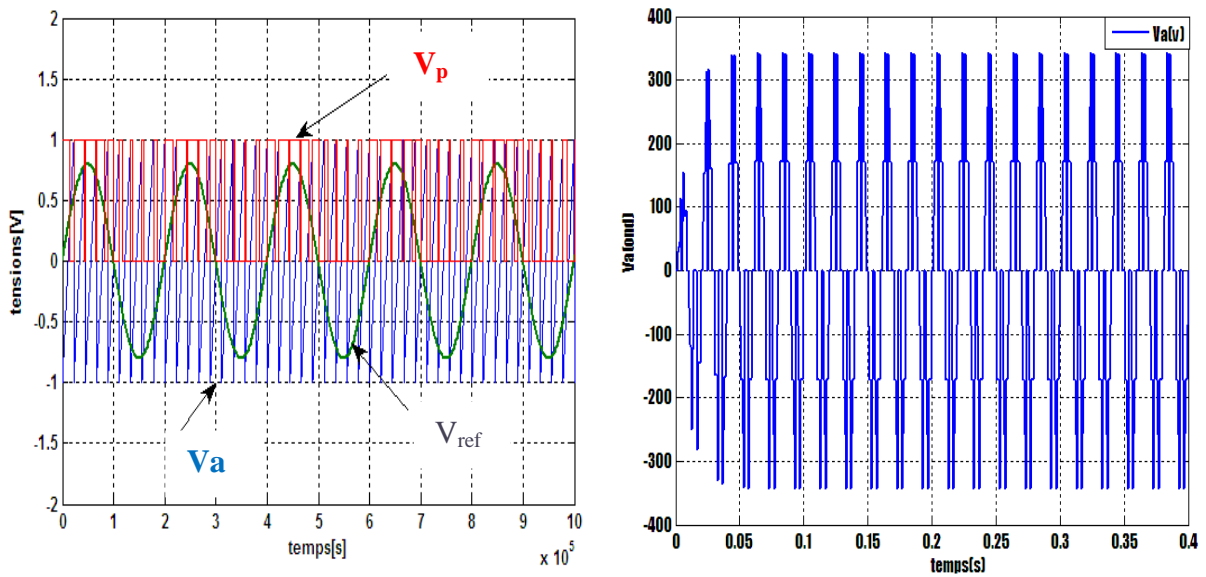
$$\begin{cases} V_{ref1} = \frac{E}{2} \sin (wt) \\ V_{ref2} = \frac{E}{2} \sin (wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = \frac{E}{2} \sin (wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.09})$$

Le schéma fonctionnel de la figure (II.9) montre le principe de la commande triangulo-sinusoïdale à deux niveaux.



**Fig. II.9. Schéma bloc de simulation d'un onduleur STPWM**

La forme de tension de sortie de l'onduleur de tension triphasée pour  $r=0.8$  et  $m=72$  est représentée par la figure suivante (**Fig. II.10**)



**Fig. II.10. Forme des tensions de sortie de l'onduleur Commandé à STPWM**

Pour but d'améliorera la qualité de l'alimentation électriques de la machine, on a étudié la technique de modulation de l'onduleur vectorielle (SVPWM).

## II.4. Commande par MLI vectorielle

La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut présenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. Cette méthode de commande fera l'objet de notre partie spéciale qui sera étudié dans ce chapitre.

### II.4.1. Définition

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

Figure (II-08)

Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire la vectrice 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 [14].

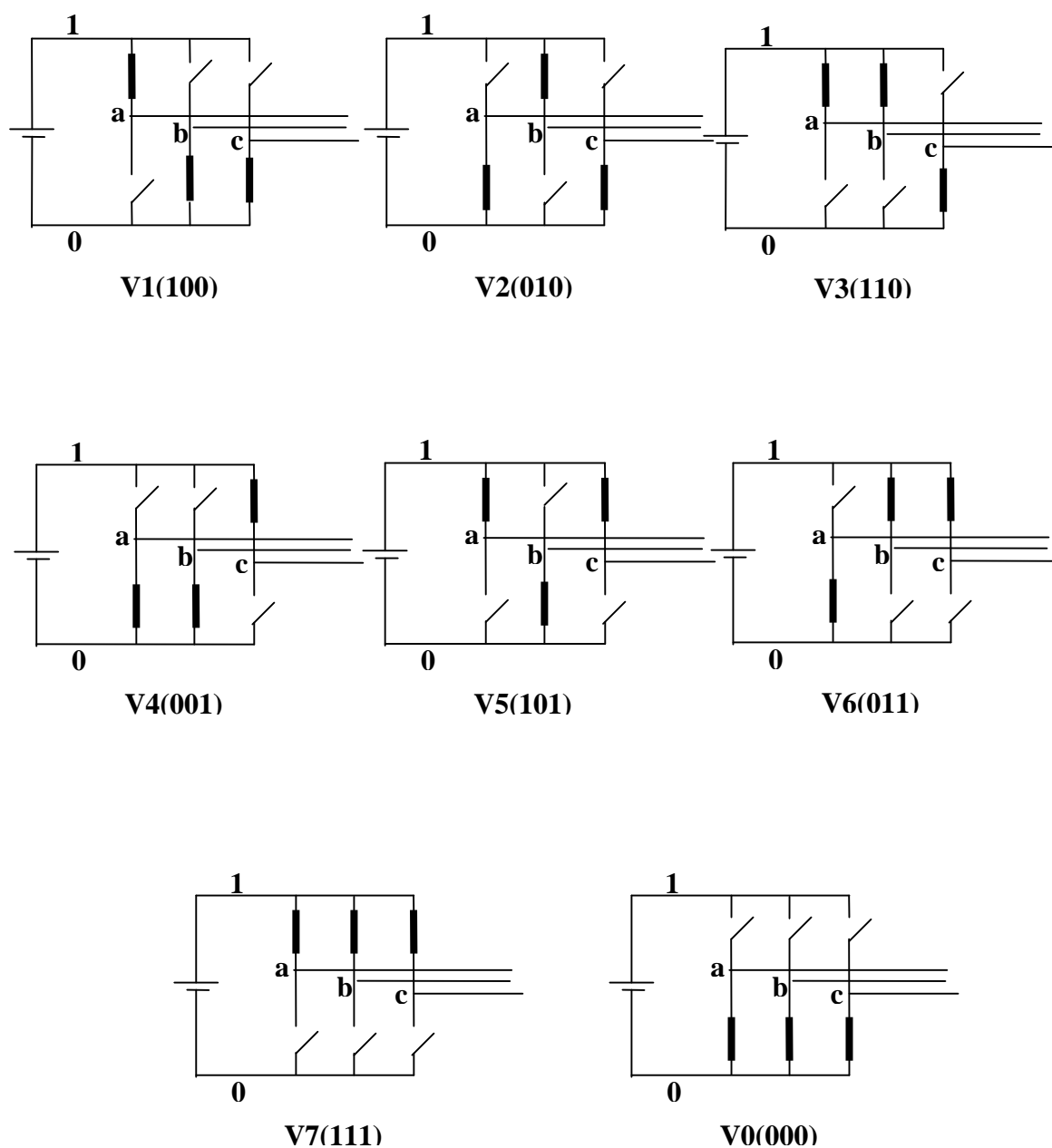
Une vectrice tension de référence  $V_{ref}$  est calculé globalement et approximé sur une période de modulation  $T$  par un vecteur tension moyen  $V_{moy}$ . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$ .

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension  $\begin{pmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \end{pmatrix}$ .

### II.4.2. Stratégie de la MLI vectorielle (SVPWM)

La topologie d'un onduleur de trois-bras est montrée dans la figure (II.8), à cause de la contrainte que les lignes d'entrée doivent ne jamais être court-circuitées et du courant de sortie devez être toujours continue, un inverseur de source de tension peut assumer seulement huit topologies distinctes.

Ces topologies sont montrées dans la figure (II.11). Six sur ces huit topologies produisent la tension et sont connues en tant que les états différents de zéro de commutation et deux topologies restantes produisent la tension nulle et sont connues en tant que les états zéro de commutation [14].



**Fig. II.11 : Huit topologies de changement d'état d'un inverseur de source de tension.**

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions  $\begin{pmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_{S3} \end{pmatrix}$  correspondants sur le tableau suivant (II.1).

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$\vec{V}_i$
0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
0	0	1	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{2}$	$\vec{V}_4$
0	1	0	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{2}$	$\vec{V}_2$
0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	0	$\vec{V}_6$
1	0	0	$\frac{2E}{3}$	0	$\vec{V}_1$
1	0	1	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{2}$	$\vec{V}_5$
1	1	0	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{2}$	$\vec{V}_3$
1	1	1	0	0	$\vec{V}_7$

Tableau .II.1 : Calcul des vecteurs de tension.

### II.4. 3. La modulation de vecteur dans l'espace (SVM)

La modulation de vecteur dans l'espace (SVM) pour les trois-bras, est basée sur la représentation des trois phases comme vecteurs dans le plan biphasé ( $\alpha, \beta$ ). Considérons la topologie (1) de la figure (II.12), les tensions  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = U_f \\ V_{bc} = 0 \\ V_{ca} = -U_f \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Ceci peut être représenté dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) comme le montre la figure (II.13) où les tensions  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont trois vecteurs déplacés de  $2\pi/3$  dans l'espace. La vectrice tension fictive produite par cette topologie est représentée comme  $V_1(100)$  dans la figure

(II.13), ici la notation "100" signifie que la phase « a » est reliée à la borne positive de la source continu, et les phases 'b' et 'c' sont reliées à la borne négative.

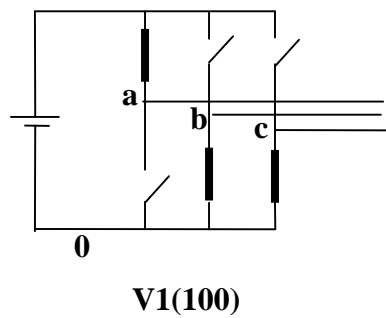


Fig. II.12. La topologie V1(100) de l'onduleur de tension

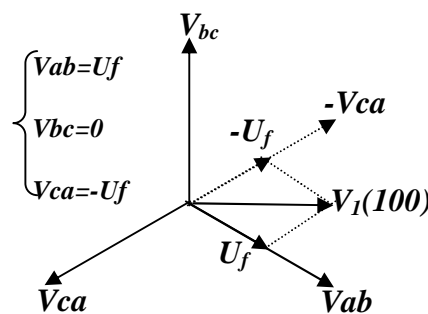


Fig. II.13. Représentation de la topologie V1(100) dans le plan  $(\alpha, \beta)$

De la même façon, les six vecteurs de tension différents de zéro (**V1-V6**) peut être montrés pour prendre les positions montrées dans la figure (**II.14**).

Les bouts de ces vecteurs forment un hexagone régulier (ligne pointillée). Nous définissons la surface incluse par deux vecteurs adjacents dans l'hexagone comme secteur. Ainsi il y a six secteurs numérotés (**1-6**) dans la **figure (II.14)**.

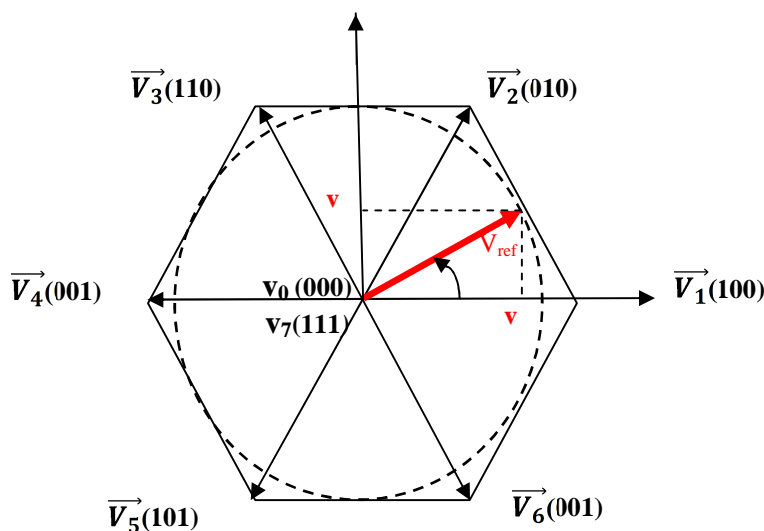
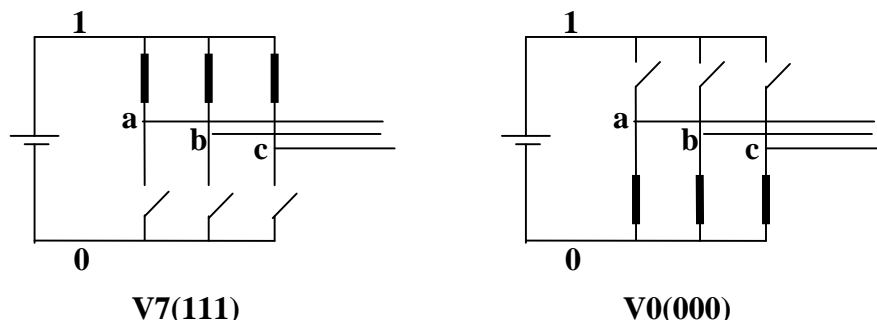


Fig. II.14 : Vecteurs de tension non-nuls dans le plan  $(\alpha, \beta)$

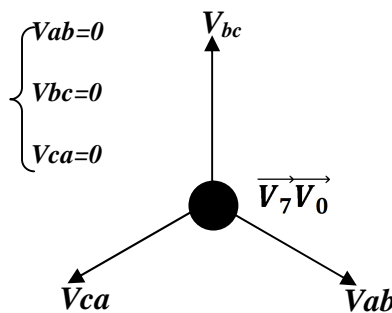
Pour les deux dernières topologies de la **figure (II.15)**, nous voyons que les tensions de ligne de sortie produites par ces topologies sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = 0 \\ V_{bc} = 0 \\ V_{ca} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.11)}$$

Ceux-ci sont représentés comme des vecteurs qui ont une amplitude nulle, et par conséquent, sont désignés sous le nom des vecteurs d'état de commutation nul ou des vecteurs zéro de tension. Ils assument une position à l'origine dans le plan  $(\alpha, \beta)$  comme le montre la figure (II.16). Les vecteurs (V1- V8) s'appellent les vecteurs d'état de commutation (SSVS).



**Fig. II.15: Topologie de tension de sortie nulle**



**Fig. II.16 : Représentation de vecteurs V7(111) et V8(000) dans le plan  $(\alpha, \beta)$**

La MLI vectorielle nécessite la détection du secteur où il se trouve le vecteur de référence. Le calcul des instants de commutation a pour rôle de générer le vecteur de référence  $V_{ref}$ .

**II.4.4. Calcul des durées de conduction des interrupteurs**

Le convertisseur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type  $V_i$ . On peut avoir une tension quelconque  $V$  que l'on veut obtenir en sortie dont ses

Coordonnées sont les composants de Clark  $V_{\alpha ref}$  et  $V_{\beta ref}$  d'un système triphasé de tension  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$  :

$$\mathbf{V} = V_{AB} + aV_{bc} + a^2V_{ca} = V_{\alpha} + j V_{\beta} \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Avec : } a = \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right)$$

Après la détermination du secteur de vecteur de référence on peut calculer les durées de commutation des interrupteurs par la projection du vecteur de référence sur les axes du secteur auquel il appartient.

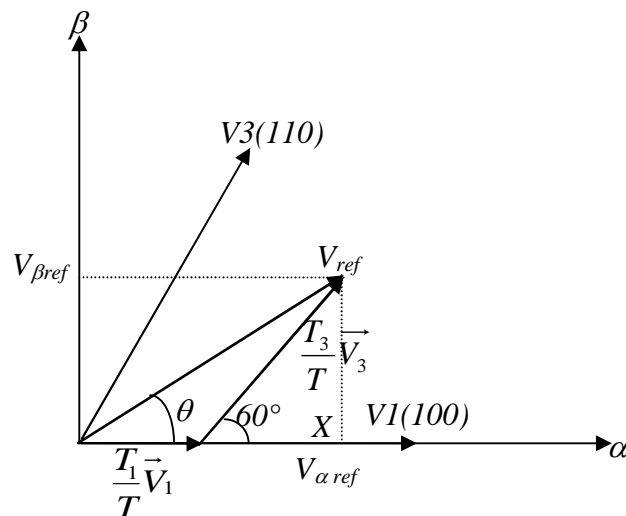


Fig. II.17 : Projection du vecteur de tension de référence

Dans la **figure (II.18)** le vecteur de référence  $V_{ref}$  appartient au premier secteur, et le temps d'application des deux vecteurs adjacents ( $V_1$  et  $V_3$ ) est donnée par :

$$\begin{cases} T = T_1 + T_3 + T_0 \\ \vec{V}_{ref} = \frac{T_1}{T} \vec{V}_1 + \frac{T_3}{T} \vec{V}_3 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

La détermination des durées  $T_1$  et  $T_3$  est donnée par une simple projection :

$$\begin{cases} V_{\beta ref} = \frac{T_3}{T} \|\vec{V}_3\| \cos(30^\circ) \\ V_{\alpha ref} = \frac{T_1}{T} \|\vec{V}_1\| + x \\ x = \frac{V_{\beta ref}}{\text{tg}(60^\circ)} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Donc on peut trouver les durées  $T_1$  et  $T_3$  à partir des composantes  $V_{\alpha ref}$  et  $V_{\beta ref}$

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2U_f} (3V_{\alpha ref} - \sqrt{3}V_{\beta ref}) \\ T_3 = \sqrt{3} \frac{T}{U_f} V_{\beta ref} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

#### II.4.5. Calcul des temps de commutation

En utilisant les notations ci-dessous, il faut évaluer

$$V_{s\alpha} = V_{ref} \sin(60^\circ - \theta) \quad \text{et} \quad V_{s\beta} = V_{ref} \sin(\theta) \quad (\text{II.16})$$

Fonction des temps d'application des séquences définies précédemment ( $T_1$  pour  $\vec{V}_1$  et  $T_2$  pour  $\vec{V}_2$ )

Dans le secteur 1 :

$$V_{ref} = V_{ref} \sin(\theta) = V_2 \frac{T_2}{T} \cos(30^\circ) = V_2 \frac{T_2}{T} \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{II.17})$$

$$V_{ref} = V_{ref} \sin(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{3} u_f \frac{T_2}{T} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{T_2}{T} \frac{u_f}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.18})$$

Donc

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}}{u_f} V_{ref} \sin(\theta) T \quad (\text{II.19})$$

$$V_{ref} \sin(60^\circ - \theta) = V_1 \frac{T_1}{T} \cos(30^\circ) \quad (\text{II.20})$$

Donc

$$T_1 = \frac{\sqrt{2}}{u_f} V_{ref} \sin(60^\circ - \theta) T \quad (\text{II.21})$$

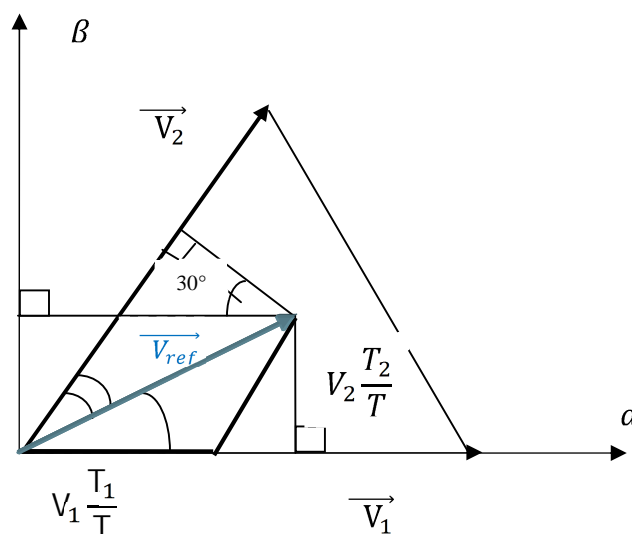


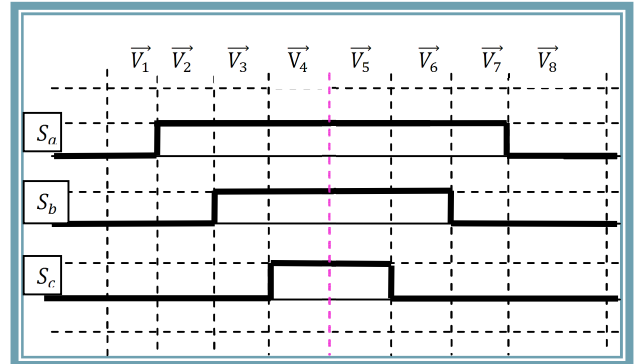
Fig. II.18. Calcul de  $V_\alpha$  et  $V_\beta$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur, la construction suivante est obtenue par la figure (II.19) [20]:

**SECTEUR 1**

$$\begin{cases} T_1 = \frac{(\bar{6}V_{s\alpha} - \bar{2}V_{s\beta})}{2E} \\ T_2 = \frac{(\sqrt{2}V_{s\beta})}{E} T \\ T_0 = \frac{(T - T_1 - T_2)}{4} \end{cases}$$

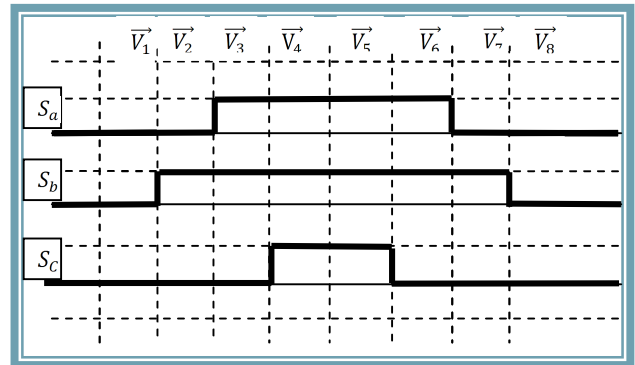
(II. 20)



**SECTEUR 2**

$$\begin{cases} T_2 = \frac{(\bar{6}V_{s\alpha} - \bar{2}V_{s\beta})}{2E} T \\ T_3 = \frac{(-\bar{6}V_{s\alpha} + \bar{2}V_{s\beta})}{2E} T \\ T_0 = \frac{(T - T_2 - T_3)}{4} \end{cases}$$

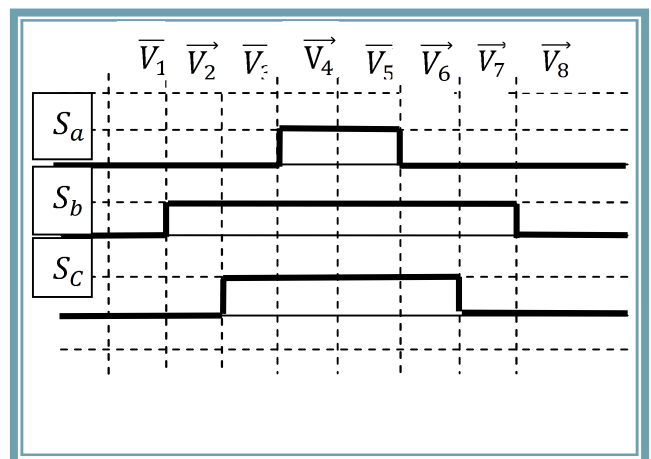
(II. 21)



**SECTEUR 3**

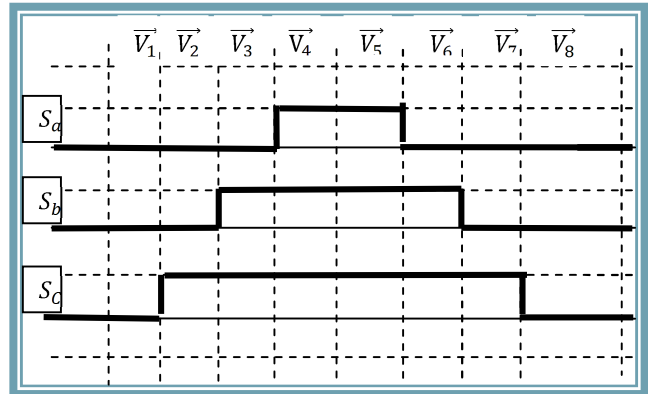
$$\begin{cases} T_3 = \frac{(\bar{2}V_{s\beta})}{E} T \\ T_4 = \frac{(-\bar{6}V_{s\alpha} - \bar{2}V_{s\beta})}{2E} T \\ T_0 = \frac{(T - T_1 - T_2)}{4} \end{cases}$$

(II. 23)



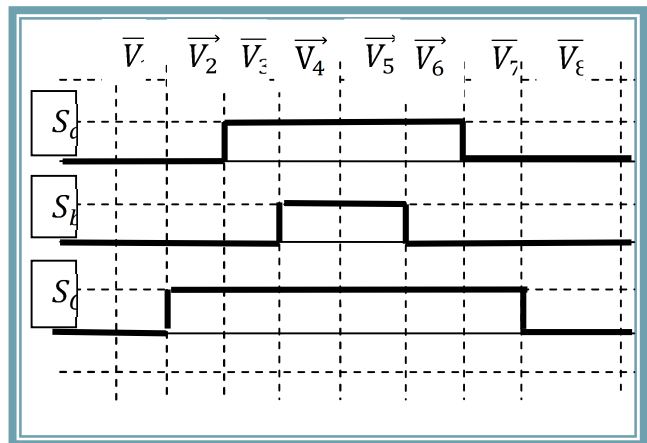
**SECTEUR 4**

$$\left\{ \begin{array}{l} T_3 = \frac{(-\bar{\delta}V_{s\alpha} + \bar{2}V_{s\beta})}{2E} T \\ T_4 = \frac{-(\bar{2}V_{s\beta})}{E} T \\ T_0 = \frac{(T - T_4 - T_5)}{4} \end{array} \right. \quad \text{(II. 24)}$$



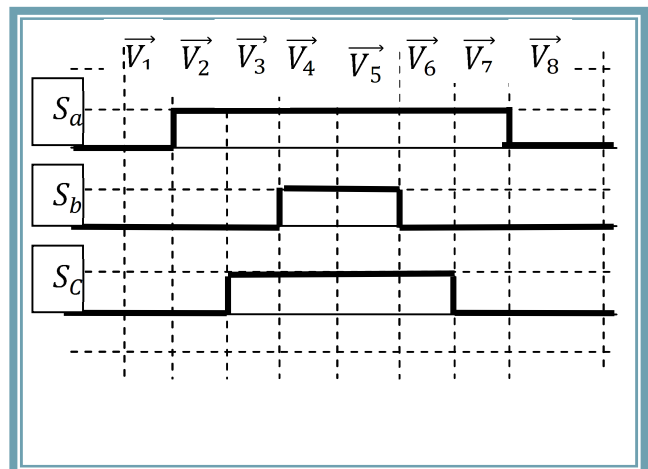
**SECTEUR 5**

$$\left\{ \begin{array}{l} T_5 = \frac{(-\bar{\delta}V_{s\alpha} - \bar{2}V_{s\beta})}{2E} T \\ T_6 = \frac{(\bar{\delta}V_{s\alpha} - \bar{2}V_{s\beta})}{2E} T \\ T_0 = \frac{(T - T_5 - T_6)}{4} \end{array} \right. \quad \text{(II. 25)}$$



**SECTEUR 6**

$$\left\{ \begin{array}{l} T_1 = \frac{(\bar{\delta}V_{s\alpha} + \bar{2}V_{s\beta})}{2E} T \\ T_6 = \frac{-(\bar{2}V_{s\beta})}{E} T \\ T_0 = \frac{(T - T_1 - T_6)}{4} \end{array} \right. \quad \text{(II. 26)}$$



**Fig.II.19 .Description des séquences de conduction des interrupteurs.**

A partir de la figure (II.19), on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage  $T_h$ , dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le Tableau (II.2).

Secteur	Interrupteurs du haut $S_a, S_b, S_c$	Interrupteurs du bas $S'_a, S'_b, S'_c$
1	$S_a = t_1 + t_2 + t_0/2$ $S_b = t_2 + t_0/2$ $S_c = t_0/2$	$S'_a = t_0/2$ $S'_b = t_1 + t_0/2$ $S'_c = t_1 + t_2 + t_0/2$
2	$S_a = t_2 + t_0/2$ $S_b = t_2 + t_3 + t_0/2$ $S_c = t_0/2$	$S'_a = t_3 + t_0/2$ $S'_b = t_0/2$ $S'_c = t_2 + t_3 + t_0/2$
3	$S_a = t_0/2$ $S_b = t_3 + t_4 + t_0/2$ $S_c = t_4 + t_0/2$	$S'_a = t_3 + t_4 + t_0/2$ $S'_b = t_0/2$ $S'_c = t_3 + t_0/2$
4	$S_a = t_0/2$ $S_b = t_4 + t_0/2$ $S_c = t_4 + t_5 + t_0/2$	$S'_a = t_4 + t_5 + t_0/2$ $S'_b = t_5 + t_0/2$ $S'_c = t_0/2$
5	$S_a = t_6 + t_0/2$ $S_b = t_0/2$ $S_c = t_5 + t_6 + t_0/2$	$S'_a = t_5 + t_0/2$ $S'_b = t_5 + t_6 + t_0/2$ $S'_c = t_0/2$
6	$S_a = t_6 + t_1 + t_0/2$ $S_b = t_0/2$ $S_c = t_1 + t_0/2$	$S'_a = t_0/2$ $S'_b = t_6 + t_1 + t_0/2$ $S'_c = t_6 + t_0/2$

Tableau II.2: Durées de fermeture des interrupteurs par secteur

Si on veut résumer la méthode de calcul de la MLI vectorielle, on peut dire que :

- A partir des tensions de référence  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$  on déduit les composantes de la commande  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  dans le repère de Clark.
- On détecte le secteur où se trouve le vecteur de référence, qui est défini par les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{j+1}$ .
- On calcule les temps d'application des vecteurs ( $V_1, \dots, V_6$ ).

Sur la figure (II.24), apparaît le schéma bloc de la MLI vectorielle :

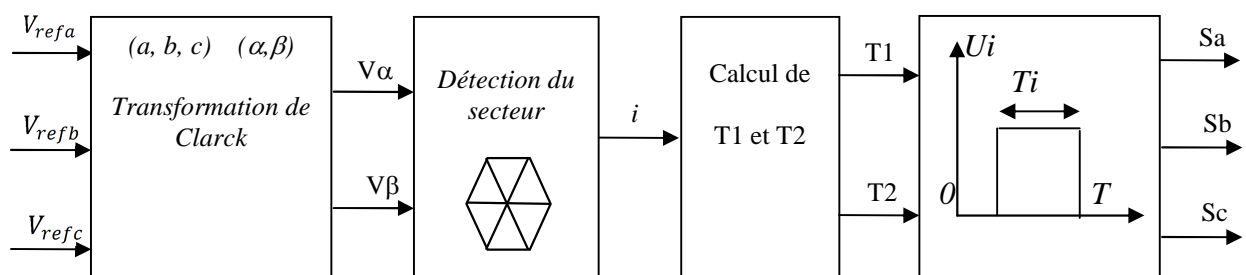


Fig.II.20 : Schéma bloc de la MLI Vectorielle

#### II.4.6. Performances de la stratégie de MLI vectorielle

Tant que l'extrémité du vecteur  $V_{ref}$  reste à l'intérieur de l'hexagone défini par les Extrémités des vecteurs  $\vec{V}_1$  à  $\vec{V}_6$  On définit le rapport « r » tel que

$$r = \frac{2V_m}{E} \quad (\text{II.27})$$

Une période de grandeurs de sortie correspond à un tour de vecteur  $V_{ref}$  dans le plan  $\alpha, \beta$ . Si la fréquence de modulation est égale à  $m$  fois la fréquence des grandeurs de sortie, chaque période de modulation correspond, dans le plan  $\alpha, \beta$  à un secteur d'ouverture angulaire  $\frac{2\pi}{m}$  au centre duquel se trouve le vecteur de référence qu'on souhaite obtenir en sortie.

#### II.4.7. Simulation de l'onduleur de tension commandé par la stratégie (SVPWM)

Nous présentons les résultats de simulation de la technique MLI vectorielle associée à un onduleur de tension qui alimente un moteur asynchrone pour trois valeurs différentes de l'indice de modulation  $m$  (9, 40, 72) et pour un taux de réglage en tension égal à 0.8.

##### ➤ Stratégie de MLI vectorielle pour une fréquence $f$ de 50Hz

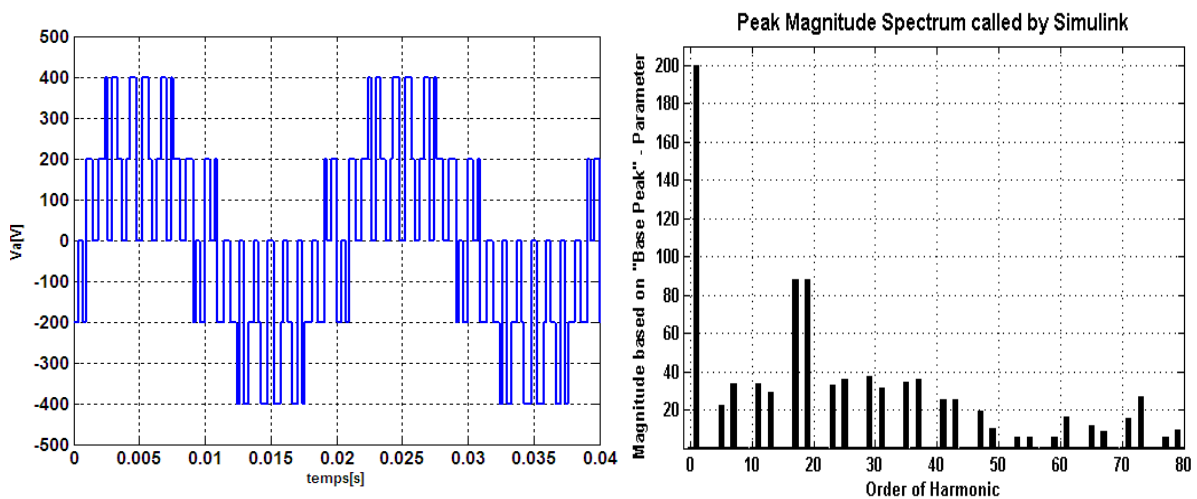


Fig. II.21.a.  $m=9, r=0.8, f=50\text{Hz}$

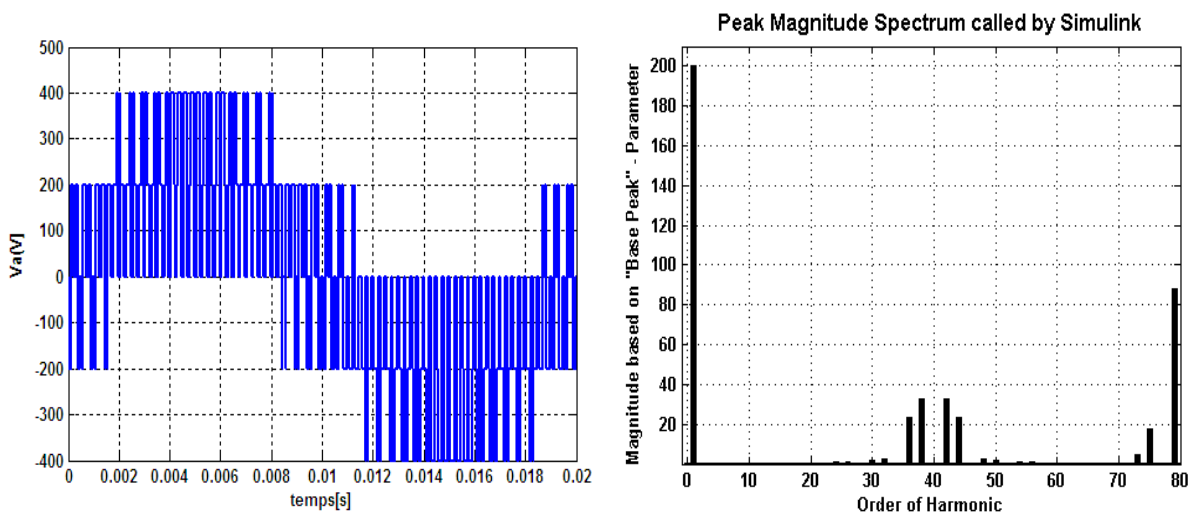


Fig. II.21.b.  $m=40, r=0.8, f=50\text{Hz}$

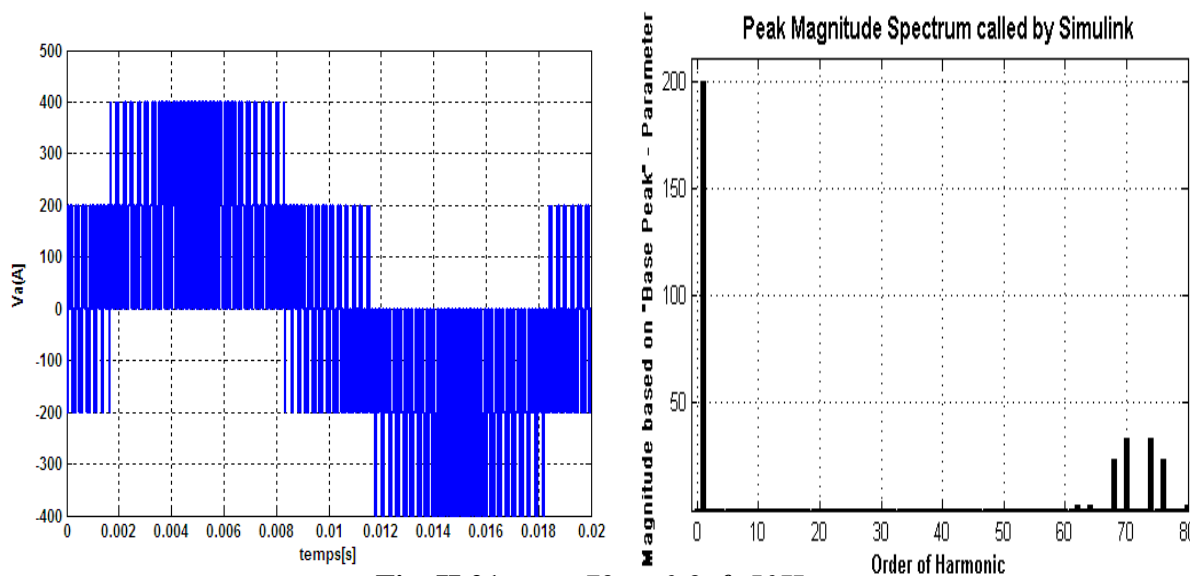


Fig. II.21.c.  $m=72, r=0.8, f=50\text{Hz}$

Fig. II.21: Caractéristique de la tension de sortie  $V_a$  de l'onduleur commandé par la stratégie MLI Vectorielle ( $m=9, m=40, m=72, f=50\text{Hz}$ )

➤ Représentation des secteurs de sortie de l'onduleur

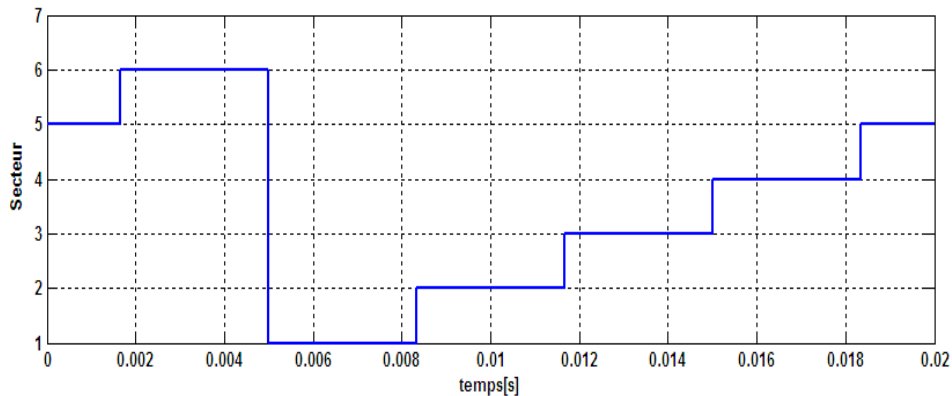


Fig. II.22 : Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.

Les signaux des impulsions Sa, Sb et Sc :

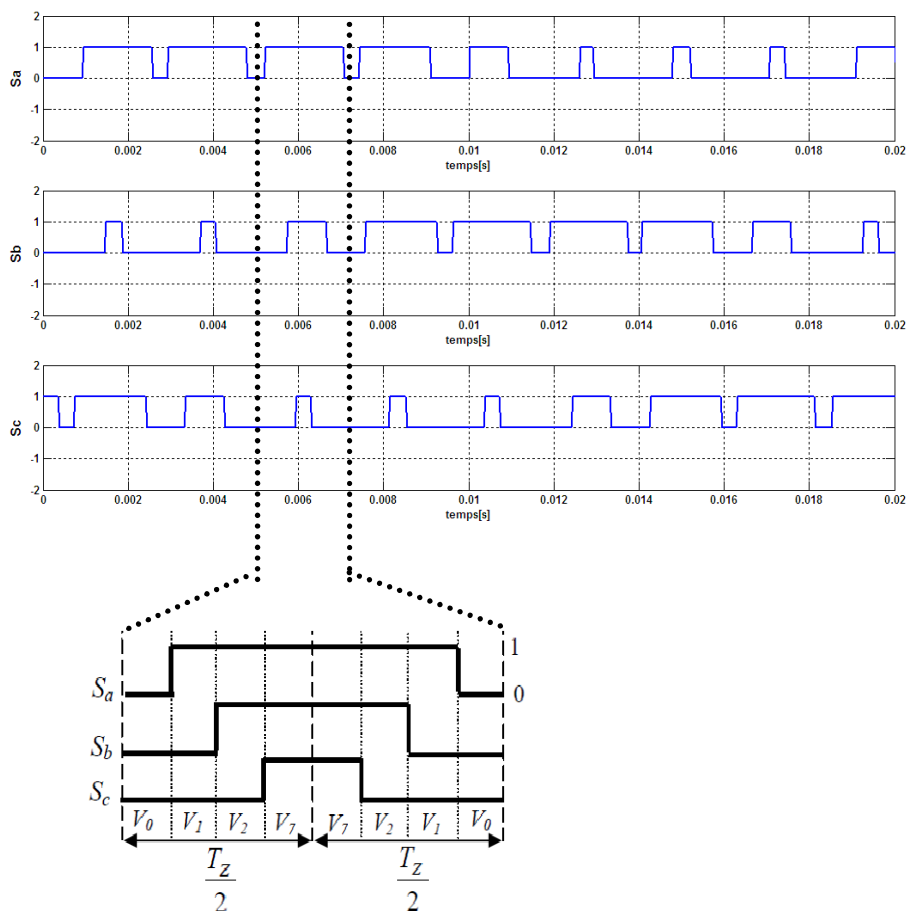
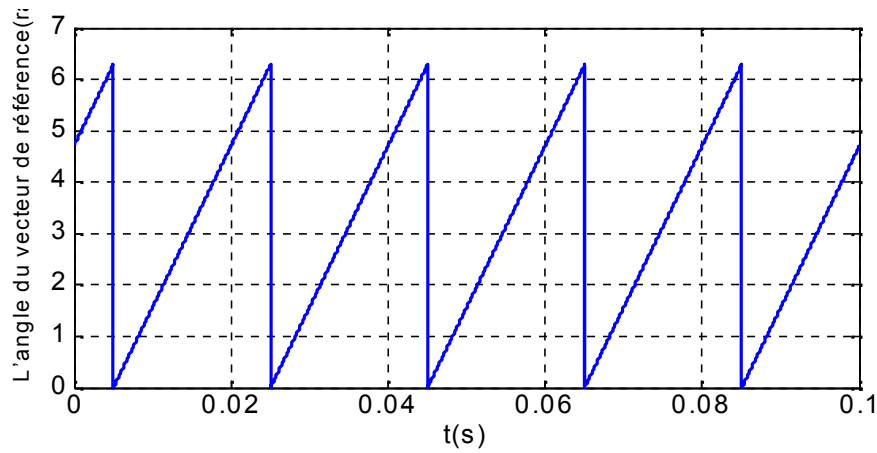


Fig. II.23 : Les signaux des impulsions Sa, Sb et Sc des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur.

**L'angle du vecteur de référence :****Fig.II.24:L'angle du vecteur de référence****II.4.8. Interprétation des résultats obtenus de simulation d'onduleur**

On constate pour cette stratégie que :

- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples  $m.F_r$ .
- L'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées comme le montre les figures (II.21).
- Le taux d'harmoniques diminue quand  $m$  augmente

## II.6. simulation de l'association convertisseur-machine asynchrone

Les figures (II.25), (II.26) représentent respectivement les résultats de simulation de l'association convertisseur-machine asynchrone à vide puis en charge.

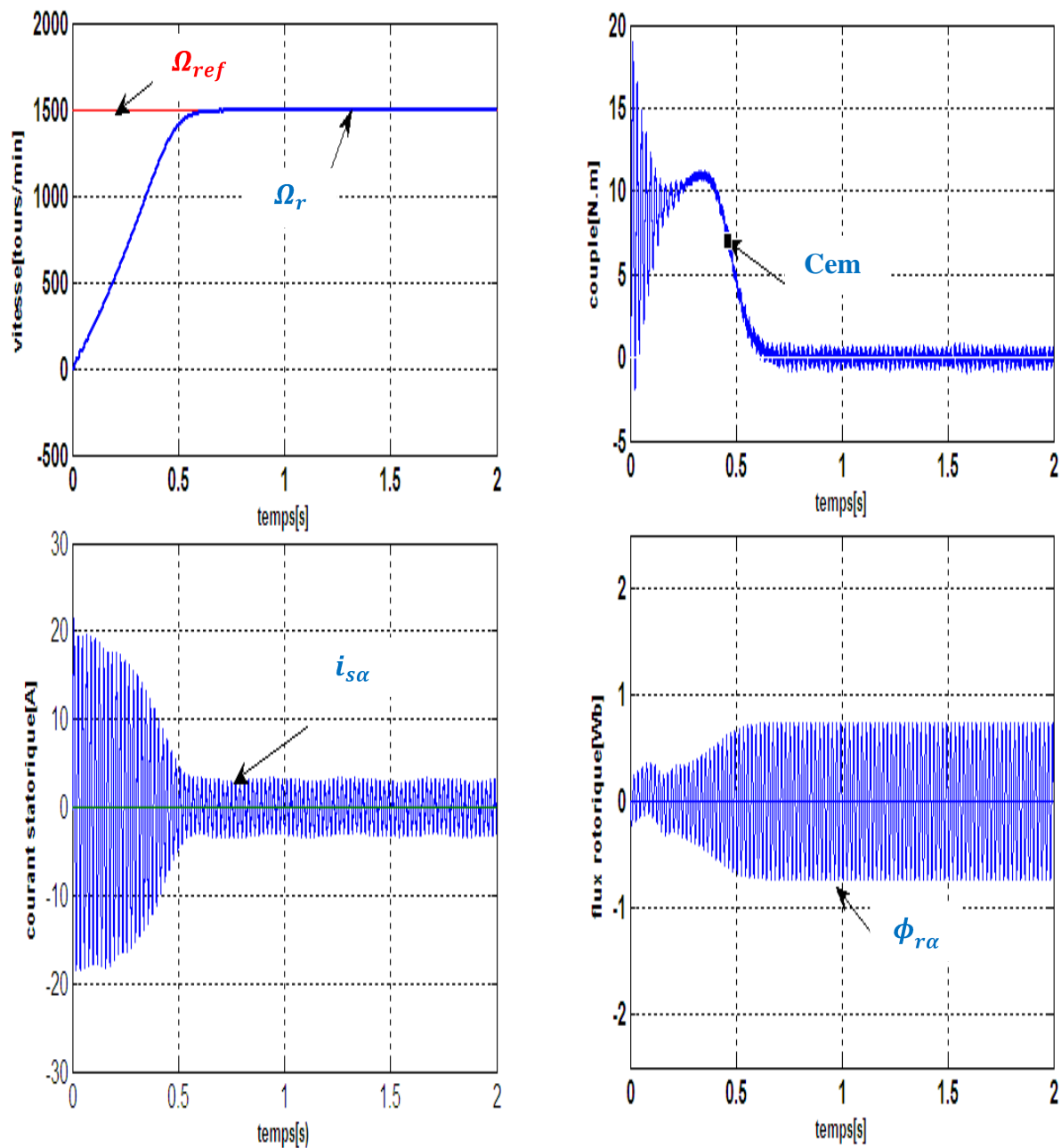


Fig. II.25 : résultat de simulation MAS-onduleur SVPWM à vide

## ➤ Application d'une charge

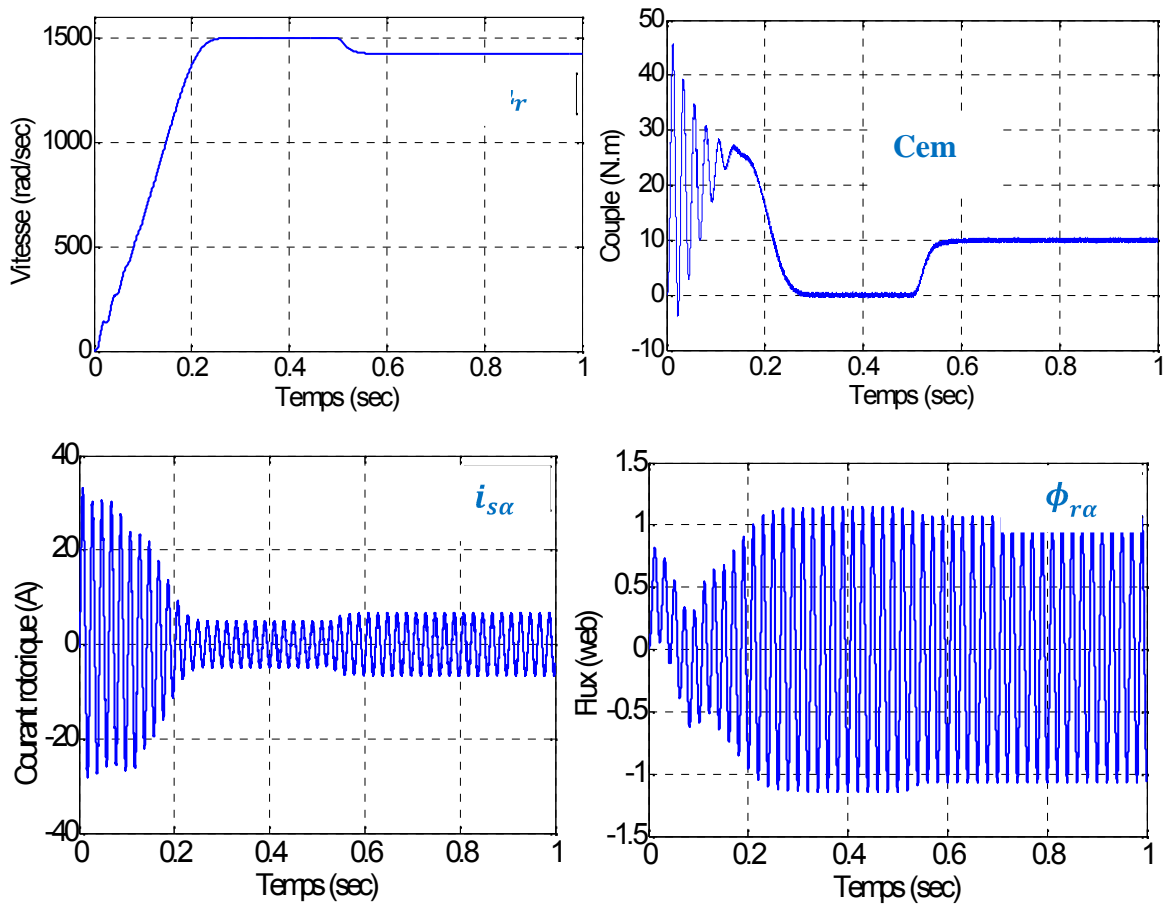


Fig. II.26 : résultat de simulation MAS-onduleur SVPWM avec l'application d'une Charge

### II.5.1. Interprétation des résultats de simulation de l'association convertisseur-machine asynchrone

On remarque que :

- Le couple électromagnétique varie en premier lieu d'une façon très oscillatoire, il atteint une valeur de crête d'environ **18N.m** au démarrage, ceci pour vaincre l'inertie du moteur, ensuite, il revient à une valeur qui compense les pertes par frottement une fois le régime permanent est atteint, ceci d'une façon peu oscillatoire.
- La vitesse de rotation atteint, la vitesse de synchronisme (**1500 tr/mn**) après le régime transitoire qui dure environ **0.5s**.

- Les flux rotoriques atteignent les valeurs de (respectivement **-0.91Wb** et **0.92Wb**) en régime établi.
- La forme du courant statorique  $I_a$  est proche d'une sinusoïde, ceci en régime établi et avec une même fréquence que celle du réseau. Sa valeur de crête est de **3.9A** or pour le régime transitoire, il a une valeur de crête d'environ **28A**.
- Enfin, pour une perturbation de **10N.m**, nous constatons une diminution de la vitesse. Les flux rotoriques direct et en quadrature sont également affectés par cette perturbation, ce qui explique le fort couplage existant entre les enroulements de la machine.

## II.6.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux et l'aspect théorique des différentes stratégies de commande de ce dernier.

La commande MLI permet de se rapprocher d'ondes sinusoïdales parfaites et qualité de formes d'ondes s'améliore avec la montée en fréquence de commutation des composants de puissance.

Il est par conséquent envisageable de mettre en œuvre des commandes contrôlant aussi bien des vecteurs instantanés que des vecteurs (moyens)[7], et on trouve que la commande de l'onduleur par la technique MLI vectorielle nous permet de se rapprocher du cas idéal c'est-à-dire de l'alimentation sinusoïdale.

Ce chapitre traite l'alimentation de la MAS pour les types de commande qui vont être utilisés dans les prochains chapitres (commande de la MAS par mode glissant et commande vectorielle)

## Chapitre III

### *Commande à structure variable par mode glissant de la MAS*

### III.1.Introduction

Les lois de commande classique donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Nous avons ici adopté la technique de réglage par modes glissant, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable qui est constitue une bonne solution à notre problème.

### III.2. Théorie de la commande par mode de glissement

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [4].

Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une "variété" ou "hypersurface" dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système de correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface.

Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation (dans une gamme qui reste plus large par rapport à celle des approches classiques de l'automatique), et à certaines perturbations.

Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système.

On pouvait distinguer les différentes conceptions, applications et base mathématique dans la figure suivante (**Fig. III.1**).

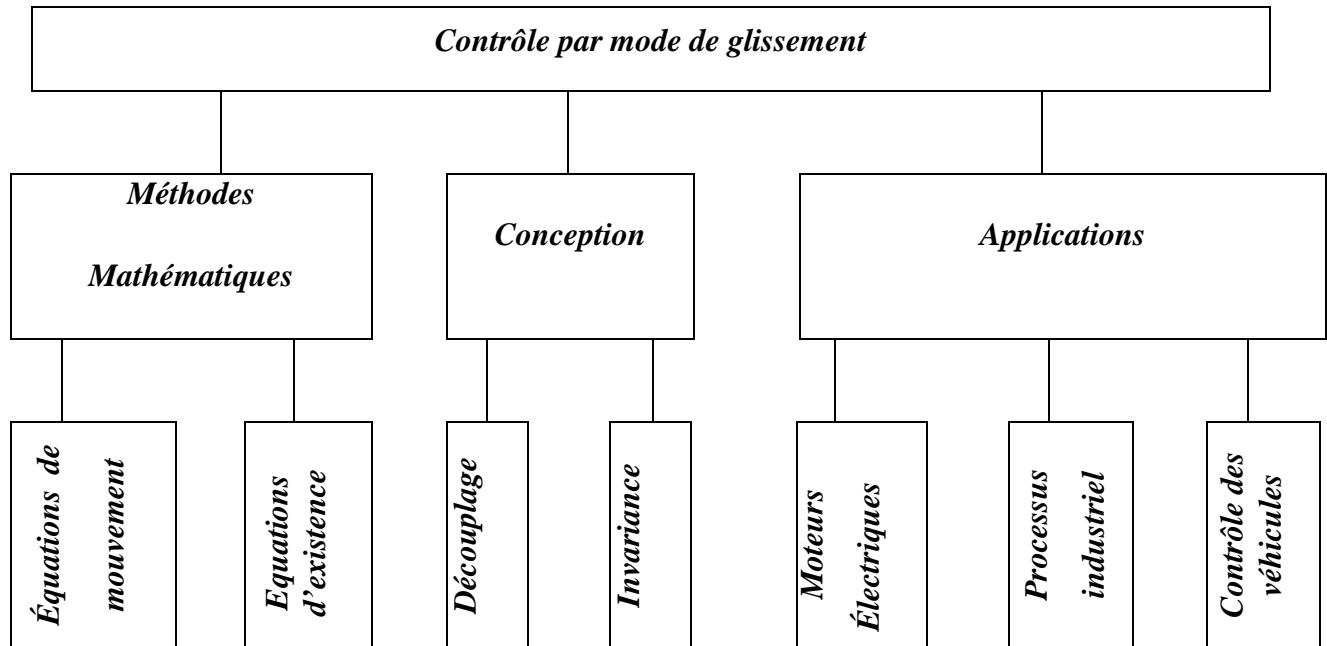


Fig. III.1 Théorie de la commande par mode de glissement

### III.3. Principe du contrôleur à mode glissant

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé [11].

Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attiré vers une surface de glissement défini  $S$  (*Sliding Surface*) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes [12].

Ainsi, la conception de contrôleur à mode glissant passe par deux étapes essentielles [11][12].

- Déterminer le choix et le nombre des surfaces représenter par un vecteur  $S(x) = 0$ .
- Déterminer la loi de commande par une nouvelle entrée discontinue  $u_n(x)$  pour attirer la trajectoire d'état vers la surface.

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas  $n = 2$ ) par exemple:

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.01})$$

Les champs de vecteurs  $u^+$  et  $u^-$  sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.02})$$

Où  $S(x, t)$  est la fonction de commutation (surface). La surface de commutation  $S_0$  est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t) \mid S(x, t) = 0\} \quad (\text{III.03})$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à «n » moins le nombre de fonction de commutation disponible (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction  $f$  se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de  $f^+$  et  $f^-$  qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation  $S_0$ .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour  $f^+$  (respectivement pour  $f^-$ ) et de répulsion pour  $f^-$  (respectivement pour  $f^+$ ).
- La troisième configuration (**Figure (III.02)**) représente des trajectoires de  $f^+$  et  $f^-$  qui convergent vers la surface de commutation  $S_0$ , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé «mode de glissement »

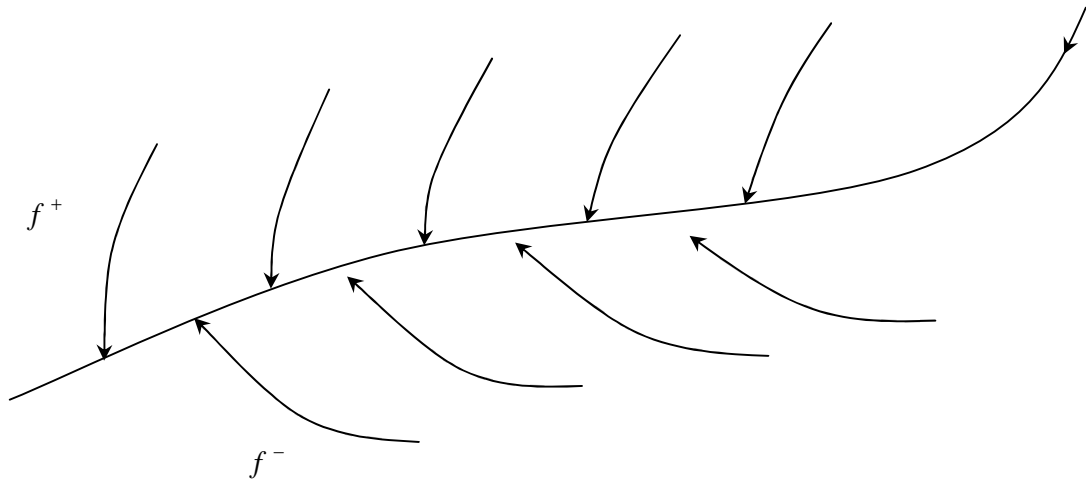


Fig .III.2. Trajectoires de  $f^+$  et de  $f^-$  pour le mode de glissement.

### III.4.Bases mathématiques de la commande à structure variable

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) conduit à des équations différentielles de la forme :

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}(\mathbf{x}, t, \mathbf{u}) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) \mathbf{u}(\mathbf{x}, t) \quad (\text{III.04})$$

où :  $\mathbf{x}$  (vecteur d'état)  $\in \mathbb{R}^n$ ,

$\mathbf{f}$  (vecteur de fonctions de  $x$  et  $t$ )  $\in \mathbb{R}^n$ ,

$\mathbf{B}$  (matrice de fonctions de  $x$  et  $t$ )  $\in \mathbb{R}^{n \times m}$ ,

$\mathbf{u}$  (vecteur commande)  $\in \mathbb{R}^m$ .

$\mathbf{F}$  représente des fonctions continues par morceaux, présentant des discontinuités sur une surface  $S$ . La surface  $S$  peut s'écrire comme :

$$S = \left\{ (x, t) \in \mathbb{R}^{n+1} \mid \sigma(x, t) = 0 \right\} \quad (\text{III.05})$$

où :

$$\sigma(x, t) = [\sigma_1(x, t), \dots, \sigma_m(x, t)]^T = 0 \quad (\text{III.06})$$

Après la conception de la surface  $S$ , le vecteur commande  $\mathbf{u}(x, t) = [u_1(x, t), \dots, u_m(x, t)]^T$ , dont chaque composante  $u_i(x, t)$  subit une discontinuité sur  $S$ , est donné par :

$$u_i(x,t) = \begin{cases} u_i^+(x,t) & \text{si } \sigma_i(x,t) > 0 \\ u_i^-(x,t) & \text{si } \sigma_i(x,t) < 0 \end{cases} \quad i = 1, \dots, m \quad (\text{III.07})$$

L'équation (III.07) nous montre que le changement de valeur du vecteur de commande  $u$  dépend du signe de la surface à  $x$  et  $t$ . La surface  $(x, t)=0$  s'appelle **surface de commutation**, et la commande est indéterminée sur cette surface.

Pour une surface de commutation fermée, les valeurs de commande  $u_i^\pm$  sont choisies de telle sorte que les vecteurs tangents de chaque point de la trajectoire d'état se dirigent vers cette surface tel que l'état est commandé pour se maintenir sur la surface  $(x, t)=0$ . Enfin des régulateurs en boucle fermée se résultent dans ces systèmes discontinus [14].

### III.5. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [11]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [10] (fig.III-03).

◆ **Le mode de convergence (MC) :** Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.

◆ **Mode de glissement (MG) :** C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement.

Il apparaît quand la commande ramène l'état  $x$  sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

◆ **Le mode de régime permanent (MRP) :** Il est nécessaire pour l'étude du Comportement d'un système autour du point d'équilibre.

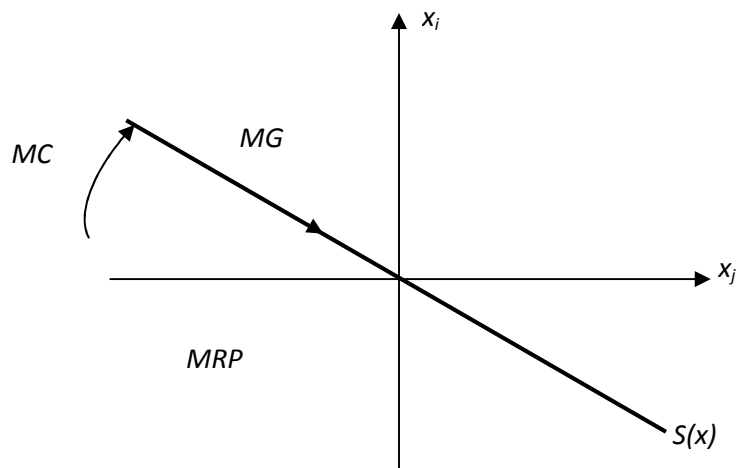


Fig .III.3. Les modes de trajectoire dans le plan de phase

### III.6. La condition d'existence du mode glissant

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu d'une façon continue entre les deux grandeurs  $u_{max}$  et  $u_{min}$  . Pour un système du deuxième ordre avec les grandeurs d'état  $x_{s1}$  et  $x_{s2}$  ce phénomène est démontré à l'aide de la (Figure-III.4)

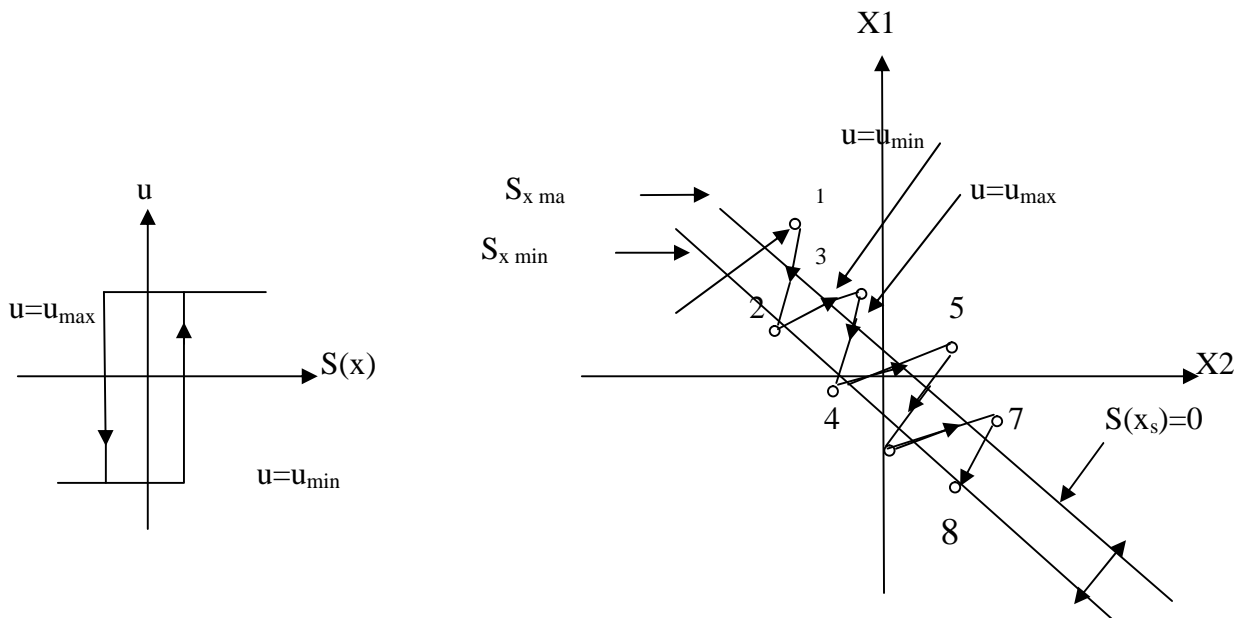


Fig .III.4. Les modes glissant réel

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commutation  $S(x)=0$  (trait mixte). Par conséquent, les commutations ont lieu sur les deux droites décalées parallèlement de  $\delta$ .

L'existence d'un mode de glissement exige la stabilité de la trajectoire d'état à la surface de glissement  $(x, t)=0$ , après un certain temps fini  $t$ , un point représentatif  $x(t)$ , doit être dans un voisinage approprié,  $\{x \mid \|\sigma(x, t)\| < \varepsilon\}$  de  $S$  pour  $\varepsilon > 0$  convenable [18].

Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé. La deuxième méthode de Lyapunov nous fournit un milieu naturel pour l'analyse. Spécifiquement, la stabilité de la surface de commutation exige le choix d'une fonction généralisée de Lyapunov  $V(t, x)$  définie positive, alors que son dérivé est défini négatif.

Soit la fonction de Lyapunov définie positive  $V(t, x) = \sigma(x)\dot{\sigma}^T(x)$ . Alors, dans CSV, et pour que le système bouclé soit stable, il faut que :

$$v^* = \sigma(x)\dot{\sigma}^T(x) < 0 \quad (\text{III.08})$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence, est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable, et donc elle nous permet de déterminer les paramètres de réglage.

Tant que  $\sigma(x)\dot{\sigma}^T(x) < 0$  est vérifié, la dynamique du système sur  $(x)$ , ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction  $f(x, t)$  et dépendent uniquement des paramètres de l'hypersurface choisie, ceci expliquant l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commandée.

### III.7. Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

### III.7.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme .En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [10], [20] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III.09})$$

Il faut choisir « $m$ » surfaces de glissement pour un vecteur  $y$  de dimension « $m$ » .En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état .Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état », Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase .Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. **J. J. Slotine** propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$e(x)$  : L'écart de la variable à régler  $e(x) = x_{ref} - x$ .

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour  $r=1$ ,  $S(x)=e(x)$ .

Pour  $r=2$ ,  $S(x)=\lambda_x e(x)+\dot{e}(x)$ .

Pour  $r=3$ ,  $S(x)=\lambda_x^2 e(x)+2\lambda_x \dot{e}(x)+\ddot{e}(x)$ .

$S(x)=0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x)=0$ .

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre «  $r$  ».

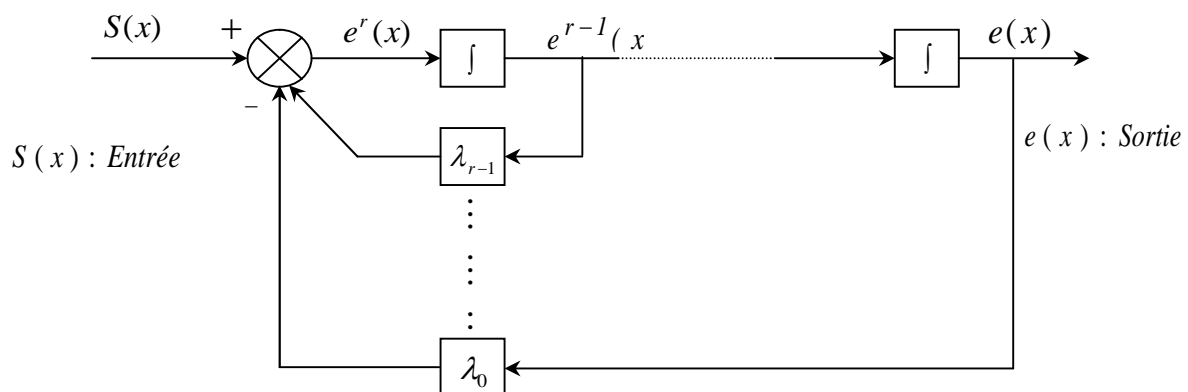


Fig.III. 5. Linéarisation exacte de l'écart.

### III.7.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

#### III.7.2.1 Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [19] :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{III.11})$$

### III.7.2.2 Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e.  $\dot{V}(x) < 0$ ). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [26].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.12})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.13})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.14})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (**Figure III.6**). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

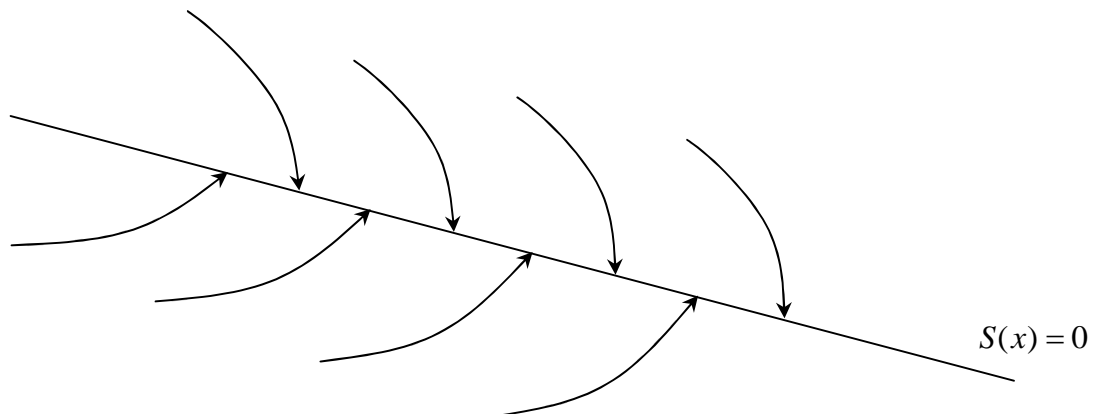


Fig .III.6 . Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

### III.7.3. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants est que la commande doit commuter entre  $u_{Max}$  et  $u_{Min}$  instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (**Figure III-07**). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissement.

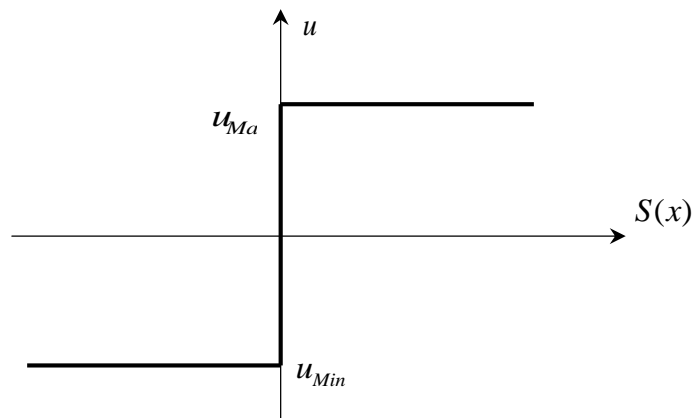


Fig .III.7. Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

#### III.7.3.1. Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (\text{III-15})$$

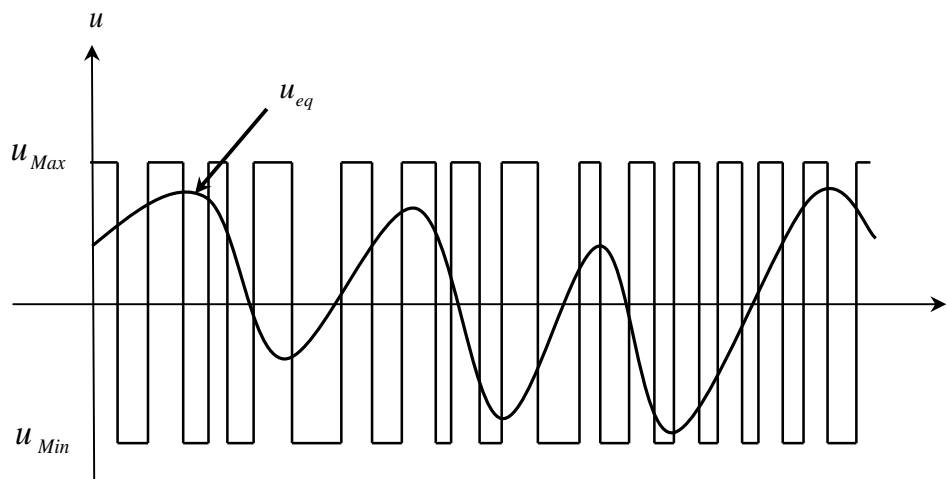
$u_{eq}(t)$  Correspond à la commande équivalente proposée par Filippov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0$$

$u_N(t)$  est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence  $S(x)\dot{S}(x) < 0$ . Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par :

$$\dot{S}(x) = u_N$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $u_{Max}$  et  $u_{Min}$ .



**Fig.III.8.**La valeur continue  $u_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $u_{Max}$  et  $u_{Min}$ .

### III.7.3.2. Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-4) [12].

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \quad \text{(III-16)}$$

Le vecteur  $u$  est composé de deux grandeurs :  $u_{eq}$  et  $u_N$ , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (\text{III-17})$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (\text{III-18})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro) .Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, \quad u_N = 0 \quad (\text{III-19})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $u_{eq}$  par sa valeur (III-18) dans l'équation (III-15) .Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (\text{III-20})$$

Le problème revient à trouver  $u_N$  tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} < 0 \quad (\text{III-21})$$

La solution la plus simple est de choisir  $u_N$  sous la forme de relais (Figure III-09) .Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign} (S(x)) \quad (\text{III-22})$$

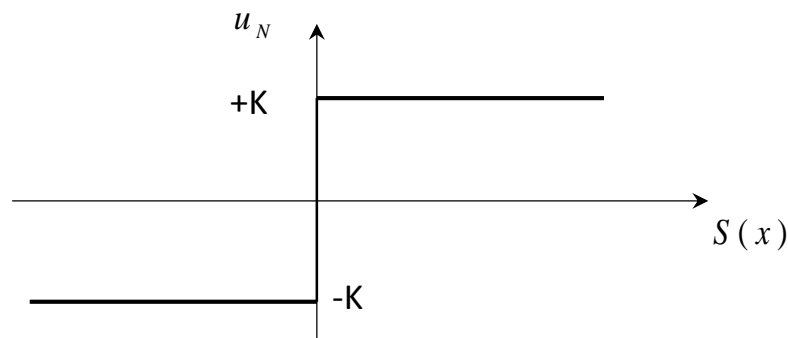


Fig.III.9 . Représentation de la fonction « SIGN »

En remplaçant l'expression (III-21) dans (III-22), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{III-23})$$

Où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$  est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (III-23). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [11].

### III. 7. 4 .Elimination du phénomène de chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [21].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [10] (Figure III.10) :

- Fonction **SAT** :
 
$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases} \quad (\text{III-24})$$

$\mu$  : Un paramètre petit et positif.

- Fonction **SMOOTH** :

On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Figure III.11) ; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (\text{III-25})$$

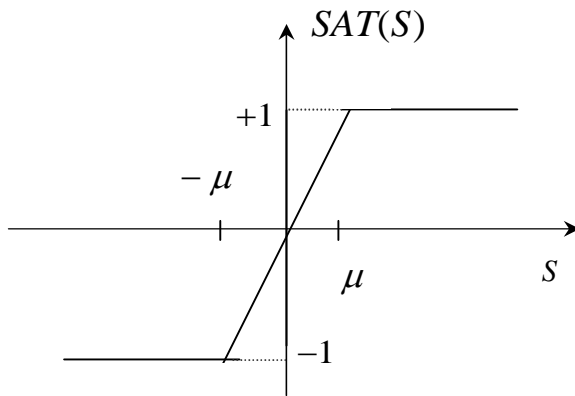


Fig.III.10.Fonction « SAT »

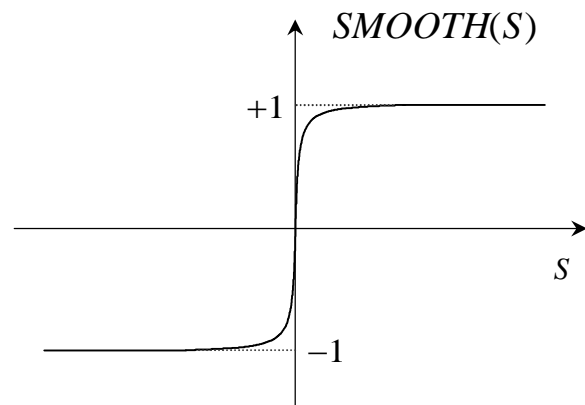


Fig.III.11. Fonction « SMOOTH »

### III.8. Différentes structures du contrôle par mode de glissement

Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état, la dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente [12]. Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

#### III.8.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (III.12), Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée.

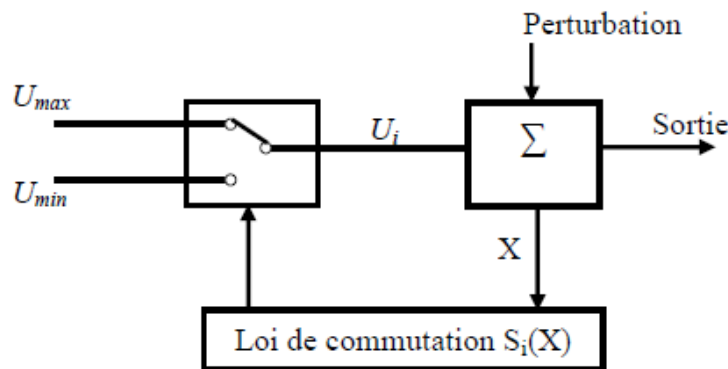


Fig.III.12. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure correspond au fonctionnement *tout ou rien* des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas-à-pas [18].

### III.8 .2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Nous pouvons consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (III.13). D'après les études menées précédemment [18], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système.

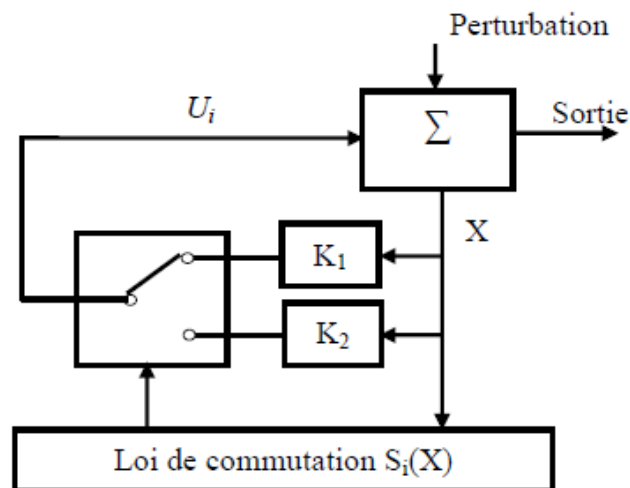


Fig.III.13. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

### III.8 .3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (III.14) présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent.

L'organe de commande est beaucoup moins sollicité mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait l'expression de cette commande équivalente [19].

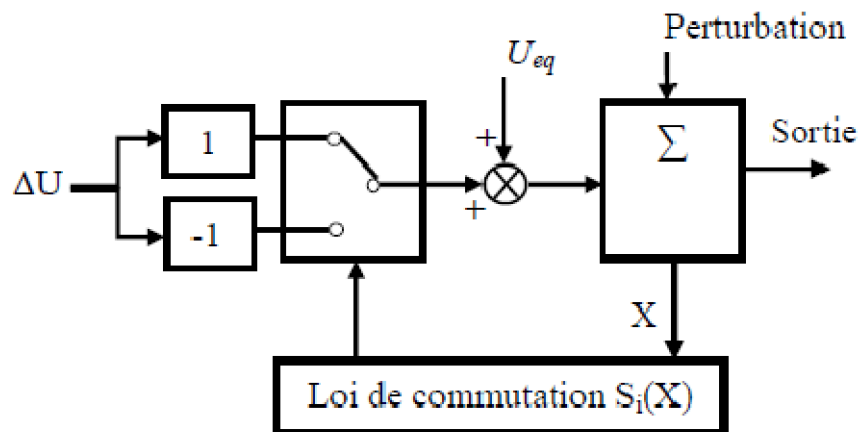


Fig.III.14. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

### III.9. Domaine d'application du réglage par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande, tel que la commande des systèmes hydrauliques ou pneumatiques et la robotique. Il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables : complètement ouvertes ou complètement fermées.

Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz [12].

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots qui nécessitent soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position, dans ce cas le comportement dynamique à haute performance a la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation), sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant.

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages.

### III. 10. Les avantages de la commande par mode glissant

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge et perturbations.
- Il suffit de connaître une borne pour  $v$ , ce qui simplifie le réglage.
- Le choix de la surface de commutation est assez libre.

- La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de  $v$ .

### III.11. Application du mode glissant à la machine asynchrone

#### III.11. 1. Commande du modèle du moteur asynchrone

Le modèle utilisé est le modèle trouvé dans le chapitre (I) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle - . Le modèle d'état est donné par [11]:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_{\alpha s} &= -i_{\alpha s} + \frac{\Gamma}{T_r} \Phi_{\alpha r} + p \quad \Phi_{\beta r} + \dot{V}_{\alpha s} \\
 \frac{d}{dt} i_{\beta s} &= -i_{\beta s} + \frac{\Gamma}{T_r} \Phi_{\beta r} - p \quad \Phi_{\alpha r} + \dot{V}_{\beta s} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha r} &= \frac{M}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \Phi_{\alpha r} - p \quad \Phi_{\beta r} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{\beta r} &= \frac{M}{T_r} i_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \Phi_{\beta r} + p \quad \Phi_{\alpha r} \\
 \frac{d}{dt} \Omega_r &= (\Phi_{\beta r} i_{\alpha s} - \Phi_{\alpha r} i_{\beta s}) - \frac{C_r}{J}
 \end{aligned} \tag{III-26}$$

Le modèle est donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).U(t) \tag{III-27}$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{\alpha s} \ V_{\beta s}] \\ \dot{x} = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \Phi_{\alpha r} \ \Phi_{\beta r} \ \Omega_r]^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T \end{cases} \tag{III-28}$$

Les variables  $x$  sont composés de deux états électriques ( $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ ) et deux états magnétiques ( $\Phi_{\alpha r}, \Phi_{\beta r}$ ) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor  $\Omega_r$ , gouverné par une équation mécanique.

$f$  et  $g$  sont des fonctions des variables  $x$ .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} x_3 + p' x_4 x_5 + \delta V_{\alpha S} \\ \dot{x}_2 = -\lambda x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} x_4 - p' x_3 x_5 + \delta V_{\beta S} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 - p x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta(x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III-29})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} x_3 + \frac{1}{T_r} \left( \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \eta = \frac{pM}{JL_r} \\ = \left( \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \frac{1}{M} & T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \delta = \frac{1}{\sigma L_s} & T_s = \frac{L_s}{R_s} \end{cases} \quad (\text{III-30})$$

### III.11. 2.Choix des surfaces de glissements

Dans le contrôle de la machine, il faut assurer le contrôle de la vitesse, par la suite le contrôle du flux, où la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissement des variables à contrôler où on trouve la vitesse et le flux qui sont donnés dans la forme d'un système de surface du premier ordre linéaire (on prend l'ordre  $r=2$  par exemple).

#### ➤ Régulation de Vitesse $r$

$$s_1 = K_1 e_v + \dot{e}_v \quad (\text{III-31})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$e_v = r - r_{ref} \quad (\text{III-32})$$

On aura

$$s_1 = K_1 (r - r_{ref}) + (\dot{r} - \dot{r}_{ref}) \quad (\text{III-33})$$

#### ➤ Régulation du Flux $r$

$$s_2 = K_2 e_{\Phi_r} + \dot{e}_{\Phi_r} \quad (\text{III-34})$$

Avec l'erreur en flux :

$$e_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{r_{ref}} \quad (\text{III-35})$$

On aura :

$$s_2 = K_2(\Phi_r - \Phi_{r_{ref}}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{r_{ref}}) \quad (\text{III-36})$$

Où :  $K_1$  et  $K_2$  sont des gains positifs.

Le choix du gain  $K$  se fait de façon que la valeur désirée soit imposée à la sortie de chaque régulateur [13].

### III.11. 3. Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} s_1 = 0 \\ s_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{r_{ref}}) + K_1(\Phi_r - \Phi_{r_{ref}}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{r_{ref}}) + K_2(\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{r_{ref}}) = 0 \end{cases} \quad (\text{III-37})$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ( $S_i = 0$ ) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre  $\Phi_{r_{ref}}$  et  $\dot{\Phi}_{r_{ref}}$ , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ( $S_i \times \dot{S}_i < 0$ ) et celle d'invariance ( $\dot{S}_i = 0$ )

### III.11. 4. Loi de commande par mode glissant [27]

Notre but consiste à formuler une loi de commande  $[V_{S\alpha}, V_{S\beta}]$  en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états nécessaires pour le contrôle du moteur asynchrone sont : La vitesse et le flux rotorique ( $\omega_r, \Phi_r$ ).

Pour simplifier le calcul on prendra :

$$\psi = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (\text{III-38})$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\psi}_r = 2x_3\dot{x}_3 + 2x_4\dot{x}_4 \quad (\text{III-39})$$





Loi de commande équivalente est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III-53})$$

La loi de commande attractive est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Sgn(S_1) \\ Sgn(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III-54})$$

Pour que la loi de commutation intervienne de la loi de commande globale, il faut choisir  $v_1$  et  $v_2$  suffisamment grand.

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases}$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D soit inversible :

$$[D] = -\delta^2 \times M \times \dot{r} \quad (\text{III-55})$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta\Psi_r} & \frac{x_3}{\delta M\Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta M\Psi_r} & \frac{x_4}{\delta M\Psi_r} \end{bmatrix}$$

### III.12. Schéma bloc de la commande

La figure (III.15) représente le schéma bloc de la commande par le mode glissant de la MAS, elle comporte le bloc de la machine asynchrone, le bloc de commande par le mode glissant (commande non-linéaire et commande équivalente) et le bloc de convertisseur de fréquence (onduleur SVPWM).



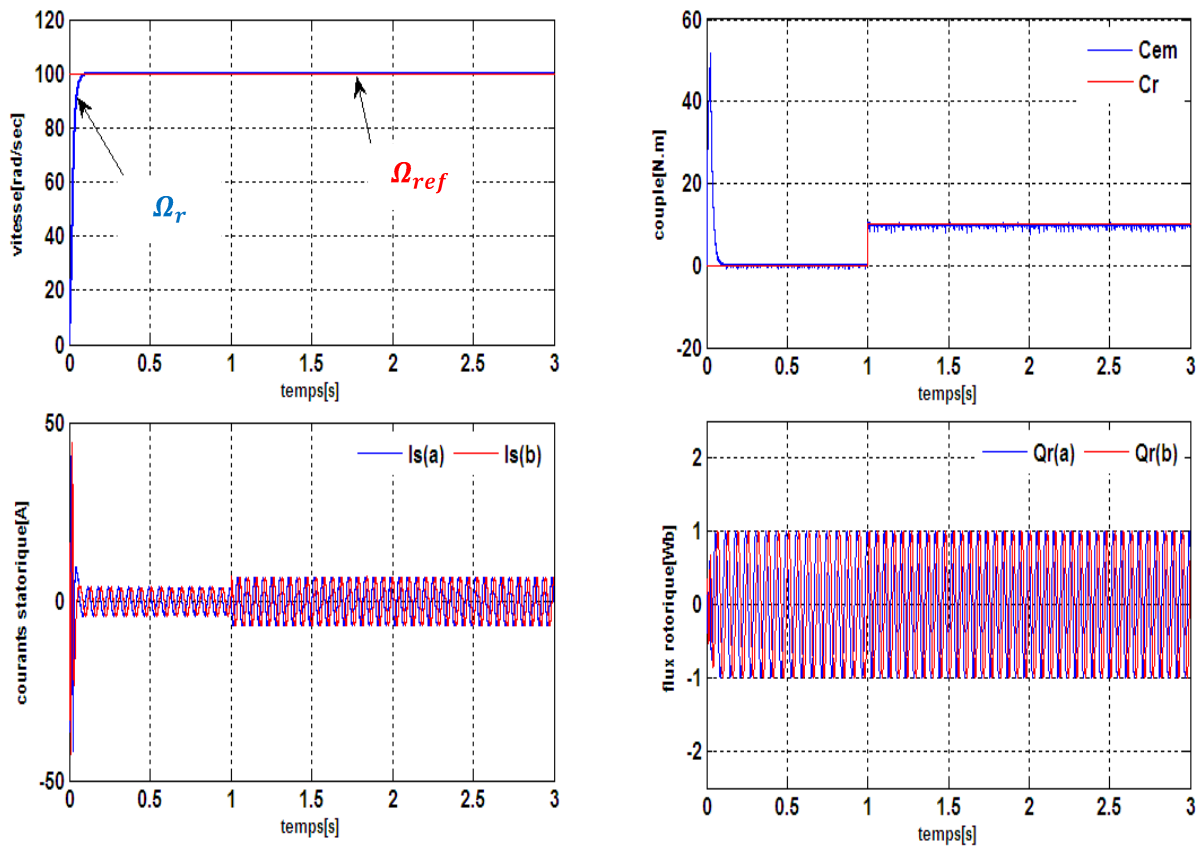


Fig.III.16. a : à vide puis en charge à  $t=1s$

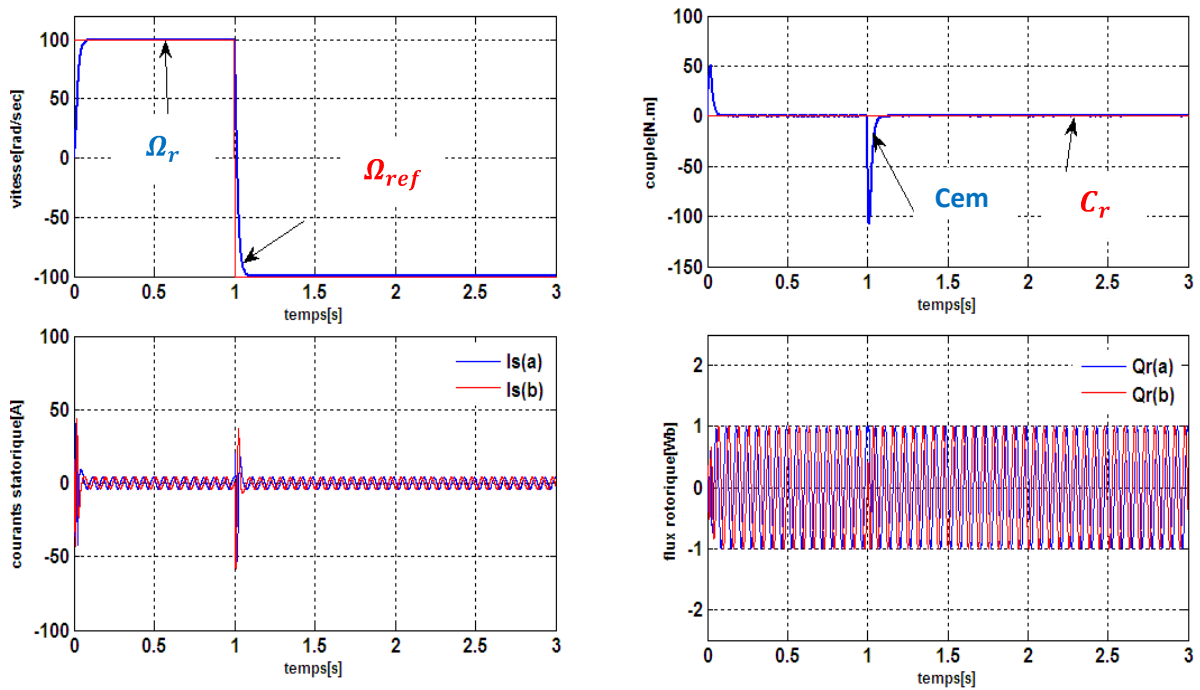


Fig.III.16. b : à vide puis l'inversion du sens de rotation à  $t=1s$

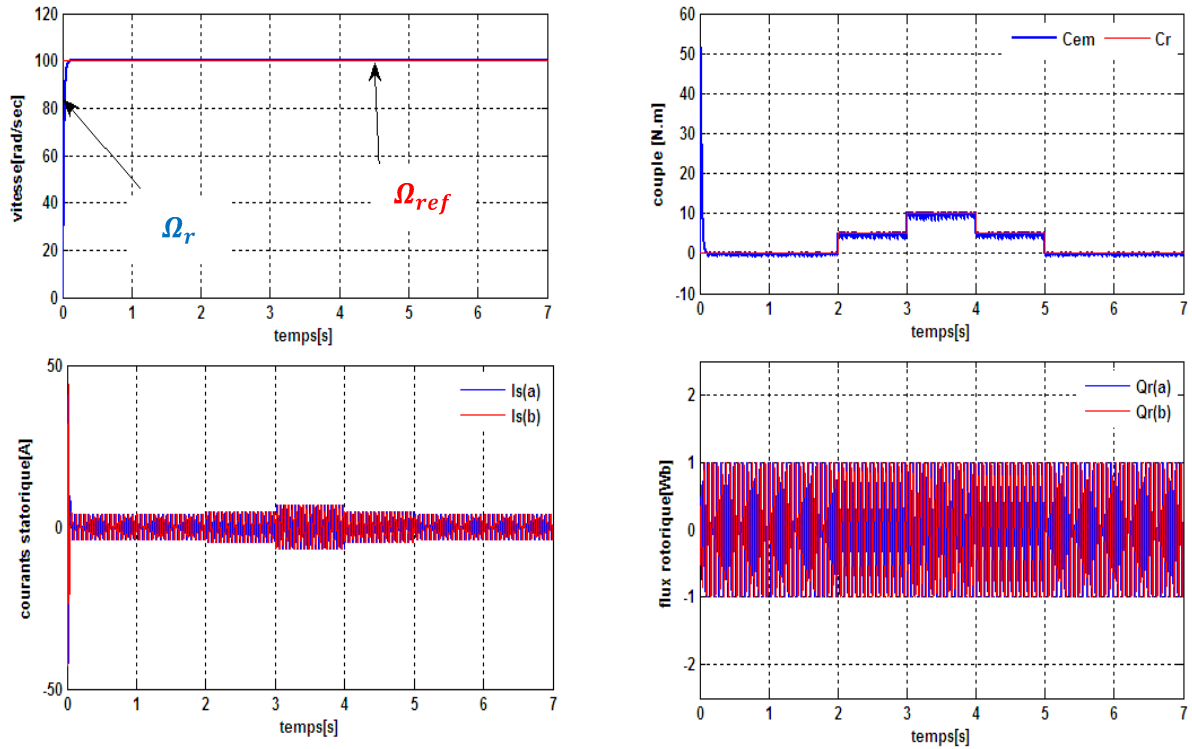


Fig.III.16.c : à vide puis à charge t=2 : 3 Cr=5N.m ,t=3 : 4 Cr=10N.m

t=4 : 5 Cr=5N.m

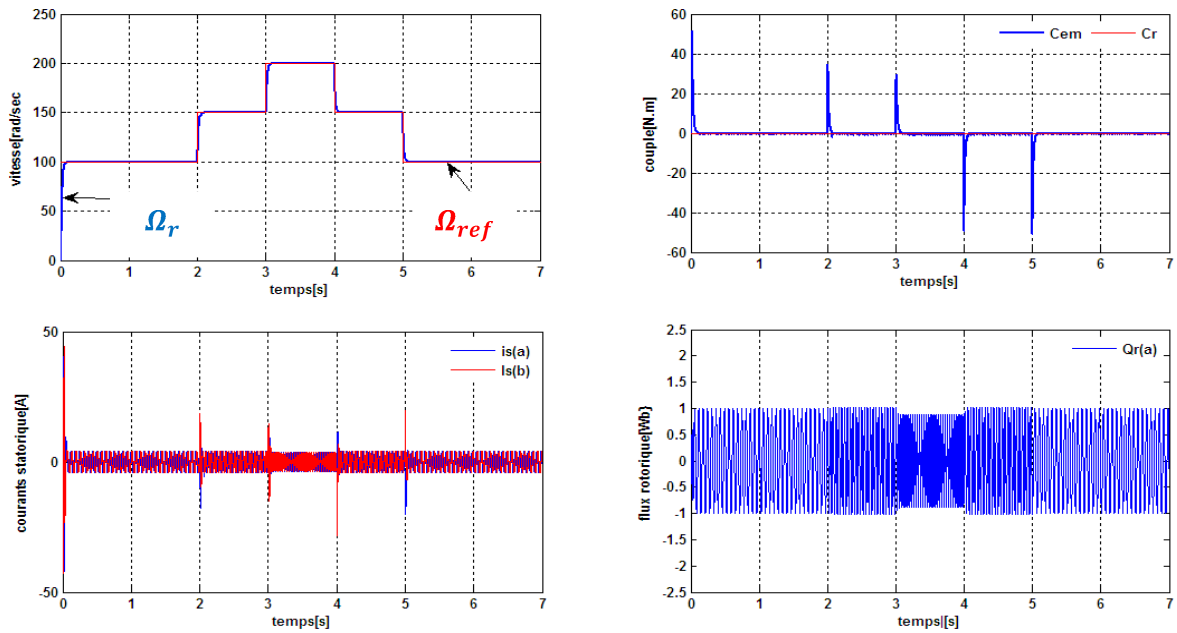


Fig.III.16.d : la variation de la vitesse

Fig.III.16. résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MAS alimentée par un onduleur de tension SVPWM

La figure **(III-16-a)** représente les résultats de simulation de l'essai a vide et en charge, cette figure montre qu'avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs **(0.1s)** .Après l'application de la charge (**Cr = 10 N.m**), on constate aucune influence sur l'allure de vitesse.

Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge.

Au moment de l'inversion de la vitesse dans La figure **(III-16-b)** en constate une variation négligeable au niveau les composantes du flux rotorique, pour une inversion de la vitesse, on remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même L'allure de couple et des courants statoriques présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Les résultats de simulation de la figure **(III.16.c)** montre que la vitesse atteinte très rapidement sa référence sans aucun dépassement .L'allure de couple électromagnétique présente le fort couple aux premiers instants de démarrage, puis suit sa référence. Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge .Le découplage est toujours réalisé.

La figure **(III.16.d)** présente les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse **(100rad/s, 150 et 200rad/s)** .On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement sa nouvelle référence, ce la veut dire que la régulation est robuste. Le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

On remarque aussi une diminution en module de la composante directe du flux lors la variation en sur vitesse (mode défluxé), puis retourne à sa valeur désiré. La composante quadrature du flux présente une petite variation en module.

Les courbes des courants présentes des pics aux moments la variation de la vitesse.

### **III.1 3. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. Après la présentation de la théorie de base de cette commande, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la CSV qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires.

Une étude comparative entre la commande glissante et la commande vectorielle sera traitée dans le chapitre suivant, avec une analyse de leurs impacts sur la commande de la MAS.

## **Chapitre IV**

**Etude comparative entre  
les performances du mode  
glissant et la commande  
vectorielle**

## IV.1. Introduction

Depuis plusieurs années, les recherches universitaires et industrielles ont été développées à fin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone, équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce type de contrôle, le flux et le couple, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment. Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur à induction, est un principe caractéristique du contrôle vectoriel.

Ce dernier conduit à des entraînements asynchrones à hautes performances industrielles supportant les perturbations dues à la charge.

Les bases de cette théorie, appelée contrôle vectoriel ou contrôle par flux orienté ont été proposées par **BLASCHE** en 1971. Il ramène le comportement du moteur à induction à celui d'un moteur à courant continu. Il consiste à placer le repère (d,q) tel que l'axe (d) coïncide avec le flux à orienter.

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel par orientation du flux. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, sous forme des schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation. Après, on fera une étude comparative entre les deux commandes, commande par mode glissant (chapitre III) et commande vectoriel (présent chapitre) pour but d'évaluer les performances.

## IV.2. Objectif de la commande vectorielle

Le but est d'éliminer le problème de couplage entre le rotor et le stator en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre commande le couple. Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'un moteur à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple.

De nombreuses variantes ont été présentées dans la littérature. On peut citer par exemple [21]:

- Selon la source d'énergie:
  - Commande en tension.
  - Commande en courant.
- Selon l'orientation du repère (d,q) suivant :
  - Flux rotorique.
  - Flux statorique.
  - Flux d'entrefer.

- Selon la détermination de la position du flux :
  - Directe par mesure ou observation du vecteur flux (module, phase).
  - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

### IV.3. La commande vectorielle par orientation du flux

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

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

Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [26].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d.q.». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d.q.» entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme il est illustre sur la figure (fig. IV.1).

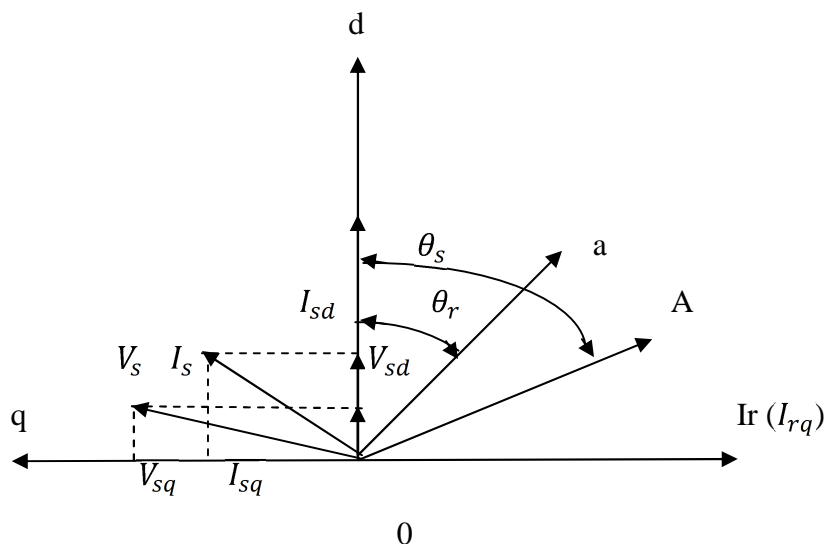


Fig. IV.1. Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

Le flux ( ) peut représenter:

$$\text{Flux rotorique : } \quad r_d = r ; \quad r_q = 0 \quad \text{(IV.01)}$$

$$\text{Flux statorique : } \quad s_d = s ; \quad s_q = 0 \quad \text{(IV.02)}$$

$$\text{Flux d'entrefer : } \quad g_r = g ; \quad g_q = 0 \quad \text{(IV.03)}$$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [7].

Dans ce chapitre on utilise la méthode du contrôle vectoriel directe par orientation du flux rotorique.

#### IV.4. Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

La commande par orientation du flux, consiste à régler le flux par une composante directe du courant et le couple par la composante en quadrature. Dans ce contexte, le choix adéquat du système (d,q) est très important, il doit être adapté à cette commande qui garantit le découplage entre le flux et le couple [23].

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence (d,q) lié au champ tournant. Si on décompose le courant statorique en ses composantes  $I_{sd}$  suivant le flux rotorique et  $I_{sq}$  en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On aura alors des fonctionnements similaires à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage est naturel entre le couple et le flux [19].

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse  $\omega_s$  (figure( IV.2)), donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

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

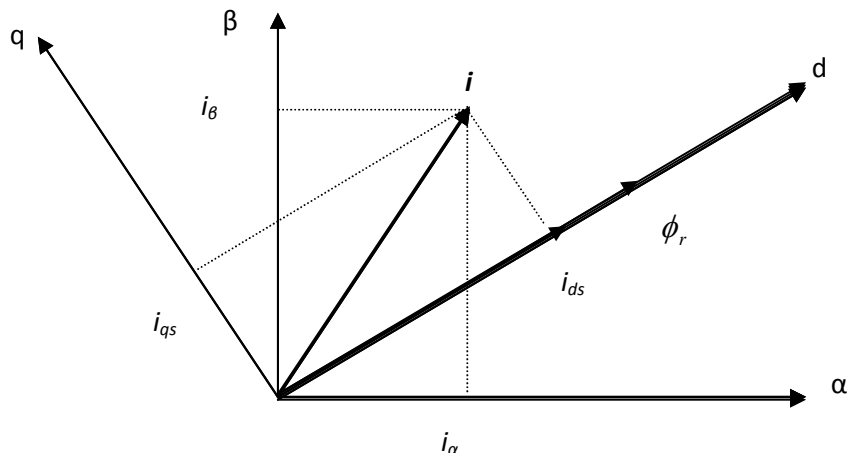


Fig. IV.2. Orientation du flux rotorique

D'après ces propriétés on peut écrire:

L'expression du couple de la M.A.S est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{IV.04})$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe (d) d'un repère lié au champ tournant, (fig. IV.2) :

$$\left. \begin{array}{l} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{array} \right\} \quad (\text{IV.05})$$

Le couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq}) \quad (\text{IV.06})$$

Où encore moyennant une constante K prés,  $C_{em}$  devient.

$$\left. \begin{array}{l} C_{em} = K \cdot \Phi_{Rd} \cdot i_{sq} \\ K = p \frac{M}{L_R} \end{array} \right\} \quad (\text{IV.07})$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La figure (IV. 3) montre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor .Telle que la relation suivante [4] :

$$\left\{ \begin{array}{l} s = r + g \\ s = r + \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{r} \\ s = s \, dt \end{array} \right. \quad \text{(IV.08)}$$

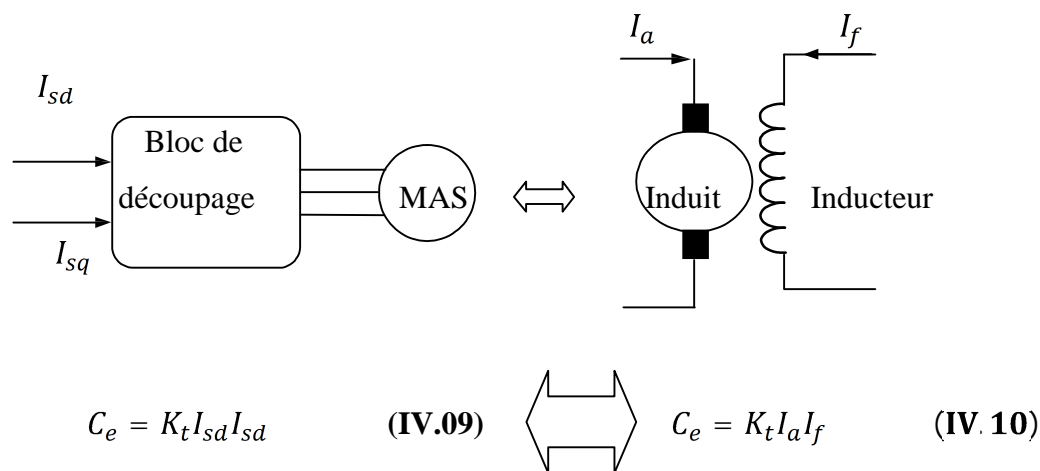


Fig. IV.3.Equivalence entre MAS et MCC

### IV.5. Les différentes méthodes de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur la commande vectorielle utilisent deux méthodes principales :

La première « méthode indirecte » a été initiée par **K.HASS**. La seconde connue sous le nom « méthode directe » a été introduite par **F.BLASCHKE**.

#### IV.5.1.Commande vectorielle directe [14]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement.

Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

### IV.5.2. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position.

Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statorique mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statorique et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode directe de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur.

## IV.6. Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statorique ( $V_{sd}, V_{sq}$ ) et la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ) [15].

### IV.6.1. Système d'équations liées au flux rotorique

Les lois de commande sont obtenues en injectant les conditions de la commande vectorielle ( $i_{rq}=0$  et  $i_{rd} = \text{constante}$ ) dans les équations d'état de la machine représentées dans le repère lié au champ tournant:



### IV.6. 3.Découplage par compensation[23]

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le dernier type de découplage

Définissons deux nouvelles variables de commande  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  telles que:

$$V_{ds} = V_{ds1} - e_d \quad (IV.12)$$

$$V_{qs} = V_{qs1} - e_q \quad (IV.13)$$

$$e_d = \sigma L_s i_s - L_{sq} - \frac{M}{r} S \omega_r \quad (IV.14)$$

$$e_q = -\left( \sigma L_s i_s - L_{sd} + \frac{M}{r} S \omega_r \right) \quad (IV.15)$$

Tel que :

$e_{sq}$ : fem de rotation créée par  $i_{sd}$

$e_{sd}$ : fem de rotation créée par  $i_{sq}$

Ce découplage est basé sur l'introduction de termes compensatoires  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$ . On peut utiliser une estimation du flux réel  $\psi_r$  pour le calcul de ces valeurs  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$ . La synthèse des régulateurs porte sur des systèmes linéaires, mais une erreur ou une dérive sur les paramètres de la machine provoquent une réapparition du couplage et de la non stationnarité du système et parfois même sa déstabilisation. Il faut donc utiliser des régulateurs robustes.

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_t i_{sd} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_t i_{sq} \end{cases} \quad (IV.16)$$

### IV.6. 4.Fonctionnement à toute vitesse (Bloc de défluxage)

La variation de la fréquence statorique est obtenue par des montages électriques spéciaux appelés convertisseurs de fréquence qui sont en général alimentés en amont par le secteur standard à tension et fréquence fixes (220/380V, 50HZ) et qui à leur tour alimentent la machine commandée à fréquence et tension réglables.

Le mode d'action sur la fréquence du stator devient plus bénéfique par une commande judicieuse du flux, car cela permet d'utiliser la machine dans une plage de vitesse aussi large que possible et

avec des rendements meilleurs. Ce genre d'opération est dénommé opération à toute vitesse, où l'on distingue séparément deux zones de variation de vitesse [25].

- la zone de la sous-vitesse (fonctionnement hypo synchrone) est pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale de la machine. Dans ce cas, la commande doit maintenir le couple constant (maintenir le flux à une valeur nominale constante).
- La zone de survitesse (fonctionnement hyper synchrone) correspond aux vitesses supérieures à la vitesse nominale, dans ce cas le couple est inversement proportionnel à la vitesse (fonctionnement à puissance constante), le maintien d'une équi-puissance nécessite l'augmentation de la fréquence glissée avec la vitesse.

➤ **Bloc de défluxage :**

Lors des testes en variation de sur vitesse on utilise le bloc défluxage qui donne un flux constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale et décroît pour les vitesses supérieures à cette vitesse.

La fonction de défluxage qui impose la consigne de flux  $\Phi_r$  suit le profil de la figure(IV-5)

$$\Phi_r = \Phi_{r\ nom} \quad \text{si } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

$$\Phi_r = 0 \quad \text{si } |\Omega| > \Omega_{nom}$$

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

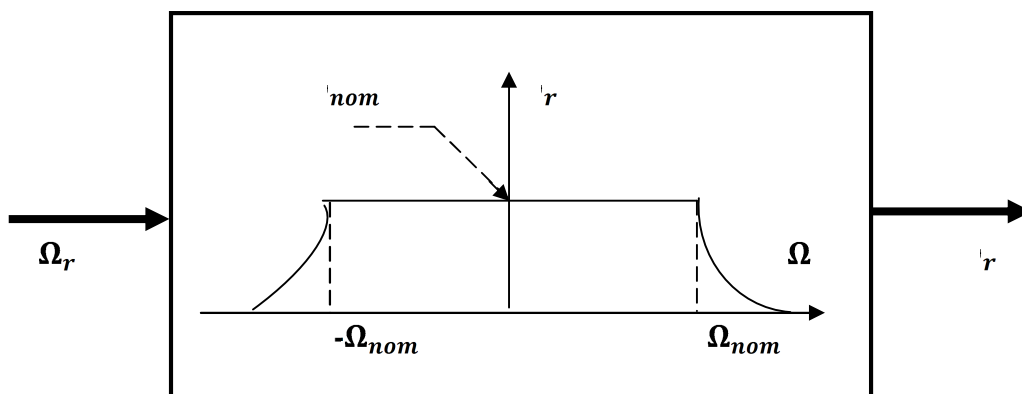


Fig. IV.5. Profil du flux rotorique de défluxage

Le flux de référence est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part ce bloc permette en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excédée de la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper-synchrones [26].

## IV.7 .Calcul des régulateurs

### IV.7 .1. Caractéristiques des régulateurs

#### a-Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [17].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [13].

#### b-Précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

#### c-Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations [17].

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle « **PI** » qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité).

Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, une boucle est réalisée pour le flux et une autre boucle pour la vitesse de la machine.

### IV.7 .2. Calcul des régulateurs :

- **Régulateur de courant [14] :**

Le découplage proposé ( **V-16**) permet d'écrire :

$$\frac{i_{sd}}{v_{sd}} = \frac{1}{(R_t + L_s S)} \quad (\text{IV.17})$$

$$\frac{i_{sq}}{v_{sq1}} = \frac{1}{(R_t + \sigma L_s s)} \tag{IV.18}$$

$$R_t = R_s + \frac{2}{L_s T_r} \tag{IV.19}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type première ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type :

$$PI(s) = K_P + \frac{K_i}{s} \tag{IV.20}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure(IV.6)

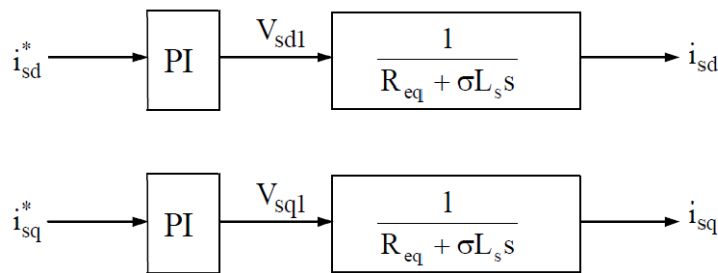


Fig. IV.6. Schéma en boucle ouverte

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

Soit :

$$\frac{\sigma L_s}{R_t} \cdot s + 1 \quad \text{Par} \quad \frac{K_P}{K_i} \cdot s + 1$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_P}{K_i} = \frac{\sigma L_s}{R_t} \tag{IV.21}$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{K_i}{R_t \cdot s} \tag{IV.22}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la fig. IV.7

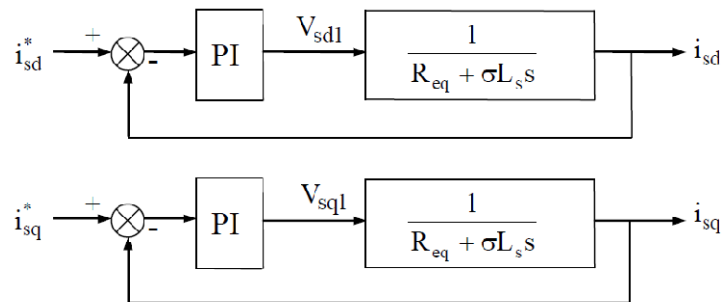


Fig. IV.7. Schéma en boucle fermée

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BF(s) = \frac{1}{\frac{R_t}{K_i} \cdot s + 1} \tag{IV.23}$$

Donc :  $\tau_i = \frac{R_t}{K_i}$

Les paramètres de régulateur de courant sont :

$$K_i = \frac{R_t}{\tau_i} \tag{IV.24}$$

$$K_P = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \tag{IV.25}$$

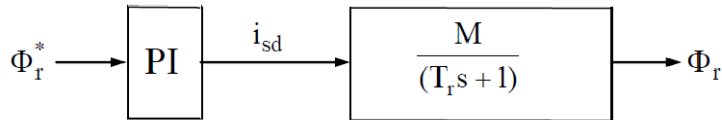
• **Régulateur de flux [26] :**

Le découplage proposé ( V-11) permet d'écrire :

$$\frac{\Phi_r}{i_{sd}} = \frac{1}{T_r \cdot s + 1} \tag{IV.26}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type première ordre.

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la **fig. IV.8**



**Fig. IV.8. Schéma en boucle ouverte**

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

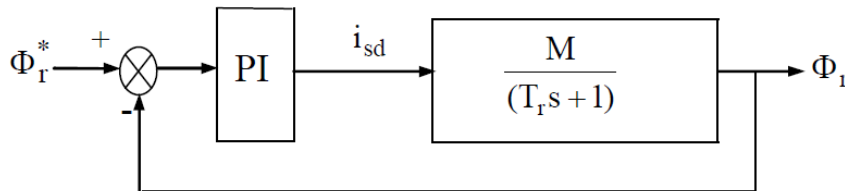
Soit :

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = K_{p\phi} \quad (\text{IV.27})$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$\text{BO}(s) = \frac{1}{\frac{s}{K_{i\phi}}} \quad (\text{IV.28})$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la **fig. IV.9**



**Fig. IV.9. Schéma en boucle fermée**

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$\text{BF}(s) = \frac{1}{\frac{s}{K_{i\phi}} + 1} \quad (\text{IV.29})$$

Donc :

$$\tau_{\phi} = \frac{1}{K_{i\phi}} \quad (\text{IV.30})$$

Les paramètres de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{\tau_\phi} \\ K_{p\phi} = \frac{r}{\tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

- Régulateur de vitesse (PI) [26] :

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

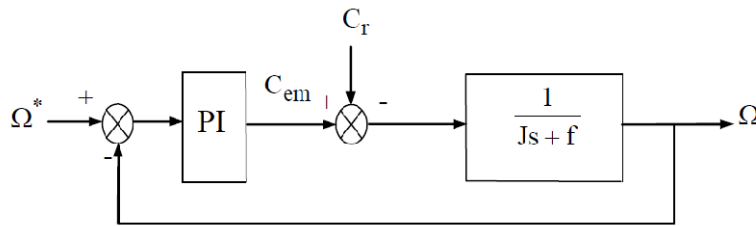


Fig. IV.10. Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse (PI)

Nous avons :

$$\frac{C_e - C_r}{J.S + f} \quad (\text{IV.32})$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, s'écrit alors :

$$= \frac{1}{j_s + f} \left( \frac{K_{p\Omega} + K_{i\Omega}}{s} \right) ( \quad - \quad ) - \frac{C_r}{j_s + f} \quad (\text{IV.33})$$

Soit :

$$= \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} \cdot s + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}} \cdot s^2 + \frac{K_{p\Omega} + J}{K_{i\Omega}} \cdot s + 1} - \frac{\frac{s}{K_{i\Omega}}}{\frac{J}{K_{i\Omega}} \cdot s^2 + \frac{K_{p\Omega} + J}{K_{i\Omega}} \cdot s + 1} \quad (\text{IV.34})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique  $\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1}$

$$\begin{aligned} K_{i\Omega} &= J\omega_n^2 \\ K_{p\Omega} &= 2\xi\omega_n J - f \end{aligned} \quad (\text{IV.35})$$

### IV.8. Résultats de simulation de l'association MAS- onduleur ( SVPWM)

La machine commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique, est mise en évidence par simulation numérique sous environnement *MATLAB/ SIMULINK*.

La commande rapprochée est réalisée par la technique MLI vectoriel (SVPWM), Les figures suivantes montrent les performances de réglage lors d'un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge à  $t = 1$  s, puis à l'inversion de la consigne à  $t = 3$  s jusqu'à  $t = 4$  s.

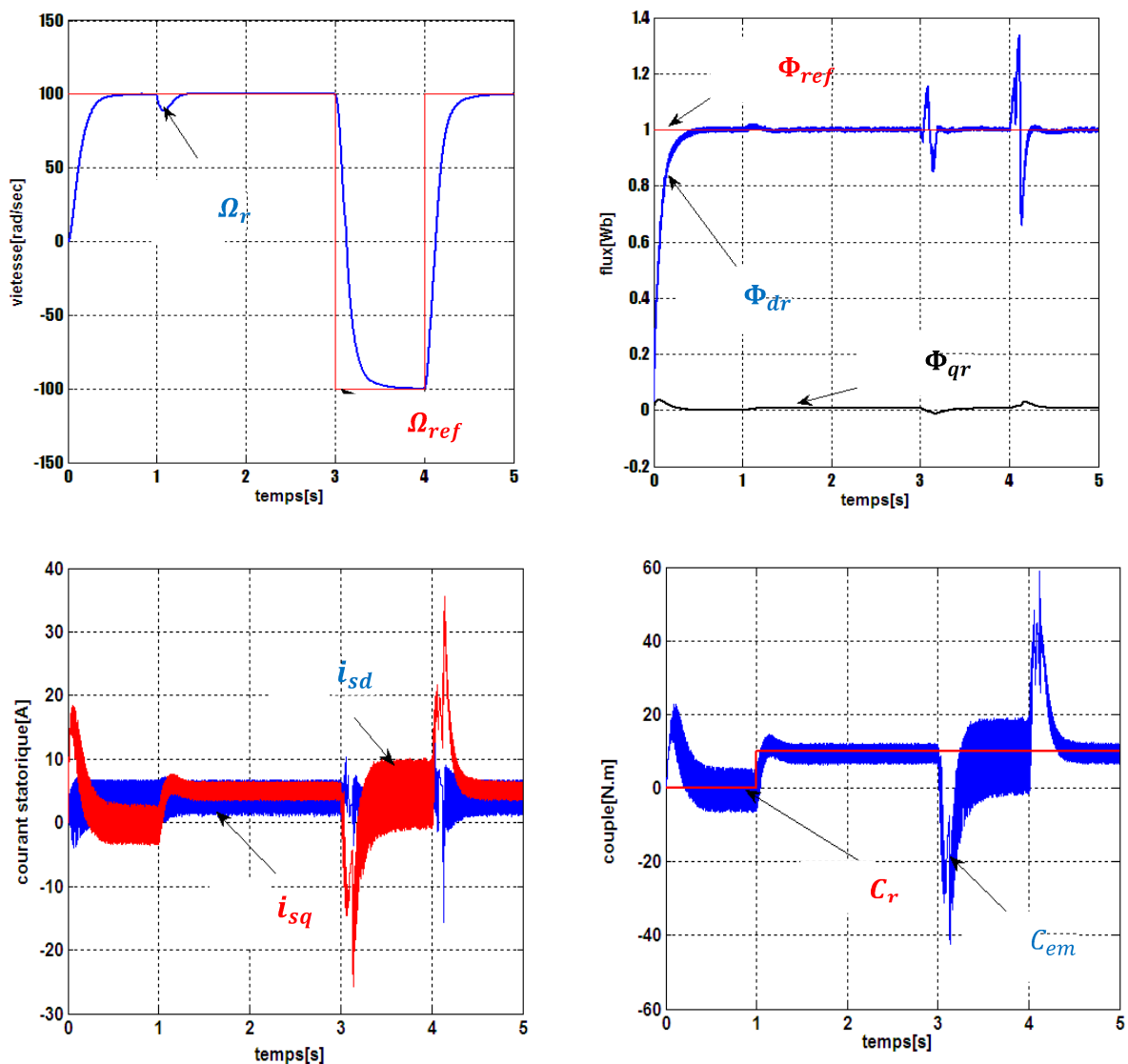


Fig.IV.11. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS- onduleur SVPWM avec la variation de charge et sens de vitesse

La figure (IV.11) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilisée par la valeur de vitesse de référence. Après l'application de charge ( $C_r = 10\text{N.m}$  à  $t = 1\text{s}$ ), la courbe présente une chute dans sa valeur puis se stabilise à sa valeur de référence (100 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge. Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge.

Les composantes du flux rotorique subissent une chute au moment de l'application de la charge puis se stabilisent à la valeur désirée,

La variation de vitesse ( $t = 3 : 4\text{s}$   $= -100 \text{ rad/sec}$ ) entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur avec une petite erreur.

### IV.9. Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande en mode glissant

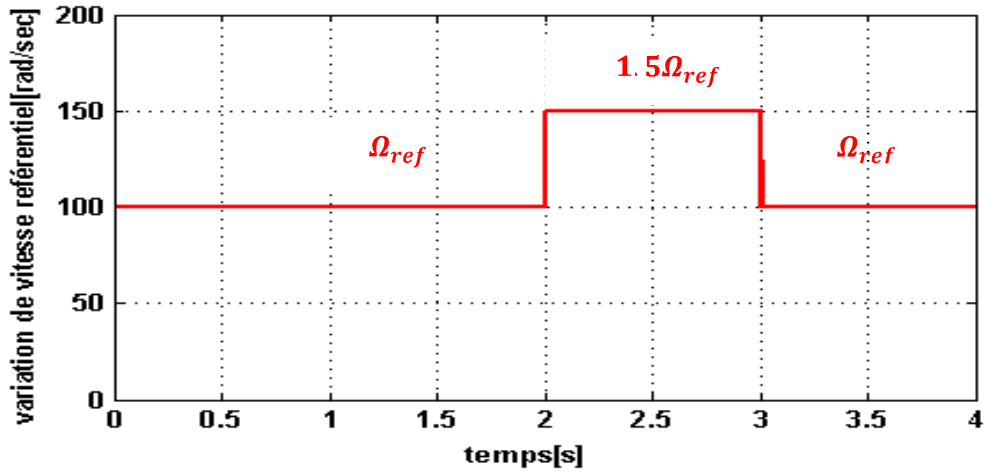
Les deux méthodes de commande décrites précédemment (commande vectorielle, et commande par mode glissant) présentent des performances très intéressantes malgré leurs inconvénients. Pour montrer la différence nous simulons les deux commandes avec onduleur SVPWM pour le mode de fonctionnement suivant :

- Démarrage en charge à l'instant  $t = 1\text{s}$ , à flux constant égale 1 Web.
- Vitesse et flux constants, la vitesse égale à 100rad/s.

### IV.9. Tests de robustesse

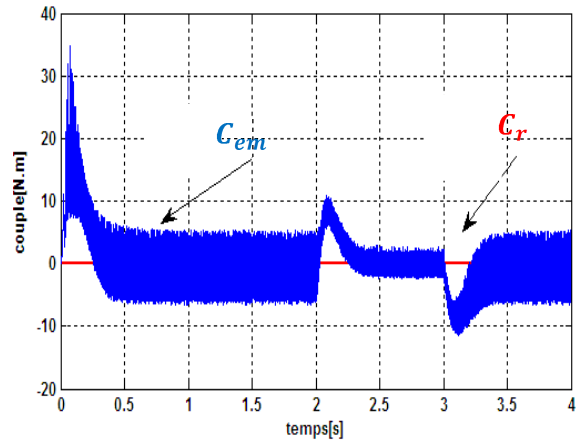
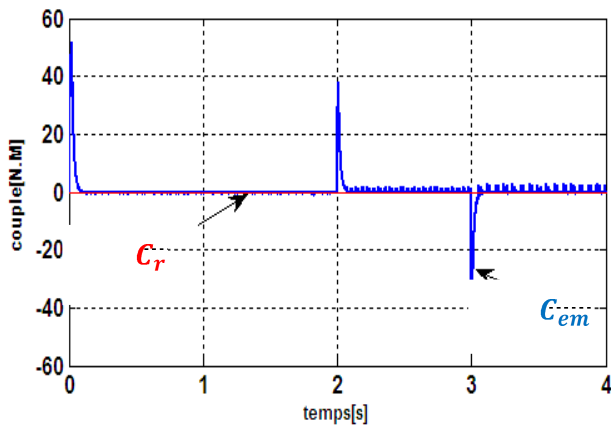
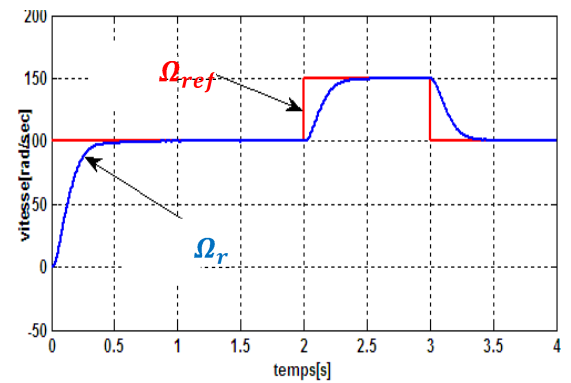
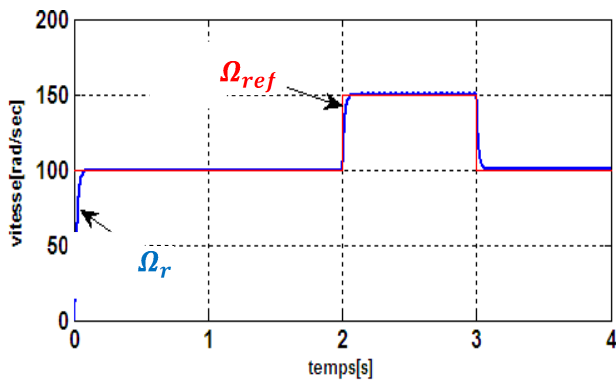
#### IV.9.1. Comparaison au niveau de la variation de vitesse

Les résultats de simulations obtenus pour la variation de la vitesse ( $\omega_{ref} = 100, 150, 100\text{rad/s}$ ). La figure (IV.12) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de réglage, par contre le RMG présente un temps de réponse plus faible que le réglage par la commande vectorielle. Le couple donné par le RMG présente moins d'ondulation par rapport à la commande vectorielle et il regagne rapidement à sa valeur de référence. Les courbes du flux montrent que le découplage entre le couple et le flux est maintenu.



Mode glissant

Commande vectorielle



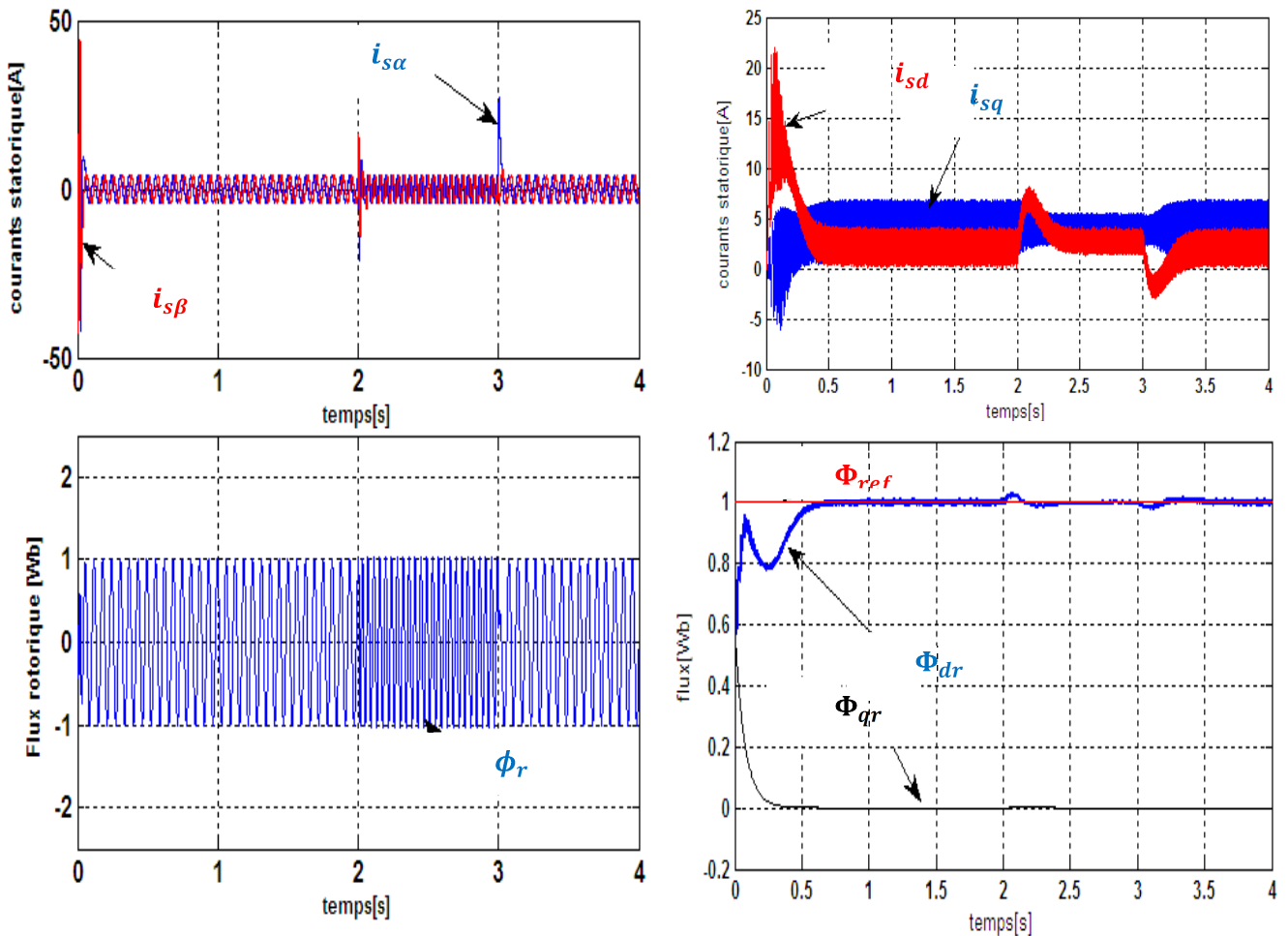


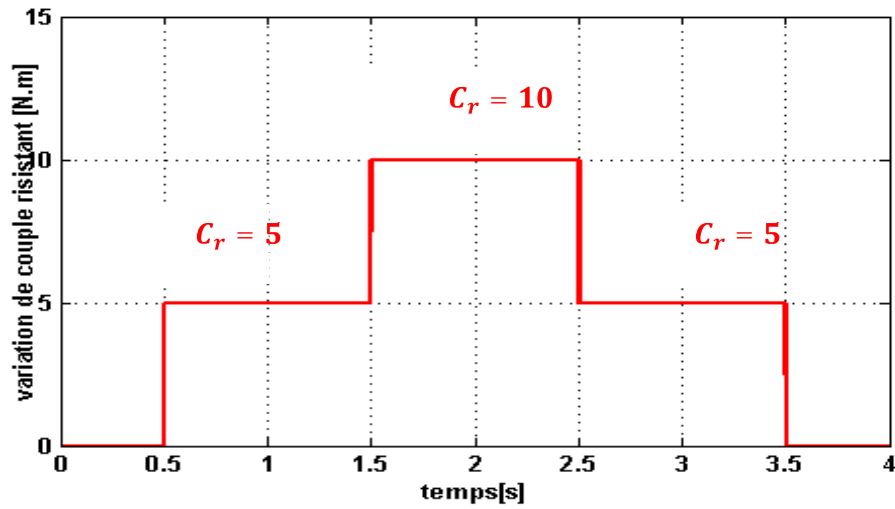
Fig .IV.12 . Résultats de simulation de la commande vectorielle et la mode glissant de la MAS

#### IV.9.2.Comparaison au niveau de la variation de la charge

La figure (IV.13) représente la vitesse, le couple, le flux et les courants statoriques dans le cas de la machine asynchrone dans le cas d'un démarrage à vide pour une référence de vitesse (100rad/s).

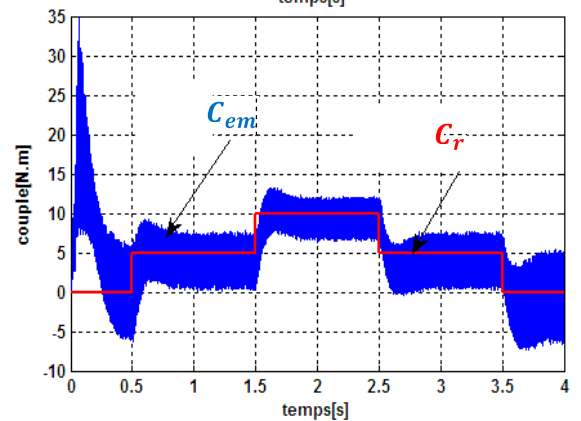
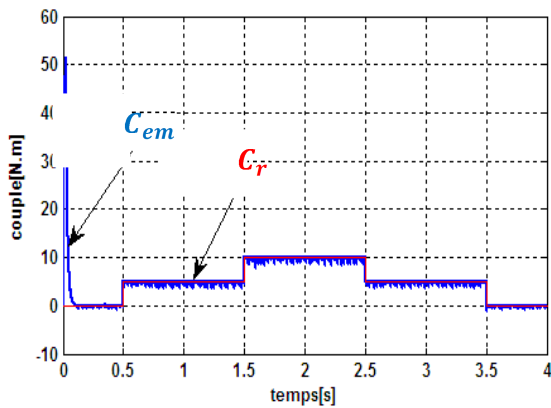
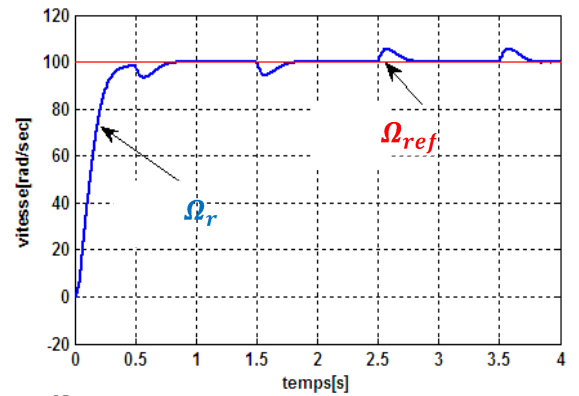
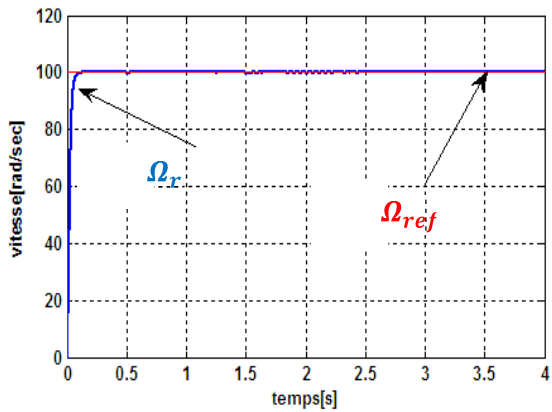
A l'instant ( $t=0.5s$ ) on applique un couple ( $C_r=5N.m$ ), puis à l'instant ( $t=1.5s$ ) on applique un couple ( $C_r=10N.m$ ), et à l'instant  $t =2.5$  rejoint le couple de référence( $C_r=5N.m$ ), on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation pour le RMG. Pour le réglage par PI le couple électromécanique ne répond instantanément, et la vitesse rejoint sa référence après une déformation.

Les flux présentes une petite déformation pour le réglage par PI, par contre pour le RMG le découplage est parfaitement réalisé.



Mode glissant

Commande vectorielle



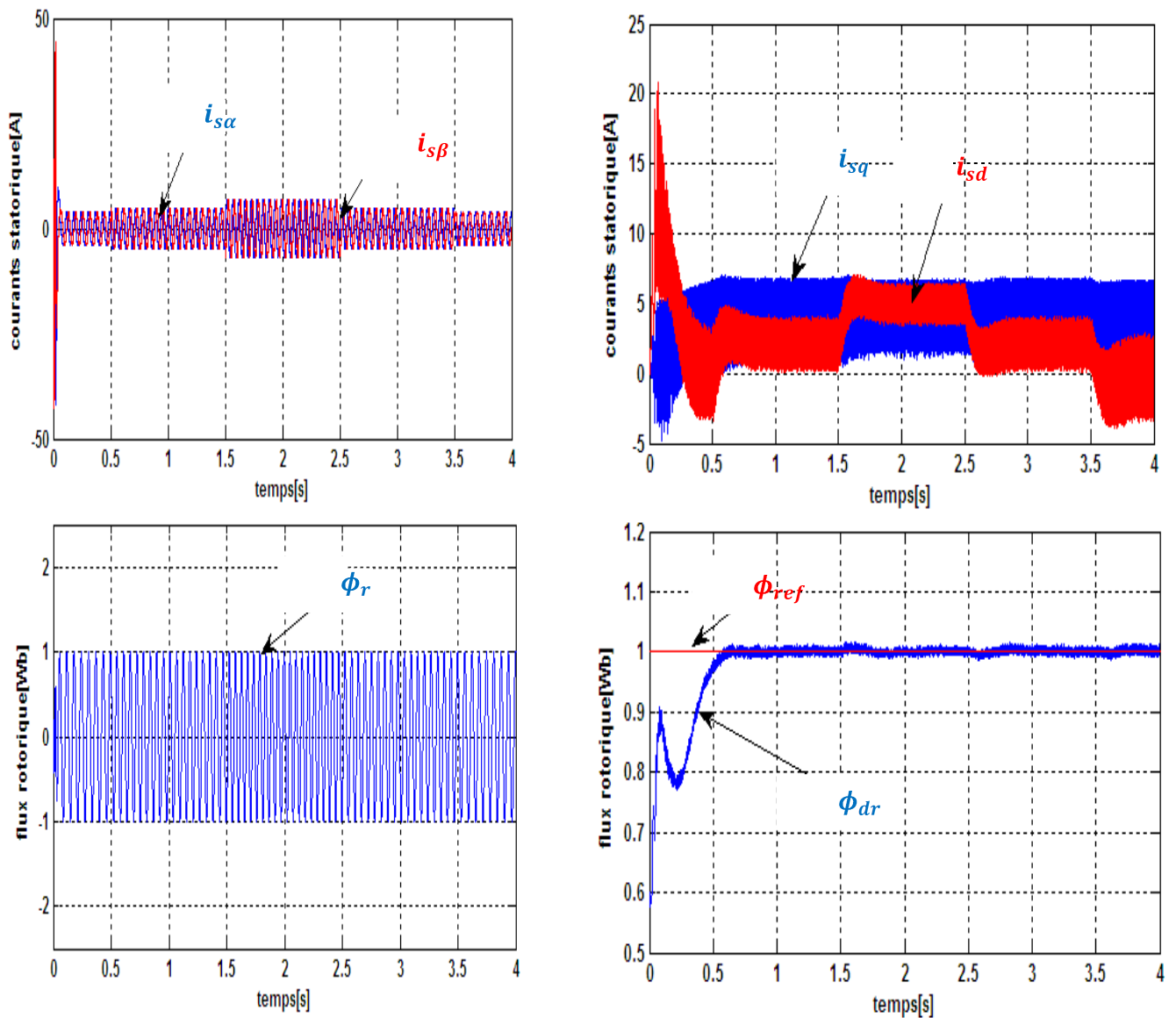
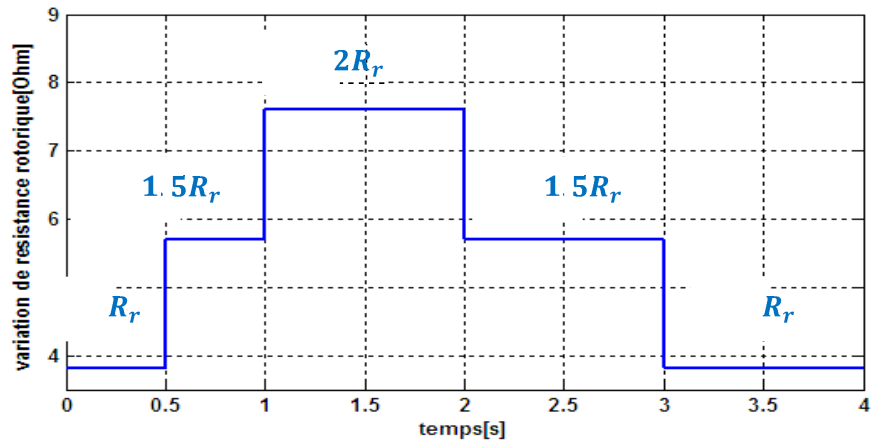


Fig .IV.13. Résultats de simulation de la commande vectorielle et la mode glissant de la MAS avec la variation de couple résistant

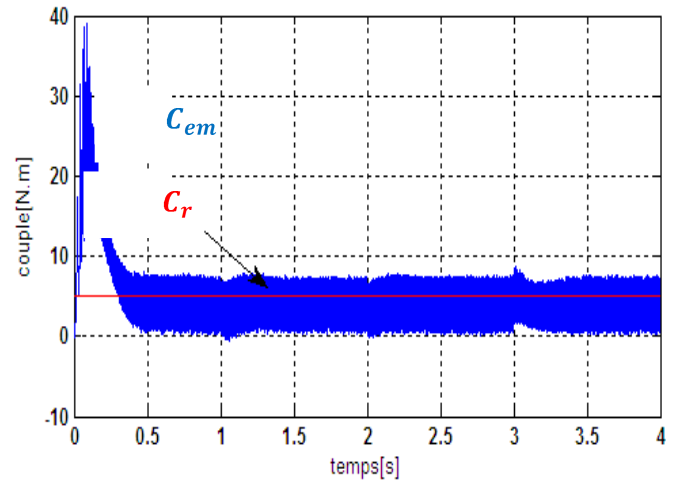
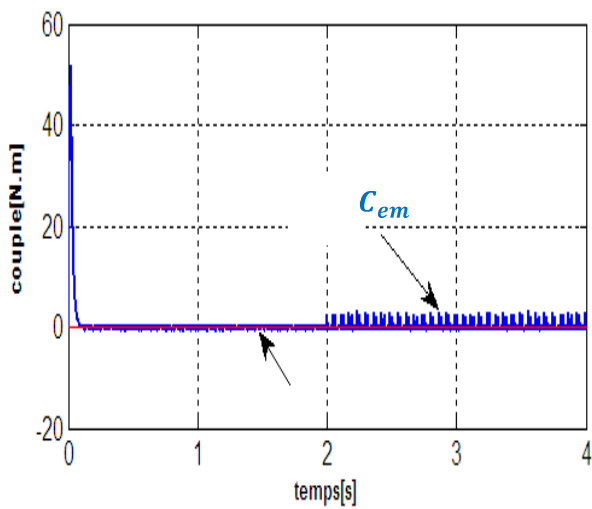
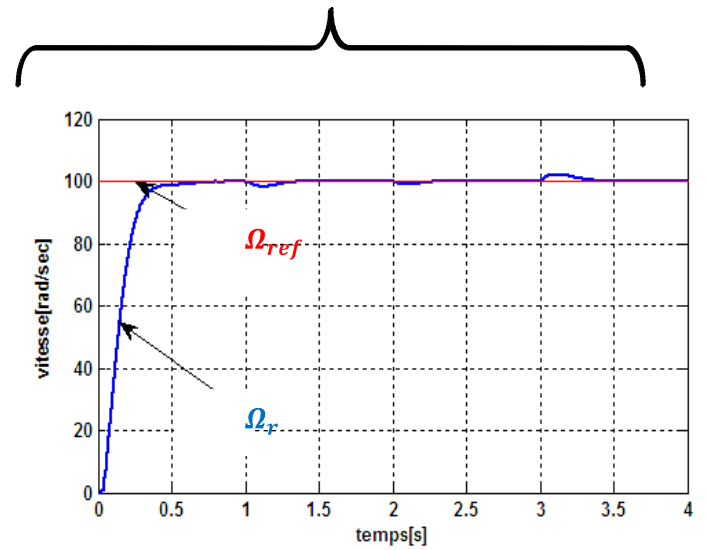
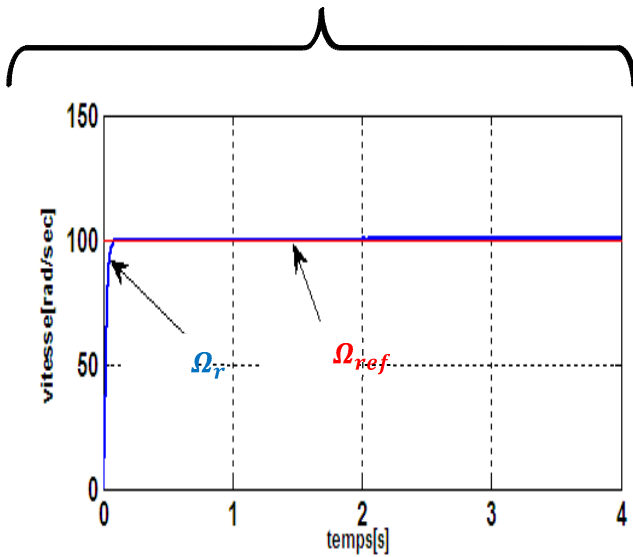
#### IV.9.3.Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique

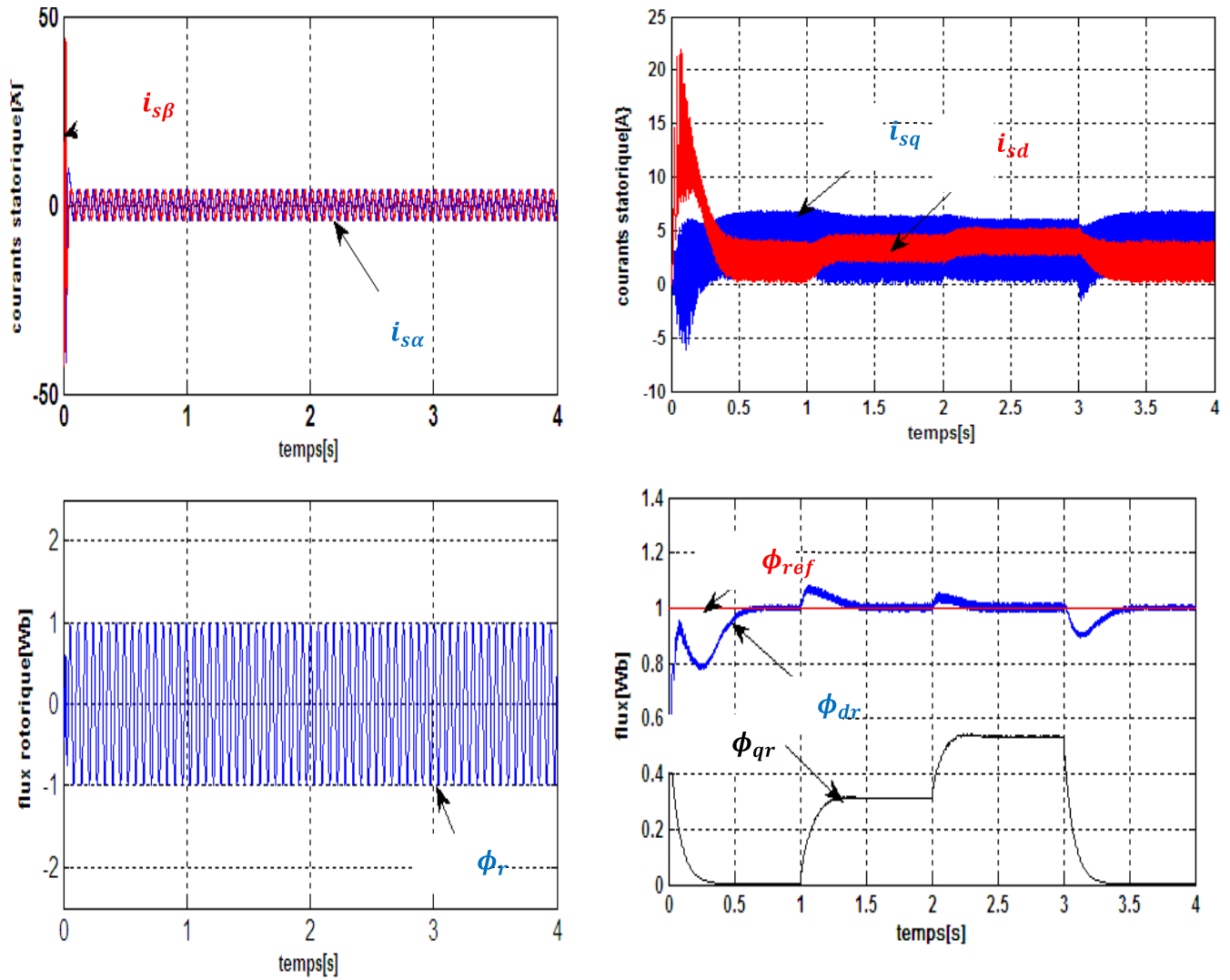
Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la résistance rotorique de 50% et 100% de la résistance nominale sont présentés sur la figure (IV-14). La vitesse et le couple dans les deux courbes suivent leurs références par contre le RMG présente un temps de réponse plus faible que le réglage par la commande vectorielle. Les courbes des courants présentent des oscillations lors de régime transitoire.



Mode glissant

Commande vectorielle





**Fig. IV.14. Résultats de simulation de la commande vectorielle et la mode glissant de la MAS avec la variation de la résistance rotorique**

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la vitesse et de flux sont satisfaisantes pour les deux types de commande, mais celles de la commande par mode glissant obtenus sont meilleures (insensibilité envers la variation paramétrique). Comme il est apporté sur le tableau (IV.1), des grandes performances souhaitées sont obtenues pour différents régimes de fonctionnement pour la commande par commande glissant.

	Temps de réponce	Adaptation aux vitesses élevée	Sensibilité aux variations des paramètres	Comportement A basse vitesse	Contrôle en régime transitoir	Contrôles-en régime permanant
<b>Commande vectorielle</b>	Petit	Médiocre	Sensible	Bon	Oui	Oui
<b>Commande par mode glissant</b>	Presque nulle	Excellent	Insensible	Excellent	Oui	Oui

**Tableau (IV.1): Critères de comparaison entre la commande par mode glissant et la commande Vectorielle.**

#### IV.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Ensuite, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplante.

Enfin ; Pour tester l'avantage de la robustesse de le RMG, on a conclu ce chapitre par une étude comparative avec la commande vectorielle . Les résultats obtenus montrent clairement que les hautes performances sont obtenues avec le RMG dans les différents modes de marche, à vide ou en charge et lors de la variation de vitesse, du couple de charge .Ce type de commande (RMG) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.



## Conclusion générale

## **Conclusion générale**

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension SVPWM, via deux différentes structures de commande : le réglage par mode glissant et la commande vectorielle directe.

En premier lieu nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Ensuite nous avons donné les principes de bases des deux commandes, mode glissant et commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension piloté par la stratégie SVPWM.

Les résultats obtenus par la commande vectorielle directe montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle, par contre Les résultats obtenus par la commande de mode glissant représentant un contrôle parfait de la machine.

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par le test de robustesse de la commande par mode glissant et la commande vectorielle directe, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux ; Nous concluons que le réglage par mode glissant est plus robuste que la commande vectorielle.

## **Perspectives**

Comme perspectives de ce travail on peut citer :

- L'implémentation pratique de la technique de commande proposée,
- L'utilisation d'autres structures de l'onduleur à savoir le multi-niveau,
- L'utilisation d'autres commandes robustes de la machine asynchrone,
- L'estimation des grandeurs non accessibles telles que le flux rotorique.



Annexe

## *Annexe*

### **Les paramètres de la machine asynchrone utilisée**

Puissance nominale	1.5 kW
Vitesse nominale	1420 tr/min
Résistance statorique	4.85
Résistance rotorique	3.805
Inductance cyclique statorique	0.274H
Inductance cyclique rotorique	0.274H
Inductance mutuelle	0.285 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.031 kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottements visqueux.	0 Nm.s.rad



# Bibliographie

## **RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

- [1] **Rezgui Salah Eddine**, « Commande De la Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink et Temps Réel; Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS » **Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine 2009.**
- [2] **C. Richard**, "Simulation Des Machines Electriques en Régime Dynamique A L'aide du logiciel Simulink™," **Cours photocopié de l'EINEV, France 1993.**
- [3] **J.-P Caron, J.-P Hautier**, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", édition **TECHNIP, Paris 1995.**
- [4] **C.Carlos**, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones1", **Edition Hermes Science Europe 2000.**
- [5] **M. Eltabach, A. Charara, I. Zein**, "Détection de Défauts Rotoriques dans un Moteur à induction par Estimation des Signaux Electromagnétiques à l'aide d'un filtre de Kalman", HEUDIASYC UMR 6599 – LATIM ; **Université de Technologie de Compiègne, France 2004.**
- [6] **Bezzalla Amel ; Mohamdi Souad** , " Commande par MLI Vectorielle d'un onduleur Alimentant une machine à cage " **Mémoire d'Ingéniorat en Electrotechnique, Université De M'SILA,2008/2009.**
- [7] **Benhamimide Radhwane , Brahimi Nadjib** " Commande Vectorielle D'un système mono-onduleur BI-Machines Asynchrones" **Mémoire d'Ingéniorat Université De M'SILA, JUIN 2005.**
- [8] **Djaaffer LALILI** " MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux,Application à la Conduite de la Machine Asynchrone",**Ecole Nationale Supérieure Polytechnique , 2006.**

[9] **S. Khelfa**, "Commande Vectorielle D'une Machine à Induction ; Impact de : La Saturation de La Machine, La Modulation Du Convertisseur," **Mémoire De Magister, Université de Batna, 2001.**

[10] **S. Mendaci**, "Différentes Stratégies du Contrôle Directe du Couple d'un Moteur à induction associé à un Observateur de Flux par Mode de Glissement: Etude Comparative DTC/FOC-Hystérésis & FOC-SVM, Apport à L'amélioration des Performances, DTCSVM", **Mémoire de Magister, Université de Batna, 2003.**

[11] **ZAGHBA Abdelkarim , TITRAOUI Radhouane** "Synthèse Des Lois de Commande Robuste a Structure Variable pour une Machine Asynchrone " **Mémoire d'Ingénieur en Electrotechnique, Université de M'SILA , 2009.**

[12] **A. Benchaib**, "Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps Réel de la Machine Asynchrone", **Thèse Doctorat, Université de Picardie Jules Vernes, 14 Décembre 1998.**

[13] **L. Wided**, "Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur de Vitesse et de Position", **Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2001.**

[14] **R. Peñaeguiluz**, "Commande Algorithmique d'un système Mono-onduleur Bimachine asynchrone destiné à la Traction Ferroviaire", **Thèse de Doctorat, Institut National polytechnique de Toulouse, 2002.**

[15] **Bakhouche Lemnouer** "commande par linéarisation entrée\_sortie du couple et de flux de la machine asynchrone " **Mémoire de Magister Ferhat Abbas – Setif 2009.**

[16] **S. Aissi**, "Commande du Moteur Asynchrone: Observation du Flux et Planification des Trajectoires", **Mémoire de Magister, Université de Batna, 2001.**

[17] **Kouzi, K.** "Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI Flou à Gains Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement". **Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2002.**

[18] **A. Sarinana Toledo,** "Commande Directe et Observation des Convertisseurs de puissance: Application à L'onduleur de Tension Triphasé," **Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.**

[19] **M. Sc. Mariusz Malinowski,** "Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers," **Ph.D. Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland – 2001.**

[20] **Nait-Said, M, S.** "Contribution à la Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à cage d'Ecureuil : Robustesse Contre les Dérives Paramétriques, Amélioration des Performances Energétiques ". **Thèse de doctorat d'état, université de Batna 1999.**

[21] **M. Boussak,** "Commande Numérique Vectorielle des Machines Asynchrones Triphasées," **Ecole Supérieure d'ingénieurs de Marseille, France, Août 1999.**

[22] **F. Morand,** "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones," **Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2005.**

[23] **M. Barut, O. Bogosyan, and M. Gokasan,** " An Extended Kalman Filter Based Sensorless Direct Vector Control of Induction Motors," **IEEE Transpower Electron, 2003.**

[24] **M. Barut, O. Bogosyan, and M. Gokasan,** "An EKF Based Reduced Order Estimator for The Sensor less Control of IM's". **IEEE Transpower Electron, 2003.**

[25] **E. Sedda,** " Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage à erreur borné et par filtrage de Kalman," **Thèse de Doctorat de l'Université de Paris 6, France, 1998.**

**[26] T. Rais, T. Bahi, N.E Debbache, "Commande Robuste en Couple et en Flux d'une Machine Asynchrone" Conference on electrical Engineering, Batna, 2002.**

**[27] Hamza MEKKI ; Samir ZEGHLACHE "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse" Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA , JUIN 2006.**

**Abréviations**

MAS : Moteur ASynchrone

AC: Alternative Current.

DC: Direct Current.

SVM: Space Vector Modulation.

THD: Total Harmonic Distorsion.

PI: Proportionnel Intégral.

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion.

FFT : Transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transforme)

FOC : Commande Vectorielle à Flux Orienté

GMC : commande par mode glissant

VSC : commande à structure variable

*tr : tours*

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

**SPECIALITE : AUTOMATIQUE**

**Proposé et dirigé par :** -M .BEDBOUDI Mohamed

**Présenté par :** -BOUCHAALA Safia

**Thème :**

**Commande à structure variable d'une machine à induction**

**Résumé :**

Les machines asynchrones ont acquis un intérêt énorme de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leur rendement efficace. Le premier objet de ce mémoire est l'application des systèmes à structure variable par mode glissant dans le but de rendre la commande robuste envers les incertitudes. Afin d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique de la machine, on a appliqué la technique de modulation vectorielle SVPWM. Enfin, les performances obtenues par la commande de mode glissant sont comparées à celles de la commande vectorielle classique.

**Mots clés :**

Moteur Asynchrone, Mode Glissant, Commande Vectorielle, MLI vectorielle, Découplage.

N° d'ordre : 03