

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 : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

## THEME

---

# **Commande par mode glissant floue d'une machine asynchrone**

---

Proposé et dirigé par :

Monsieur: Belhamdi Saad

Présenté par :

- Himer Hamza Toufik

N°d'ordre : 037

Année Universitaire : 2011 / 2012

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الحمد لله رب العلمين  
لا أحصى ثناء عليه هو كما أثنى على نفسه  
وصلى الله وبارك على محمد نبيه الأمين  
وعلى اله و صحبه

# *Remerciement*

---



## REMERCIEMENTS

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département génie électrique M'sila.*

*Mes remerciements vont tout d'abord à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.*

*Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance et nos chaleureux remerciements à notre promoteur Monsieur **Belhamdi Saad**, qui nous a guidé et orienté tout au long de la réalisation de ce travail en prodiguant ses précieux conseils et ses vifs encouragements et surtout sa gentillesse.*

*Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à notre formation.*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...*

 **H.Hamza toufik**

# *Dédicaces*

---

---

## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*A ma très chère mère source de tendresse*

*A mon très cher père, qui m'encourage*

*Dans les instants délicats*

*A mes chers frères*

*A mes tantes et oncles*

*A toute ma famille*

*A tous mes amis*

*Hamza toufik*

# ***SOMMAIRE***

---

---

# SOMMAIRE

*Remerciement*

*Dédicace*

*Sommaire*

<i>Notion et symbole .....</i>	<i>I</i>
<i>Liste des figures .....</i>	<i>III</i>
<i>Introduction générale.....</i>	<i>V</i>

---

---

## CHAPITRE I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

---

---

<i>I.1.Introduction .....</i>	<i>1</i>
<i>I.2.Généralité sur la machine asynchrone .....</i>	<i>2</i>
<i>I.2.1.Définition .....</i>	<i>2</i>
<i>I.2.2.Le stator .....</i>	<i>2</i>
<i>I.2.3.Le rotor .....</i>	<i>3</i>
<i>Le rotor bobiné.....</i>	<i>3</i>
<i>Le rotor à cage d'écureuil.....</i>	<i>3</i>
<i>I.2.4.Principe de fonctionnement .....</i>	<i>3</i>
<i>I.2.5.Avantage et les inconvénients de la machine asynchrone .....</i>	<i>4</i>
<i>I.3.Modélisation de la machine asynchrone .....</i>	<i>4</i>
<i>I.3.1.Hypothèse simplificatrices .....</i>	<i>4</i>
<i>I.3.2.Modèle dynamique de la machine.....</i>	<i>4</i>
<i>I.3.3. Equation électrique.....</i>	<i>5</i>
<i>I.3.4.Equations magnétiques .....</i>	<i>6</i>
<i>I.3.5.Equation mécanique.....</i>	<i>7</i>
<i>I.4.Transformation du système triphasé.....</i>	<i>8</i>
<i>I.4.1.Transformation de Park.....</i>	<i>8</i>
<i>I.4.2.Application aux equations électriques .....</i>	<i>10</i>
<i>I.4.3. Application aux équations des flux .....</i>	<i>11</i>
<i>I.5.Choix du référentiel.....</i>	<i>12</i>
<i>I.6. Expression du couple électromagnétique .....</i>	<i>13</i>
<i>I.7.équation mécanique.....</i>	<i>14</i>
<i>I.8.réprésentaion d'état d'un système .....</i>	<i>14</i>

---

---

<i>I.9. Description du système d'alimentation</i> .....	18
<i>I.9.1. Modélisation de la redresseuse triphasée double alimentation à diodes</i> .....	18
<i>I.9.2. Modélisation du filtre</i> .....	20
<i>I.9.3. Modélisation de l'onduleur</i> .....	21
<i>I.9.4. Structures de MLI</i> .....	23
<i>La MLI sinus-triangle</i> .....	23
<i>I.9.5. Equation de la porteuse</i> .....	24
<i>I.9.6. Equation de la référence</i> .....	24
<i>I.9.7. Résultats de la simulation</i> .....	25
<i>I.10. Interprétation des résultats</i> .....	28
<i>I.11. Conclusion</i> .....	29

## CHAPITRE II

### COMMANDE VECTORIELLE PI FLOU

<i>II.1. Introduction</i> .....	30
<i>II.2. Commande vectorielle de la machine asynchrone</i> .....	31
<i>II.2.1. Principe de la commande par orientation du flux</i> .....	31
<i>II.2.2. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique</i> .....	32
<i>II.3. Méthode de la commande vectorielle</i> .....	33
<i>II.3.1. Commande vectorielle directe</i> .....	33
<i>II.3.1.1. Mesure directe du flux dans l'entrefer</i> .....	33
<i>II.3.1.2. Utilisation un estimateur du flux</i> .....	33
<i>II.3.2. Commande vectorielle indirecte</i> .....	36
<i>II.4. Bloc de défluxage</i> .....	37
<i>II.5. Structure d'une alimentation par orientation du flux rotorique</i> .....	38
<i>II.6. Découplage entrée –sortie</i> .....	38
<i>II.6.1. Découplage par compensation</i> .....	38
<i>II.7. Calcul du régulateur</i> .....	39
<i>II.7.1. Régulateur de vitesse</i> .....	40
<i>II.7.2. Régulation du courant statorique</i> .....	41
<i>II.7.3. Régulateur du flux.</i> .....	42
<i>II.8. Introduction au logique floue</i> .....	43
<i>II.9. Un peu d'historique</i> .....	43
<i>II.10. Domaine d'application</i> .....	43

II.11.Principes de base et définition .....	43
II.11.1.Variables linguistique .....	44
II.11.2.Opération sur l'ensemble flou .....	45
II.11.3.Fonction d'appartenance .....	46
II.11.4.Caractéristiques d'un sous ensemble flou .....	47
II.12.Implication flou.....	48
II.13.Reglage et commande par logique floue.....	48
II.13.1. Structure d'une commande floue.....	48
II.14.Commande floue de la vitesse de la MAS du flux rotorique oriente .....	52
II.14.1.régulateur de type mamdani .....	52
II.14.2. Synthèse du régulateur.....	52
II.15.Loi de commande .....	53
II.15.1.Implémentation .....	53
II.15.2. Fuzzification.....	54
II.15.3. Base des règles .....	54
II.15.4.défuzzification.....	55
II.16. résultat de simulation .....	56
II.17.Conclslion.....	64

## CHAPITRE III COMMANDE PAR MODE DE GLISSANT FLOU

III.1.Introduction.....	65
III.2. Commande par mode de glissant.....	66
III.3. Objectif de la commande par mode glissant :.....	66
III.4.Théorie de la commande par mode de glissement .....	66
III.4.1. Régimes du mode glissant .....	67
III.4.1.1. Régime glissant idéal.....	67
III.4.2.2. Régime glissant réel.....	67
III.5.Conception de la commande par mode de glissant. ....	68
III.5.1.Choix des surfaces de glissement .....	68
III.5.2.Condition d'existence et de convergence .....	69
III.5.3.Calcul de la commande .....	70
III.5.3.1.Définition des grandeurs de commande .....	71
III.5.3.2.Expression analytique de la commande .....	71

<i>III.6. Commande classique</i> .....	73
<i>III.7. Commande adoucie</i> .....	73
<i>III.8. Application de la commande par mode de glissement à la MAS</i> .....	73
<i>III.8.1. Description</i> .....	73
<i>III.8.2. Sélection des surfaces de commutation</i> .....	74
<i>III.8.2.1. Surface de régulation de la vitesse</i> .....	74
<i>III.8.2.2. Surface de régulation du flux rotorique</i> .....	75
<i>III.8.2.3. Surface de régulation du courant</i> .....	76
<i>III.8.2.4. Surface de régulation du courant</i> .....	76
<i>III.9. Simulation et interprétation des résultats</i> .....	78
<i>III.10. Conclusion</i> .....	86

---

---

## CHAPITRE IV

### ETUDE COMPARATIVE ENTRE PI FLOU ET MODE DE GLISSANT FLOU

---

---

<i>IV.1. Introduction</i> .....	85
<i>IIV-2 Comparaison au niveau de la variation de vitesse</i> .....	86
<i>IIV-3 Comparaison au niveau de la variation de la charge</i> .....	87
<i>IV-4 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique</i> .....	89
<i>IV-5 Conclusion</i> .....	91

### **CONCLUSION GÉNÉRALE**

### **ANNEXE**

### **RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

### **RESUME**

# ***NOMENCLATURE***

---

---

## Notations Symbolique

<i>Symbole</i>	<i>Signification</i>	<i>Unité</i>
$A, B$	Ensembles flous	Sans unité
$C$	Capacité du filtre	$\mu\text{F}$
$Cem$	Couple électromagnétique	$N.m$
$Cr$	Couple résistant	$N.m$
$e, \Delta e$	Erreur de vitesse et sa variation	$rad/s$
$f$	Fréquence du réseau d'alimentation	$Hz$
$f$	Coefficient de frottement	$N.m.s/rad$
$f_c$	Fréquence de coupure	$Hz$
$g$	Glissement	Sans unité
$G_e, G_{\Delta e}$	Facteurs d'échelles du régulateur flou	Sans unité
$I_{sabc}$	Courants instantanés des phases statoriques	$A$
$I_{rabc}$	Courants instantanés des phases rotoriques	$A$
$J$	Moment d'inertie	$Kg.m^2$
$L_r, L_s$	Inductances cycliques, rotorique et statorique respectivement	$H$
$M_{sr}$	Inductances mutuelles, entre le stator et le rotor	$H$
$M$	Inductance cyclique mutuelle	$H$
$p$	Nombre de paires de pôles	Sans unité
$q$	Indice de l'axe quadrature	Sans unité
$R_s, R_r$	Résistances de phases, rotorique et statorique respectivement	ou $\text{Ohm}$
$S(x)$	Surface de glissement	Sans unité
$S$	Opérateur de Laplace	Sans unité
$T_r$	Constante de temps rotorique	Sans unité
$U$	Vecteur de système de commande	
$U_{eq}$	Commande équivalente	
$U_n$	Commande discrete	
$V(x)$	Fonction de Lyapunov	Sans unité
$V_{sabc}$	Tensions instantanées des phases statoriques	$V$
$V_{rabc}$	Tensions instantanées des phases rotoriques	$V$
$\mu$	Fonction d'appartenance	Sans unité
$\omega_r$	Vitesse angulaire de rotation du rotor	$rad/s$

$\Omega_r$	Vitesse de rotation mécanique du rotor	<i>rad/s</i>
$\varphi_{sabc}$	Flux statorique	<i>Wb</i>
$\varphi_{rabc}$	Flux rotorique	<i>Wb</i>
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel	<i>Sans unité</i>
$\theta$	Angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a	<i>rad</i>
$\theta_s, \theta_r$	Angles électriques, rotorique et statorique	<i>rad</i>

## Liste des abréviations

*MAS* : Machine Asynchrone.

*FOC* : (field oriented command) commande par orientation du flux.

*RLF* : régulateur par logique floue.

*MCC* : Machine à Courant Continu.

*MLI* : Modulation de Largeur d'Impulsions.

*f.e.m* : Force électromotrice.

*F.m.m* : Force magnétomotrice.

*PI* : Proportionnel Intégral.

*Park-1* : Transformation de Park inverse.

*FLC* : contrôleur par la logique floue.

*CV* : commande vectorielle.

*MG* : commande par mode de glissant .

*MGF* : commande par mode de glissant floue.

# ***LISTE DE FIGURE***



## *Liste des figures*

Figure (I.1) : Machine asynchrone.....	2
Figure (I.2): Stator d'une machine asynchrone.....	3
Figure (I.3): Rotor bobiné.....	3
Figure(I.4) : Rotor à cage d'écureuil.....	3
Figure(I.5) : Modèle généralisée de la M.A.S triphasé.....	5
Figure(I.6) : Principe de la transformation de Park applique à la MAS.....	9
Figure(I.7) : Schéma globale d'une MAS et de son alimentation.....	18
Figure(I.8) : Redresseur triphasé à diodes.....	18
Figure(I.9) : Forme de la tension redressée.....	19
Figure(I.10) : Filtre(LC).....	20
Figure (I.11) : Tension de sortie du filtre.....	21
Figure(I.11) : Onduleur de tension triphasé alimentant une MAS.....	21
Figure(I.12) : Principe d'un MLI sinus-triangle.....	23
Figure(I.13) : La tension de l'onduleur triphasé par rapport au neutre du moteur.....	25
Figure(I.14) : Comportement à vide de la machine asynchrone.....	26
Figure (I.15): Comportement en charge de la machine asynchrone.....	26
Figure (I.16) : Comportement en charge de la machine alimentée via un onduleur.....	27
Figure(II.1) : Principe de la commande vectorielle.....	31
Figure (II.2): Illustration de l'orientation du flux (rotorique, statorique, entrefer).....	31
Figure (II.3): Principe du contrôle vectoriel.....	32
Figure(II.4) :Méthode d'estimation du module et l'argument du flux.....	34
Figure (II.5) :Estimateur du flux et du couple.....	35
Figure(II.6) : Représentation de la commande vectorielle directe de la MAS.....	35
Figure(II.7) : Schéma de la structure d'une commande indirecte.....	36
Figure(II.8) :Bloc de défluxage.....	38
Figure(II.10) : Reconstitution de tension $V_{sd}$ et $V_{sq}$ .....	39
Figure (II .11) : les nouvelles commandes obtenues.....	39
Figure(II.12) : Boucle de régulation de vitesse.....	40
Figure(II.13) : Bloc de régulation du courant.....	41
Figure(II.14) : Bloc de régulation du flux.....	42
Figure(II.15):Fonction d'appartenance :(a)logique classique :(b) logique floue.....	44
Figure (II.16): Fonctions d'appartenance de T (vitesse)= {NG, NP, ZE, PP, PG}.....	45
Figure(II.17):l'opérateur ET, OU, NON.....	46

Figure (II.18) : Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale. ....	46
Figure (II.19) : Fonctions d'appartenance sigmoïdale et gaussienne. ....	47
Figure (II.20) : Format d'un ensemble flou normalisé.....	47
figure(II.21) : Structure de base d'un RLF .....	49
Figure (II.22): Méthode de fuzzification .....	49
Figure(II.23) : Fuzzification continue avec trois fonctions d'appartenance .....	50
Figure(II.24) Méthode d'inférence Max-Min pour deux variables d'entrée et deux règles. ....	51
Figure(II.25): Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.....	53
Figure ( II.26): Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou. ....	54
Figure (II.27):Matrice d'inférence des règles floues .....	55
Figure(III.1) : les modes de trajectoire dans le plan des phases .....	66
Figure (III.2) : Glissement idéal.....	66
Figure (III.3) : Mode glissant réel.....	67
Figure (III.4): Linéarisation exacte de l'écart. ....	68
Figure (III.5) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	69
Figure (III.5) : Commande appliquée au système.....	70
Figure (III.6) :La valeur continue prise par la commande lors de la commutation entre $u_{Max}$ et $u_{Min}$ ..	71
Figure (III.7) : Représentation de la fonction « SIGN ».....	72
Figure (III.8) : Commande classique à un seuil.....	73
Figure (III.9) : Fonction signe de la commande adoucie.....	73
Figure (III.10) : Principe de la commande par mode glissant en cascade applique à la MAS.....	74

# ***INTRODUCTION GENERALE***

---

---

## **Introduction générale**

Depuis le début des années 1960, les machines à courant continu (*MCC*) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit, ce type d'actionneur présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse de rotation...etc.[1].

Par la suite, la machine asynchrone (*MAS*), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par *N. TESLA* à la fin du siècle dernier, 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. [2].

D'autre part, à la différence de la machine à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, la machine asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux problèmes était lié à l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée. La machine asynchrone a donc longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, faute de pouvoir maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble machine-charge. [1].

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, l'apparition des thyristors *GTO* (*Gate Turn Off*) et, par la suite des transistors *IGBT* (*insulated Gate Bipolar transistor*) a permis le développement d'onduleurs à *MLI* performants, fiables et à faible coût. Le problème de l'alimentation étant pratiquement réglé les stratégies de commande ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes. [3].

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. La première commande la commande scalaire sert à contrôler : le couple par le glissement et le flux par le rapport tension/fréquence  $U/f$  (constant). Mais, à cause du manque d'informations sur le rapport  $U/f$ , ce type de commande a montré ses limites en matière de qualité des performances. En ce temps, le principe de découplage n'a pas été encore développé, l'apparition d'une nouvelle technique dite "*commande vectorielle*" ou "*commande par flux orienté*" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machine à courant continu [4].

Afin d'obtenir une machine asynchrone dont les performances sont semblables à machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse de la machine, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator [5].

Afin de remédier les inconvénients cités ci avant, on introduit la régulation par logique floue. L'apparition de la commande par logique floue a permis de contrôler même les systèmes mal définis, mal modélisés, voir n'ayant aucun modèle mathématique. Cette nouvelle approche utilise les connaissances et l'expérience acquise de l'expert, formulée sous forme de règles. Elle se montre très proche du raisonnement humain lors de la génération de la commande. [6].

La théorie des systèmes à structures variables et les modes glissants est une technique de Commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande au passage par une surface de commutation, toute réponse donc sur le choix approprié de cette surface, appelée encore surface de glissement.

Pour résoudre les problèmes de la technique précédente comme l'agitation de la commande, des nouvelles stratégies de commande basées sur l'expertise de l'opérateur ont été élaborées, le point clef de ces nouvelles stratégies réside dans l'utilisation du calcul symbolique pour modélisation de l'algorithme de commande, cette méthodologie ouvre une nouvelle voie par l'utilisation d'heuristique, en remplaçant la modélisation des régulateurs par une loi commande sophistiquée, or des études faites ont montre que dans une boucle de régulation l'homme réagit comme un contrôleur robuste non linéaire dont les paramètres variantes au cours du temps, cette stratégie de commande humaine intégrée la connaissance du processus et l'indice de performance dont l'objectif de la commande. [7].

### ***L'objectif du thème***

L'objectif principal de ce travail et d'étudier par simulation numérique le comportement dynamique de la machine asynchrone lors d'un réglage de vitesse par des régulateurs mode de glissant floue.

### ***Structure du mémoire***

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres :

- ✎ **Le premier chapitre** : est consacré à l'étude du modèle de la machine asynchrone, nous développons la transformation de Park pour rendre ce dernier plus simple. Puis, une partie est consacrée à l'étude de l'alimentation de la machine, une alimentation qui assure une variation de fréquence des courants et de l'amplitude des tensions statoriques.
- ✎ **Le deuxième chapitre** sera consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone seront appliquées, pour la commande de la vitesse par le biais de régulateurs classiques de type PI. Nous avons illustré les bases théoriques d'un réglage par logique floue, en effet, nous avons défini les éléments constituant un régulateur flou ainsi que les différents modèles du raisonnement flou à l'application de la logique floue au réglage de vitesse de la machine asynchrone pilotée par orientation du flux rotorique. Ainsi, nous avons adopté un régulateur flou à 5 règles du type *Mamdani*.
- ✎ **Le troisième chapitre** traite la théorie de la technique du réglage par mode de glissant.
- ✎ **Le quatrième chapitre** on a étudié une comparaison entre les commandes vectorielle floue et par mode de glissant floue.

Enfin une conclusion générale sera donnée.

# *CHAPITRE I*

---

---

**MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

## ***1.1.Introduction***

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à continu (maintenance coûteuse, prise élevée, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (grande plage de variation de vitesse, la stabilité de fonctionnement et facilité de la commande). [8].

La machine asynchrone, de par sa simplicité de fabrication et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par **NIKOLA TESLA** à la fin du 19<sup>ème</sup> siècle quand il découvrit le champ magnétique tournant engendrés par un système de courant polyphasés. [1].

La machine asynchrone ou la machine à induction est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, son principale avantage réside dans l'absence de contacts électrique glissant, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes il tourne à vitesse peu différent de la vitesse synchrone, c'est qui est réalisation d'entraînement à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître. tout fois cette simplicité s'accompagne d'une grande complexité physique liée aux interaction électromagnétique entre le stator et le rotor. [9]. [10].

La modélisation de la machine asynchrone est une phase essentielle pour l'élaboration de sa commande, mathématiquement les machines asynchrone sont représentées sous forme d'équation différentielle à coefficient fonctions périodiques du temps, la résolution de tel système nécessite souvent un calcul important et difficile, pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone, ou encore pour sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente la machine et traduit fidèlement son fonctionnement, le modèle, peut être obtenue par l'application de transformation de Park. [10].

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé, dans les différents repérés et de sa transformation dans un système diphasée utilisant la transformation de Park, ce qui réduit la complexité du modèle, aussi la plus adaptée à l'élaboration d'algorithmes de commande puisqu'elle consiste à transformer une machine triphasé (trois d'axes) à une machine biphasé (deux axes) équivalente suivant l'alimentation applique.

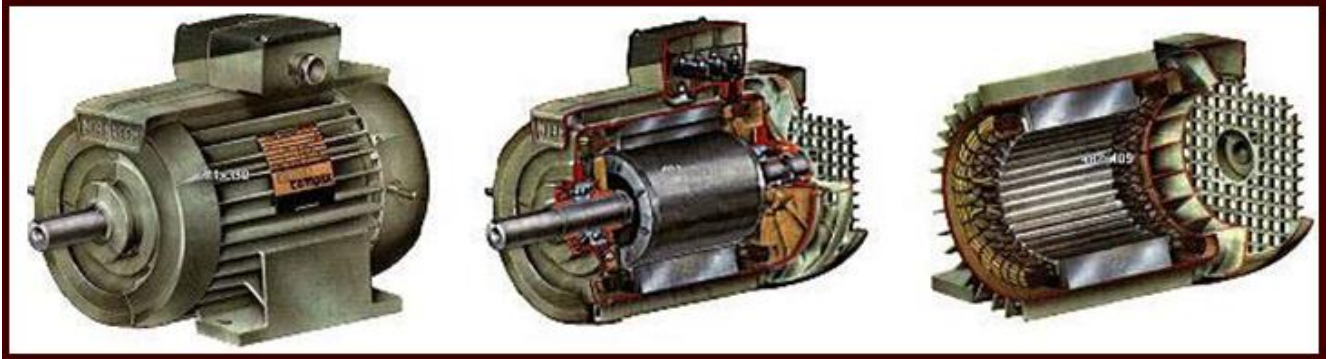
Le modèle complet de la machine asynchrone sera simulé en utilisant le logiciel «**SIMULINK**» sous «**MATLAB**» dont les paramètres du ce modèle donnés en annexe A

Puis on va faire une modélisation de convertisseur statique qu'assure l'alimentation de la machine asynchrone avec simulation.

## ***1.2.Généralité sur la machine asynchrone***

### ***1.2.1.Définition***

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ tournant ne sont pas égales, le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse de champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par l'induction électromagnétique. [11].



**Figure (I.1) : machine asynchrone.**

### ***1.2.2.Le stator***

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance importante, découpées par section. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet de courant de Foucault. Au final elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet, ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. Nous représentons sur la figure(I.2) le stator de la machine asynchrone [12].



**Figure (I.2): stator d'une machine asynchrone**

### I.2.3. Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator, le rotor de la machine asynchrone peuvent être deux types

- **Le rotor bobiné**

sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulement dans les encoches rotorique) les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bague-balais positionné sur l'arbre de la machine à celles du rotor court-circuit les enroulement identique à ceux du stator comme indique sur la figure (I.3) [12].

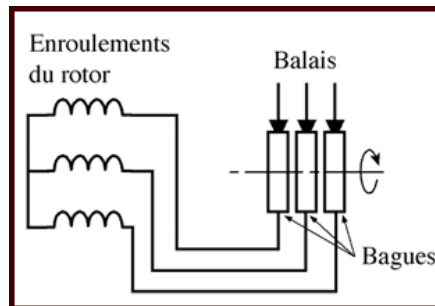
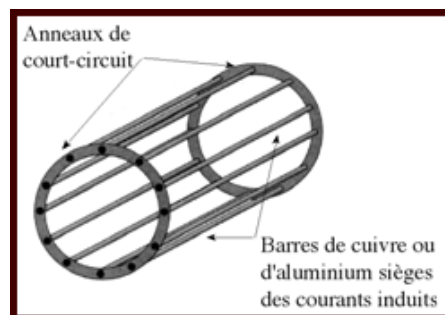


Figure (I.3): rotor bobiné

- **Le rotor à cage d'écureuil**

Les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les grosses machines ou d'aluminium pour les petits ces barres sont court-circuit à chaque extrémité par deux anneaux comme indique sur la figure(I.4) [12].



Figure(I.4) : rotor à cage d'écureuil

### I.2.4. Principe de fonctionnement

Le branchement est très simple, trois fils amènent le courant de ligne à l'enroulement du stator. Le rotor est en court-circuit, dès que le stator est alimenté par des courant triphasé de pulsation ( $w_s$ ) il se produit un champ tournant, si le bobinage statorique comprend ( $2p$ ) pôles, ce champ tournant à la vitesse angulaire ( $\Omega_s = w_s/p$ ), dite la vitesse synchronisme. Ce champ balaie les conducteurs du rotor et y induit de f.é.m le rotor étant en court-circuit, ces f.é.m produisant des courant induits, ces courant places dans un champ tournant forment un couple le rotor étant libre, ce couple le fait tourner. Le sens de rotation est telque, d'après la loi de Lenz, la rotation s'oppose à la cause est qui lui donne naissance, cette cause est le déplacement du champ par rapport eux conducteurs du stator, le rotor tourne donc pour rattraper le champ, massif ne peut tournant aussi vite, car il n'y aurait plus déplacement du champ

par rapport au rotor, donc plus de courant induits et le plus couple.

C'est parce que le mouvement du rotor n'est pas synchrone de celui du champ que cette machine dit asynchrone. Le point essentiel qui différencie la machine asynchrone à courant continu est que seul l'enroulement primaire est alimenté par une source d'extérieure, le courant secondaire étant produit par induction comme dans un transformateur [13].

### ***1.2.5. Avantage et les inconvénients de la machine asynchrone***

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant [14]:

Avantage	Inconvénient
☞ La robustesse	☞ Non découplage naturel
☞ La simplicité de construction	☞ Non linéarités
☞ Leurs bas coûts	
☞ Un rendement excellent	

## ***1.3. Modélisation de la machine asynchrone***

Il nous faut un modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire et de déboucher sur une commande [15].

### ***1.3.1. Hypothèse simplificatrices***

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc. ces phénomènes ont des formules mathématiques très difficiles quoique leurs influences sur la machine soient négligeables donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices pour faire la modélisation de la machine asynchrone[16]:

- Le circuit magnétique est non saturé et sa perméabilité constant
- les pertes dans le fer sont négligeables
- distribution spatiale, sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer
- l'inductance et l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas pris en compte

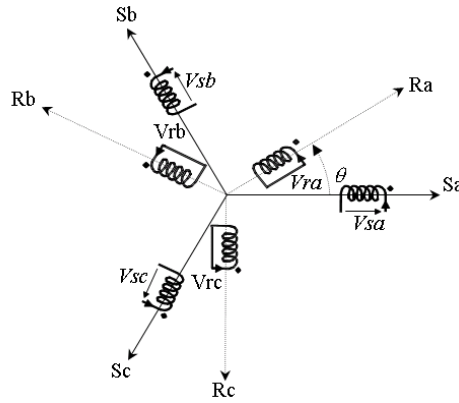
Compte tenu des hypothèses précédentes, on peut citer les conséquences suivantes :

- l'additive des flux.
- la constante des inductances propres.
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétique.

### ***1.3.2. Modèle dynamique de la machine***

La machine asynchrone représentée schématiquement par la figure (I.5) elle est munie de six enroulements

- le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de  $(120^\circ)$  dans l'espace et traversés par trois courants variables
- le rotor peut être modélisé par trois enroulement identiques décalés dans l'espace de  $(120^\circ)$ , ces enroulement sont en court-circuit et la tension à bornes est nulle [16].



Figure(I.5) : Modèle généralisée de la M.A.S triphasé

### I.3.3. Equation électrique

On appliquant la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine représentée par la figure (1.5) on peut écrire :

$$\text{Au stator} \begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Au rotor} \begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$[V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]$  : Les trois tensions statorique et rotorique.

$[I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}]$  : Les trois courant statorique et rotorique.

$[\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}]$  : Les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

- au stator :

$$[\bar{V}_s] = [R_s][\bar{I}_s] + \frac{d}{dt}[\bar{\varphi}_s] \quad (\text{I.3})$$

- au rotor :

$$[\bar{V}_r] = [R_r][\bar{I}_r] + \frac{d}{dt}[\bar{\varphi}_r] \quad (\text{I.4})$$

Avec:

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T : \text{Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T : \text{Vecteur de tension rotorique.}$$

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^T : \text{Vecteur de courant statorique.}$$

$$[I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^T : \text{Vecteur de courant rotorique.}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_{sa} \quad \varphi_{sb} \quad \varphi_{sc}]^T : \text{Vecteur du flux statorique.}$$

$$[\varphi_r] = [\varphi_{ra} \quad \varphi_{rb} \quad \varphi_{rc}]^T : \text{Vecteur du flux rotorique.}$$

Où :

$[R_s], [R_r]$  : représente respectivement les matrices des résistances statorique et rotorique.

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

### 1.3.4. Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous la forme matricielles comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_3 & M_1 & M_2 \\ M_s & M_s & l_s & M_2 & M_3 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos \theta \\ M_2 = M_{sr} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_3 = M_{sr} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (I.6)$$

La matrice (I.5) fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances :

- au stator :

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.7)$$

- au rotor :

$$[\varphi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (I.8)$$

Où:

$[L_s], [L_r]$ : représente respectivement les matrices des d'inductances statorique et rotorique, elle est donnée par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Et :

$[M_{sr}]$ : Les matrices des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, est donnée par :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Où:

$l_s, l_r$ : L'inductance propre d'une phase statorique et rotorique.

$M_{sr}, M_{rs}$ : Inductance mutuelle entre phase statorique et entre phase rotorique.

$M_s$ : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$M_r$ : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

En mettant les équations (I.7) et (I.8) dans les équations (I.3) et (I.4) respectivement on obtient l'équation électrique suivant :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \} \quad (I.10)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \} \quad (I.11)$$

### 1.3.5. Equation mécanique

L'expression du couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = p [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad (I.12)$$

Par l'application du principe fondamentale de la dynamique au rotor de la machine on obtient l'équation mécanique de la machine :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + C_f = C_e - C_r \quad (I.13)$$

Avec:

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad C_f = f \Omega_r \quad d\Omega_r = \frac{1}{p} \frac{d\omega_r}{dt}$$

Telque:

$p$  : Nombre de paire de pôles.

$\omega_r$  : Vitesse angulaire électrique de rotation du rotor en  $[\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$ .

$f$  : Coefficient de frottement visqueux en  $[\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}]$ .

$C_e$  : Couple électromagnétique en  $[\text{N} \cdot \text{m}]$ .

$C_r$  : Couple résistant en  $[\text{N} \cdot \text{m}]$ .

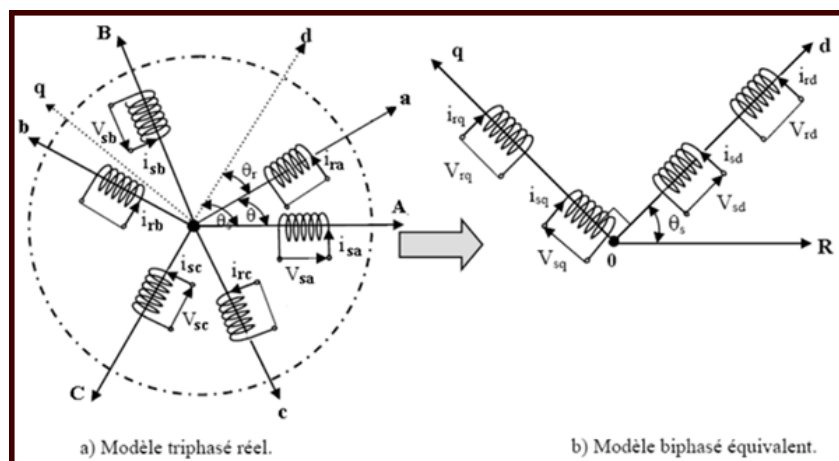
$J$  : Moment d'inertie en  $[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ .

## I.4. Transformation du système triphasé

La mise en équation de la machine asynchrone aboutissent à des équations différentielles à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation ( $\theta$ ) (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor), l'étude analytique du comportement du système est alors relativement difficile, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé [4], [17].

### I.4.1. Transformation de Park

Cette transformation a été présentée par Park en (1929) et consiste à transformer un système d'enroulement triphasé ( $A, B, C$ ), en un système équivalent à deux enroulements biphasés ( $d, q$ ) créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c.a.d, elle ne participe pas à la création de cette f-m-m de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan ( $d, q$ ) la condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Ceci conduit à la conservation de la puissance instantanée et la réciprocité des inductances qui reste invariable pour la machine réelle. Le schéma de la figure (I.5) montre le principe de la transformation de Park appliquée à la MAS [17].



Figure(I.6) : principe de la transformation de Park appliquée à la MAS

Où :

- ☞ homopolaire (indice o)
- ☞ d'axe direct (indice d)
- ☞ d'axe en quadrature (indice q)

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{I.14})$$

$\theta$  : L'angle électrique entre l'axe statorique ( $S_a$ ) et l'axe rotorique ( $R_a$ )

$\theta_s$  : L'angle électrique entre l'axe ( $d$ ) et le stator (pour les grandeurs statorique)

$\theta_r$  : L'angle électrique entre le rotor et le stator (pour les grandeurs rotorique)

Cette transformations permettant le passage (triphase-biphase), elle est noté par  $[P(\theta)]$  et donnée par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Nous définissons, de la même façon, la matrice inverse permettant le passage (biphase-triphase), elle est noté par  $[P(\theta)]^{-1}$ , et donnée par :

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

On constate que  $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$ , ainsi cette transformations est orthogonal

\* le facteur  $\sqrt{\frac{2}{3}}$ , pour la conservation de la puissance électrique instantanée [18].

L'angle ( $\theta$ ) dans la matrice  $[P(\theta)]$  prend la valeur ( $\theta_s$ ) pour les grandeurs statorique et ( $\theta_r$ ) pour les grandeurs rotorique

Le passage du système triphasé au système diphasé est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [X_{sdqo}] = [P(\theta_s)][X_{sabc}] \\ [X_{rdqo}] = [P(\theta_r)][X_{rabc}] \end{cases}$$

Le passage du système diphasé au système triphasé est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [X_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} [X_{sdqo}] \\ [X_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} [X_{rdqo}] \end{cases}$$

Avec :

$X$  : Grandeur statorique ou rotorique (représente le vecteur de tension, courant ou flux).

### I.4.2. Application aux équations électriques

Pour le stator en applique les transformations de Park à l'équation (I. 3) on obtient :

$$[P(\theta_s)]^{-1} [V_{sdq}] = [R_s] [P(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \left\{ [P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{sdq}] \right\} \quad (I.17)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par  $[P(\theta_s)]$  on obtient :

$$[V_{sdq}] = [R_s] [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left\{ [P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{sdq}] \right\} \quad (I.18)$$

Et on a d'autre part:

$$\frac{d}{dt} \left\{ [P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{sdq}] \right\} = [\varphi_{sdq}] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} + [P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] \quad (I.19)$$

On obtient :

$$[V_{sdq}] = [R_s] [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + [\varphi_{sdq}] [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} \quad (I.20)$$

Or:

$$\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

On démontre que:

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

On remplaçant  $[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1}$  par leurs expressions obtenu en(I.20), On obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

Pour le rotor on utilise l'équation (I.4) et on fait la même opération que pour le stator, on obtient le modèle électrique dynamique par l'enroulement rotorique biphasé équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Puisque le système est équilibré. La composante homopolaire est nulle on a :

$$V_{so} = V_{ro} = 0 \quad (\text{I.25})$$

### I.4.3. Application aux équations des flux :

En appliquant la transformations de Park pour établir les relation entre les flux et ceux des axes  $(a,b,c)$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \varphi_{sdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sabc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rabc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

En développant l'équation des flux au stator

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \{ \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rabc} \end{bmatrix} \} \quad (\text{I.27})$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{sdq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{rdq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

On a:

$$\begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

La relation(I.14) simplifie le calcul du dernier terme

Et

$$\begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix}^{-1} = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

En introduisant les inductances cycliques :

$L_s = l_s - M_s$  : L'inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

$L_o = l_s + 2M_s$  : L'inductance homopolaire statorique.

La composante homopolaire est nulle puisque le système est équilibré

L'expression(I.28) dévient alors :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

En développant l'équation des flux au rotor d'après l'équation (I.26) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix} \{ \begin{bmatrix} L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rabc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc} \end{bmatrix} \} \quad (\text{I.32})$$

Soit:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{rdq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{sdq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

Or:

$$\begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Et :

$$\begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} = \frac{3}{2} M_{rs} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

En introduisant l'inductance cyclique

$L_r = l_r - M_r$  : L'inductance cyclique rotorique.

$L_o = l_r + 2M_r$  : L'inductance homopolaire rotorique.

L'expression (I.33) dévient alors :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

### ***1.5.Choix du référentiel***

Le référentiel est choix en fonction de l'étude à réaliser dans la pratique il existe trois type de référentiels

✱ **Référentiel lié au stator** : caractérise par  $\theta_s = 0$  et par conséquence  $\theta_r = -\theta$  et  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  pour

les formules (I.23) et(I.24) il faut prendre  $\theta_s$  nulle et remplacer les indices  $(d, q)$  par  $(\alpha, \beta)$  devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{I.37})$$

Les tensions dans ce système varient en fonction du temps comme des valeurs sinusoïdales. le courant  $I_{s\alpha}$  dans ce système est un courant réel d'une phase statorique. C'est un avantage pour ce système d'axes puisqu'il ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

Ce système 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 rotor.

\* **Référentiel lié au rotor** : caractérise par  $\theta_r = 0$  et par conséquence  $\theta_s = \theta$  et  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  pour les formules (I.23) et (I.24) il faut prendre  $\theta_r$  nulle et remplacer les indices  $(d, q)$  par  $(x, y)$  devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d\varphi_{sx}}{dt} - \omega \varphi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d\varphi_{sy}}{dt} + \omega \varphi_{sx} \\ V_{rx} = R_r I_{rx} + \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = R_r I_{ry} + \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \end{array} \right. \quad (I.38)$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans la machine asynchrone les tensions et les courants du rotor sont des paramètres continus.

\* **Référentiel lié au champ tournant** : caractérise par  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$  et  $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$  pour les formules (I.23) et (I.24) il faut prendre  $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$  devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.39)$$

Aussi pour les équations du flux:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{array} \right.$$

(I.40)

Ce choix est préférable pour l'étude de la commande de la machine où l'on a besoin d'une orientation du flux il est à remarquer que ce repère est le seul qui n'introduit pas de simplification dans l'équation de la machine.

## I.6. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est obtenu à l'aide d'un bilan de puissance la puissance électrique instantanée en fonction des grandeurs d'axes  $(d, q)$  est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} + V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \quad (I.41)$$

En remplaçant les tensions par leurs expressions dans le modèle de Park de la machine asynchrone. Nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes :

1. Puissance dissipée par pertes joule :

$$\Delta P_j = R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (\text{I.42})$$

2. Puissance représentant les l'échange électromagnétique avec la source :

$$P_{em} = I_{sd} \left( \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \right) + I_{sq} \left( \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \right) + I_{rd} \left( \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \right) + I_{rq} \left( \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \right) \quad (\text{I.43})$$

3. Puissance mécanique :

$$P_m = \omega_s (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) + (\omega_s - \omega) (\varphi_{rd} I_{rq} - \varphi_{rq} I_{rd}) \quad (\text{I.44})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = p \cdot \frac{P_m}{\omega} \quad (\text{I.45})$$

D'après le système d'équation (I.40), (I.44) et (I.45) on peut avoir plusieurs expressions du couple :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = PM (I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) \\ C_e = P (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \\ C_e = P (\varphi_{qr} I_{dr} - \varphi_{dr} I_{qr}) \\ C_e = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) \end{array} \right. \quad (\text{I.46})$$

Le choix de l'expression à utiliser d'épande de vecteurs d'état

### ***1.7. Equation mécanique***

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électrique (courant, tension, flux) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse) l'équation du mouvement définie comme suit:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{I.47})$$

En substituant l'expression du couple électromagnétique nous déduisons l'équation mécanique suivant:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = \left[ P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) - C_r - f\Omega_r \right] \quad (\text{I.48})$$

### ***1.8. Représentation d'état d'un système :***

La représentation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées. Pour une machine asynchrone triphasé alimenté en tension statorique  $(V_{sd}, V_{sq})$  et la vitesse du champ tournant  $(\omega_s)$  sont considérées comme variable de commande, le couple résistant  $(C_r)$  comme perturbation, les courants statorique, les flux rotoriques et la vitesse mécanique  $(I_{sd}, I_{sq}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \Omega)$  comme variables d'état.

Les équations du modèle doivent être sous forme d'équation d'état comme tel que :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

(I.49)

Où :

$$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad 0 \quad 0]^T : \text{Vecteurs de commande.}$$

$$[X] = [I_{sd} \quad I_{sq} \quad \varphi_{rd} \quad \varphi_{rq} \quad \Omega]^T : \text{Vecteurs d'état.}$$

[A]: Matrice d'évaluation.

[B]: Matrice de commande.

A partir de l'équation (I.40) on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.50})$$

En remplaçant les expressions des courant  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  de l'équation(I.50) par leurs valeur dans les équations (I.40), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_{sq} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.51})$$

En dérivant ces dernières en fonction du temps, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{dI_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.52})$$

Pour le rotor à partir d'équation (I.39) on obtient

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -R_r I_{rd} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -R_r I_{rq} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.53})$$

En remplaçant  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  par leurs expressions obtenues en (I.50), dans l'équation(I.53) les expressions suivantes sont obtenues :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.54})$$

On obtient finalement à partir des équations (I.39), (I.51), (I.52), (I.54) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \left( R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r T_r} \varphi_{dr} + \frac{M}{L_r} \omega \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \sigma L_s \omega_s I_{ds} - \left( R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - \frac{M}{L_r T_r} \omega \varphi_{dr} + \frac{M}{T_r L_r} \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left( \frac{p^2 M}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - I_{ds} \varphi_{qr}) - pCr - f\omega \right) \end{array} \right. \quad (I.55)$$

On peut écrire sous la forme matricielle d'équation d'état

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} \\ \dot{x} \end{bmatrix}}_x = \underbrace{\begin{bmatrix} - \left( \frac{1}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega \\ -\omega_s & - \left( \frac{1}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & - \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & - \frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & - (\omega_s - \omega) & - \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_u \quad (I.56)$$

Avec:

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

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

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

Dans le but de simplifier la réalisation par simulink la matrice  $[A]$  peut être décomposée de la forme suivant :

$$[A] = [A_1] + \omega [A_2] + \omega_s [A_3]$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \\ 0 & 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans  $(\alpha, \beta)$  caractérisé par

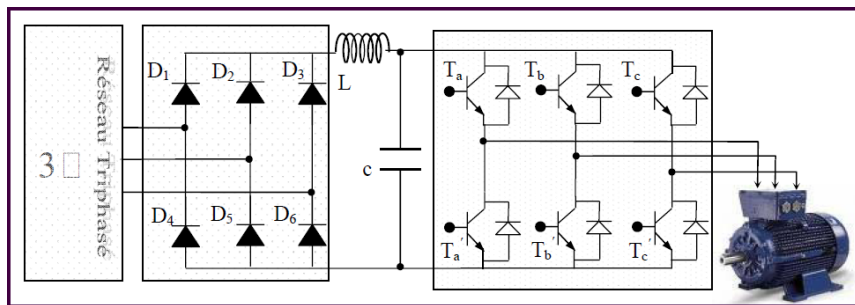
$$\omega_s = 0 [A] = [A_1] + \omega [A_2]$$

## I.9. Description du système d'alimentation

La machine asynchrone est généralement conçue pour fonctionner à fréquence fixe qui est celle du réseau électrique, pour les faire tourner à vitesse variables, elles doivent être alimentées par une tension d'amplitude et de fréquence réglables. [16].

L'alimentation en fréquence variable se fait à l'aide de convertisseurs statique dont le schéma de principe est donné par la figure(I.7), est constitué

- d'un redresseur non commandé, supposé parfaite
- un filtre de type passe-bas
- un onduleur de tension permet de produit à partir d'une tension continue, une tension modulé, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.



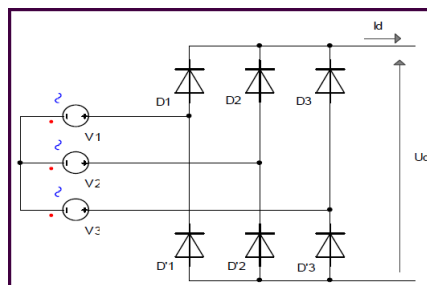
Figure(I.7) : schéma globale d'une MAS et de son alimentation.

Les caractéristique exigées du convertisseur statique dépende à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble pour assurer :

- un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petite nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.

### I.9.1. Modélisation de la redresseuse triphasée double alimentation à diodes

Le redresseur est un pont de Gratz à six diodes qui convertie une tension alternance à l'entrée et une tension continue à la sortie, il est représenté par la figure(I.8).



Figure(I.8) : redresseur triphasé à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes  $D_1, D_2, D_3$  à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$ , et trios diodes  $D_4', D_5', D_6'$  à anode commune assurant le routeur du courant  $I_d$ . En alimentant le redresseur par trois tensions triphasées  $V_1(t), V_2(t), V_3(t)$

Telles que :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_2(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3(t) = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.57})$$

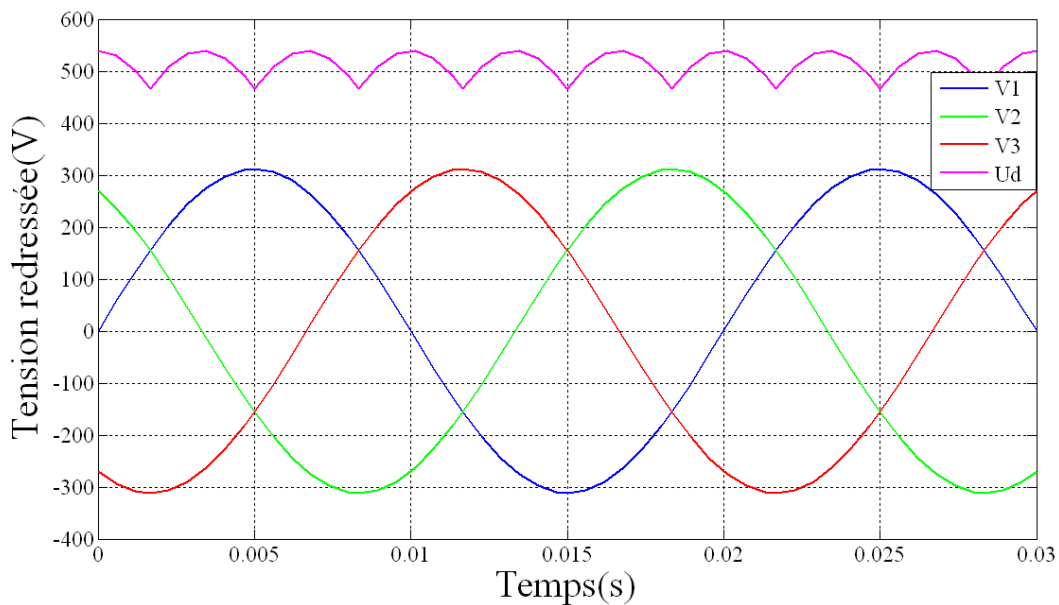
Or:

$$\begin{cases} D_1 \text{ conduit si } V_i = \max(V_j), j = 1, 2, 3; i = 1, 2, 3 \\ D_1' \text{ conduit si } V_i = \min(V_j), j = 1, 2, 3; i = 1, 2, 3 \end{cases}$$

La tension de sortie du redresseur sera définie comme soit :

$$U_d(t) = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (\text{I.58})$$

La tension redressée aura la forme schématisée par la figure(I.9)



Figure(I.9) : forme de la tension redressée

La valeur moyenne de cette tension redressée est donné par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \quad (\text{I.59})$$

Le facteur d'ondulation est donnée par

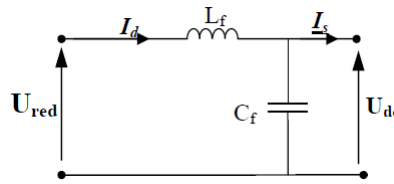
$$K \% = \frac{U_d \text{ max} - U_d \text{ min}}{2\bar{U}_d} \quad (\text{I.60})$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée. Plus ce facteur est petite plus la tension redressée est moins ondulée [18].

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

### I.9.2. Modélisation du filtre

A fin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe-bas(LC) schématisé par la figure(I.10)



Figure(I.10) : filtre(LC)

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{dc} \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (I.61)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F(S) = \frac{U_{dc}(S)}{U_d(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (I.62)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure  $f_c$  telle que :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (I.63)$$

Le choix des valeurs de l'inductance et la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ce qui est vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieure à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante  $f_c < f$  [3].

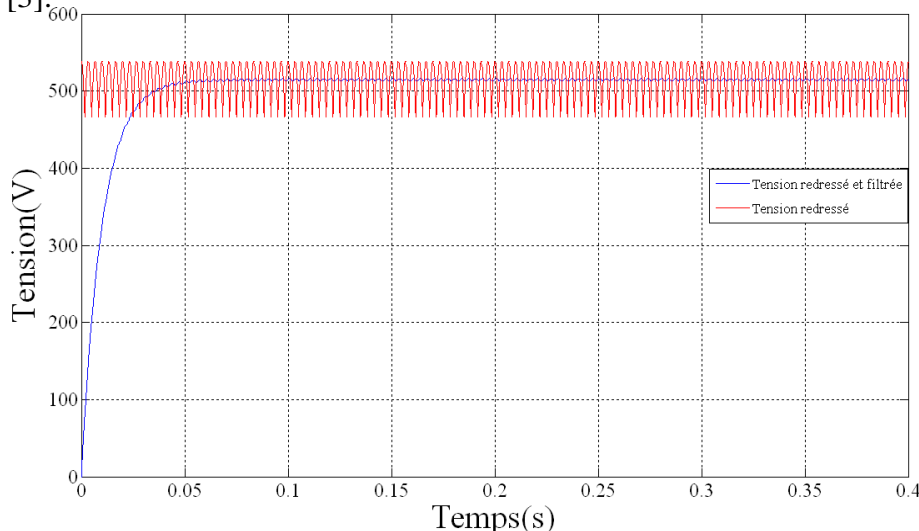


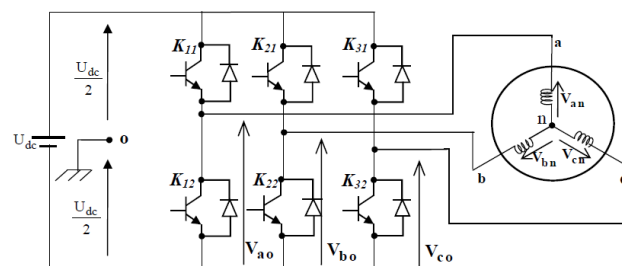
Figure (I.11): Tension de sortie du filtre

### I.9.3. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variable. Il joue un rôle très important dans la commande de machine, particulièrement la machine asynchrone. Le schéma de base d'un onduleur à transistor est illustré par la figure (I.11). [18].

Il est composé de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor shunté en antiparallèle par une diode de récupération pour renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur, les transistors de puissance sont surtout utilisés pour avoir une bonne commutation.

Le couple d'interrupteurs  $(K_{11}, K_{12}), (K_{21}, K_{22}), (K_{31}, K_{32})$  est commandé d'une manière complémentaire pour assurer la continuité du courant dans les phases statorique de la machine et pour éviter de court-circuiter la source.



Figure(I.11) : onduleur de tension triphasé alimentant une MAS

Pour simplifier l'étude supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- Le chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable c'est-à-dire l'interrupteur supposé idéalise
- La charge est équilibré couple en étoile avec neutre isolé

Nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion  $S_i$  ( $i = 1, 2, 3$ )

Si  $S_i = 1$  alors  $T_i$  est fermée et  $T_i'$  est ouvert

Si  $S_i = 0$  alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est fermée

Les tensions composées  $V_{ab}, V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.64)$$

Tel que :

$V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$ , sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tension continue. Elles sont référencées à un point milieu "O" d'un diviseur fictif.

On peut écrire la relation de Charles, comme suite :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.65})$$

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  Et  $V_{cn}$  sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative)

$V_{no}$  : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif "O"

Le système  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  Et  $V_{cn}$  étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.66})$$

La substitution de(I.66) dans(I.65) aboutit à:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.67})$$

En remplaçant(I.67) dans (I.65), on obtient

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{I.68})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice  $[T]$  Assurant le passage continu-alternatif

$$[V_{AC}] = [T][V_{dc}] \quad (\text{I.69})$$

Tel que:

$$\begin{aligned} [V_{AC}] &= [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \\ [V_{dc}] &= [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \\ [V_{dc}] &= U_{dc} [S_1 \quad S_2 \quad S_3]^T \end{aligned}$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale :  $S_i (1 \text{ ou } 0), \{i = 1, 2, 3\}$

La matrice de transfert est la suivante :

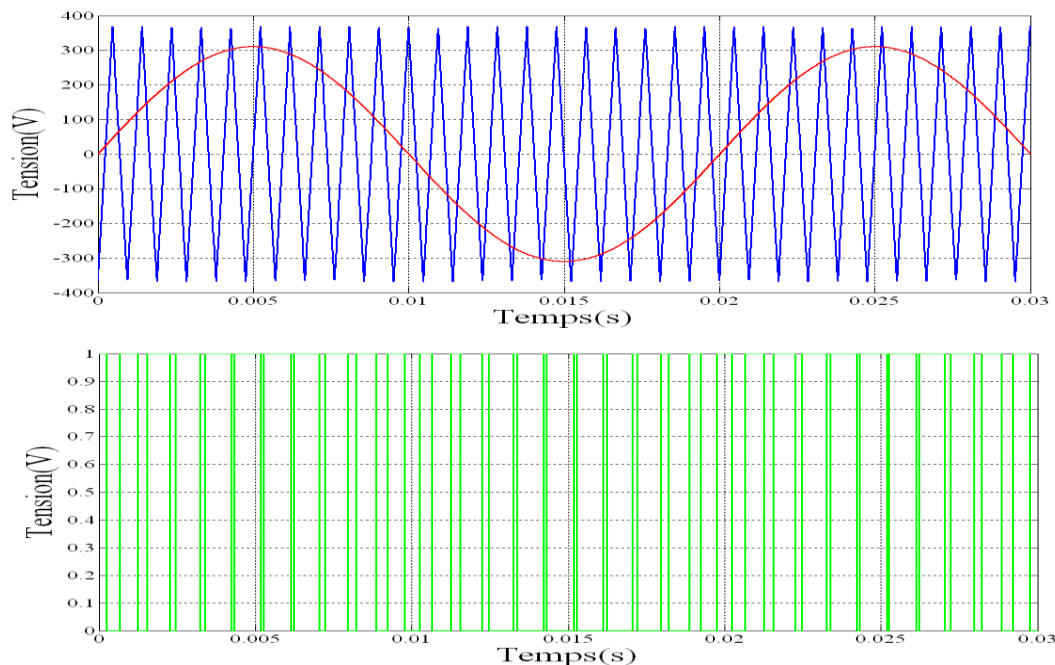
$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

#### 1.9.4. Structures de MLI

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques [1].

Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion

- **La MLI sinus-triangle** : est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme Sinusoidal à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence plus élevée. Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la figure (I.12) [1].



Figure(I.12) : principe d'un MLI sinus-triangle

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation :  $m = \frac{f_p}{f_r}$
- Le taux de modulation :  $r = \frac{V_{mr}}{V_{mp}}$

Avec:

$f_p$  : Fréquence de modulation.

$f_r$  : Fréquence de référence.

$V_{mr}$  : Amplitude de tension de référence.

$V_{mp}$  : Valeur de crête de l'onde de modulation.

### 1.9.5. Equation de la porteuse

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{mp} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{mp} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{I.70})$$

Où:  $T_p = \frac{1}{f_p}$

### 1.9.6. Equation de la référence

Les signaux de référence forme un système tel que :

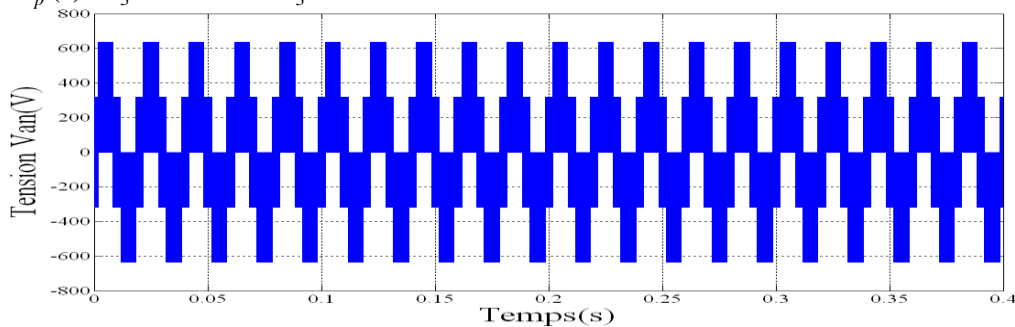
$$\begin{cases} V_{1ref} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{2ref} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{3ref} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.71})$$

L'algorithme de commande

Si  $V_{1ref} > V_p(t)$   $S_1 = 1$  si non  $S_1 = 0$

Si  $V_{2ref} > V_p(t)$   $S_2 = 1$  si non  $S_2 = 0$

Si  $V_{3ref} > V_p(t)$   $S_3 = 1$  si non  $S_3 = 0$

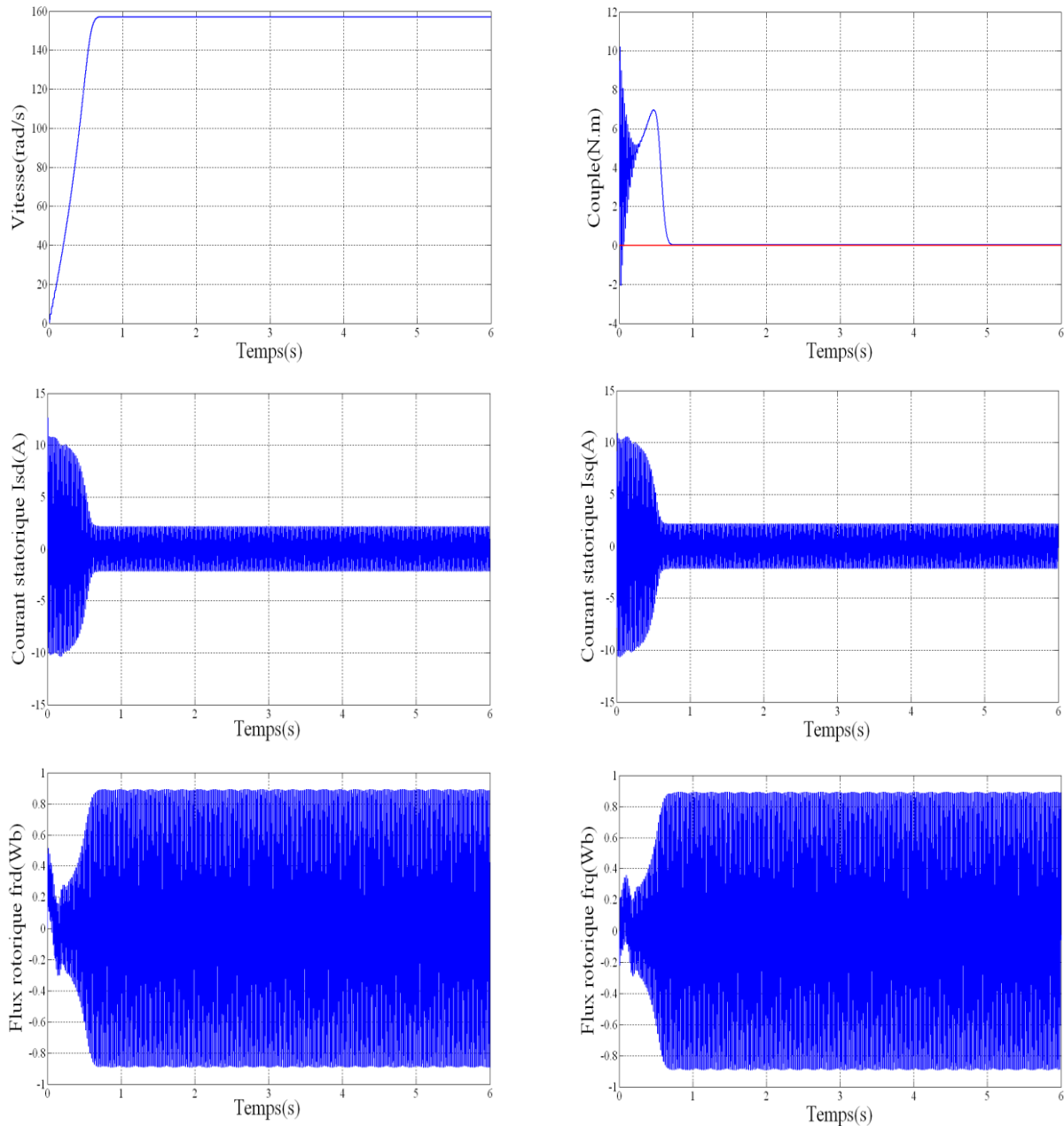


Figure(I.13) : La tension de l'onduleur triphasé par rapport au neutre du moteur

### I.9.7. Résultats de la simulation

Nous avons simulé notre machine alimentée par réseau triphasé équilibré  $380/220\text{ V}$ ,  $f=50\text{Hz}$ , puis par un onduleur de tension commandé en sinus-triangle. Les simulations ont été effectuées sous *Matlab-Simulink*. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A. Les figures (I.13) et (I.14) présentent les résultats de simulation du MAS raccordé directement au réseau. A vide et en charge. Nous avons appliqué un échelon ( $Cr=5\text{N.m}$ ) à l'instant ( $t=3\text{s}$ ). Sur la machine.

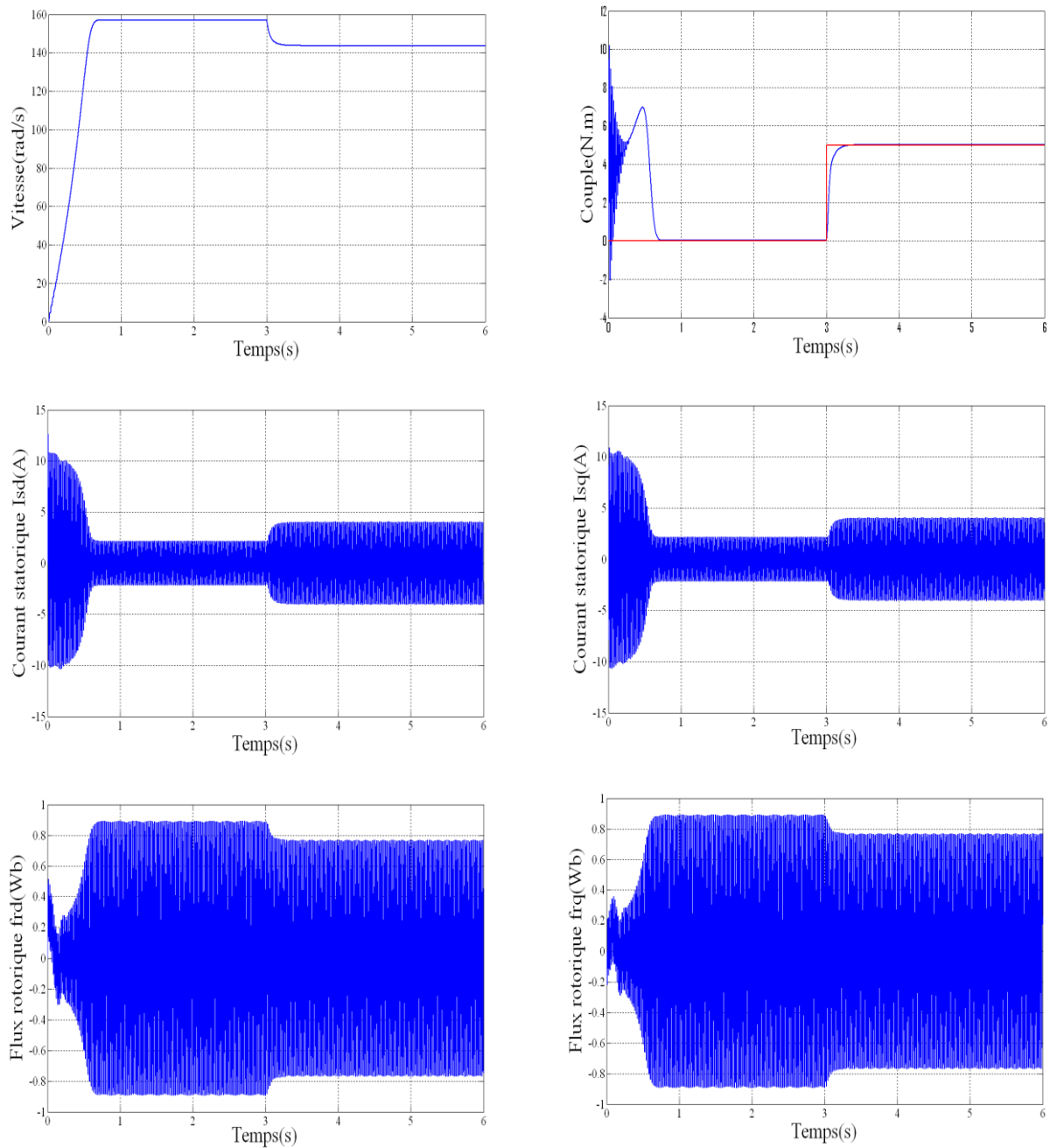
- **A vide :**



Figure(I.14) : Comportement à vide de la machine asynchrone.

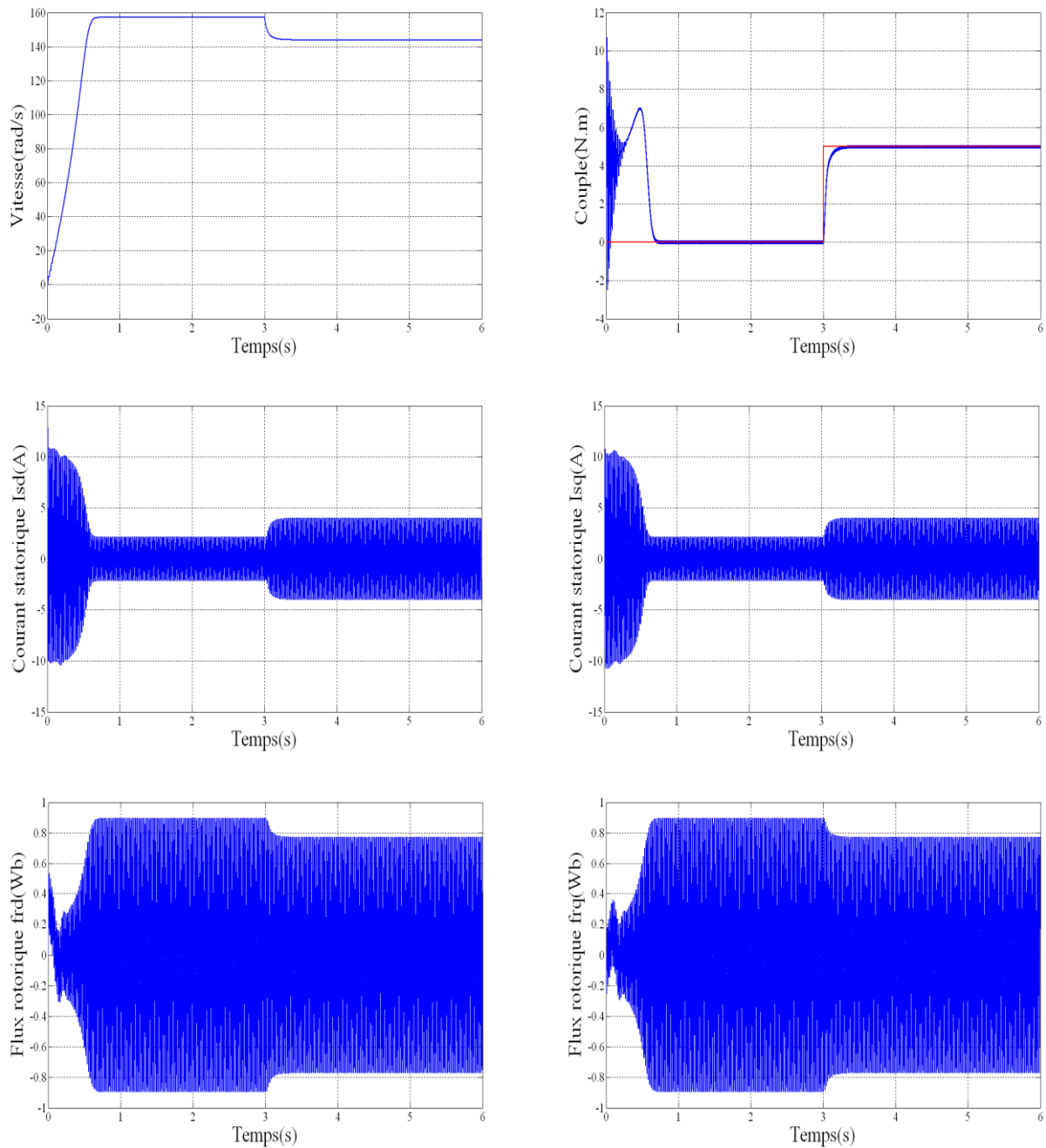
- ***En charge***

Le comportement en charge de la machine asynchrone est visualisé à la figure (I.15):



**Figure (I.15):** Comportement en charge de la machine asynchrone application d'un couple résistant de 5 Nm à  $t=3$  s.

- **Résultats de la simulation de l'association onduleur- MAS**



**Figure (I.16) : Comportement en charge ( $C_r = 5 N.m$  à  $t=3s$ ) de la machine alimentée via un onduleur de tension (MLI) commandé par la technique triangulo-sinusoidale.**

### **I.10. Interprétation des résultats**

Les résultats de simulation obtenus pour fonctionnement à vide ( $C_r = 0N.m$ ) et en charge nominal ( $C_r = 5N.m$ ) applique à  $t=3s$ .

#### **A vide :**

La courbe de couple électromagnétique ce présente aux première instants de démarrage des battements importants, il y a un fort appel de courant, en régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule.

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. La vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme (puisque le glissement faible).

La courbe de courant statorique présente un l'appel au courant est fort au démarrage, le courant augment à cause l'augmentation du couple, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constant.

La courbe de flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude mais il disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

#### **En charge :**

Nous avons appliqué à l'arbre de le machine un couple résistant ( $C_r=5N.m$ ), nous constatons que :

Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de couple résistant ( $5N.m$ ) applique. On constate une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement, ce qui est un résultat évident (la vitesse diminue pour les surcharges).

On remarque que le courant statorique évolue selon la charge applique à l'arbre de la machine.

Le flux rotorique diminue durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

## ***I.11. Conclusion***

Dans ce premier chapitre nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé, pour réduire la complexité du modèle, nous avons en utilisant certain nombre d'hypothèse simplificatrice

On a établi le modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système diphasé équivalent en applique la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la machine asynchrone

Cette transformation permis une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielle du système.

En suite nous avons établi un modèle de l'onduleur de tension pour assurant l'alimentation de la machine, commandé en MLI sinus-triangulaire

Les résultats de simulation du modèle de la machine montrent bien fort couplage existant entre le couple et le flux.

Dans cette partie, la machine fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, nous allons l'appliquer une commande vectorielle, qui fera l'objet du prochain chapitre.

# *CHAPITRE II*

---

---

COMMANDE VECTORIELLE PI FLOU

## II.1.Introduction

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est la plus répandue dans l'industrie, son principal avantage par rapport aux autres types de la machine électrique tournant [10].

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique [4].

La commande par orientation du flux(ou commande vectorielle) a été introduite il y a longtemps, ont été élaborés, en 1972 par *Felix Blaschke*. Historiquement il s'agit de la première méthode de contrôle vectorielle développée pour les machines alternatives et notamment synchrones. Puis les principes de la commande ont été adaptés à la machine asynchrone. L'utilisation réelle qu'avec les avancées de micro-électronique. En effet, elle nécessite de calculs de la transformation de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations des régulations....etc. [19].

La commande vectorielle (FOC) permet de contrôler la machine asynchrone avec les performances équivalentes à celles d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Ces dynamiques seront contrôlées par les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI, sont très répandues dans le domaine de la commande des machines électriques, pour assurer la rapidité de la réponse dynamique et éliminer l'erreur statique en régime permanent. Cette stratégie de commande permet d'aboutir à des performances particulièrement intéressantes [20].

- Réponse rapide de couple.
- Une grande plage de contrôle de vitesse.

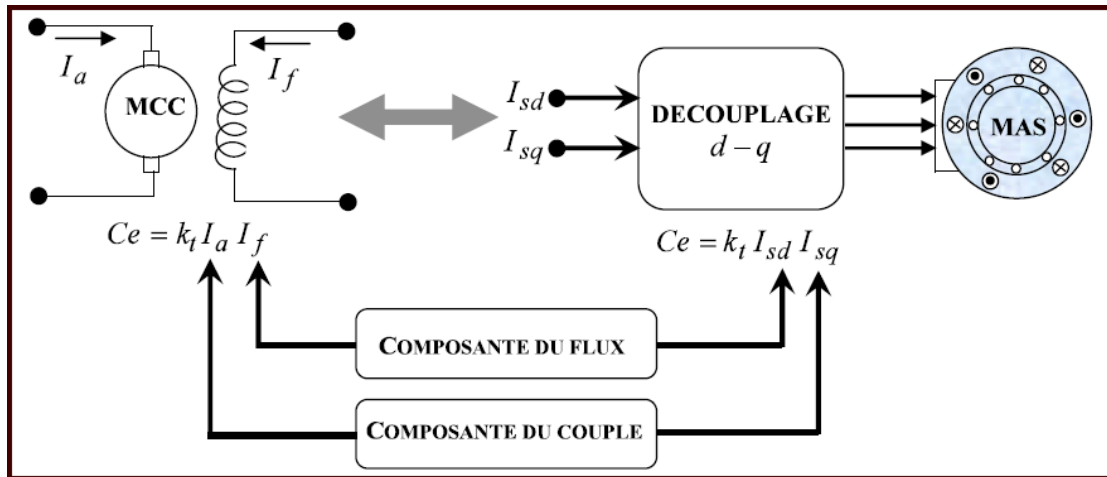
Le réglage par logique floue qui se prête très bien au réglage et à la commande de processus mal maîtrisable par des méthodes classiques conventionnelles, et permet d'obtenir une commande performante et robuste vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et les perturbations externes

La méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques conventionnelles. Plusieurs travaux dans le domaine de la commande des systèmes physiques, ont montré qu'un régulateur par logique floue (RLF) est plus robuste qu'un régulateur classique conventionnel.

Dans ce chapitre nous avons à l'étude de la commande vectorielle directe et indirecte à flux rotorique orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème du couplage entre le flux et le couple rendant la machine difficilement commandable. Puis en remplaçant dans le schéma bloc de la commande découplée par orientation du flux rotorique les régulateurs (PI) de la vitesse par des régulateurs flous, nous réalisons une commande robuste de la machine asynchrone

## II.2. Commande vectorielle de la machine asynchrone

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine courant continu à excitation indépendant. Ou il y a un découplage naturel entre le grandeur commandant le flux (courant d'excitation), et celle liée au couple le (courant d'induit), ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [21].



Figure(II.1) : principe de la commande vectorielle

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe  $dq$  que l'on oriente de manière à ce que l'axe  $d$  soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :  $\varphi_d = \varphi$  et  $\varphi_q = 0$

### II.2.1. Principe de la commande par orientation du flux

Le principe d'orientation du flux est apparu par les travaux de Blaschke au début années 70 consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela il faut choisir un système d'axe  $dq$  (lié au champ tournant) tel que l'axe  $d$  soit confondu avec la direction du flux comme le montre de la figure(II.2) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [10],[15].

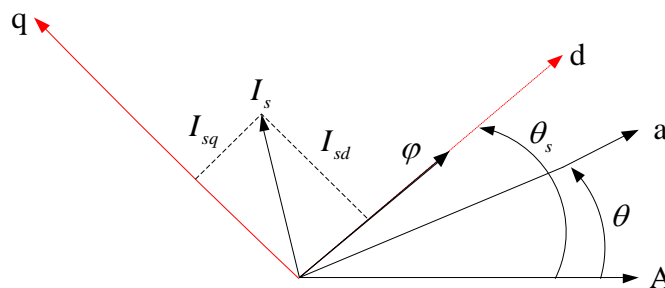


Figure (II.2): illustration de l'orientation du flux (rotorique, statorique, entrefer)

La Commande vectorielle est divisée en trois stratégies:

1. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique:  $\varphi_{rd} = \varphi_r, \varphi_{rq} = 0$
2. Commande vectorielle par orientation du flux statorique:  $\varphi_{sd} = \varphi_s, \varphi_{sq} = 0$
3. Commande vectorielle par orientation du flux d'entrefer (flux magnétisant)  $\varphi_{sm} = \varphi_m, \varphi_{qm} = 0$

Dans le trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par le composant en quadrature de courant statorique.

### II.2.2. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnant des meilleurs résultats que les basés sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer tout en assurant le meilleur comportement couple en fonction de la vitesse de glissement en régime permanent comme montre de la figure (II.3) [22].

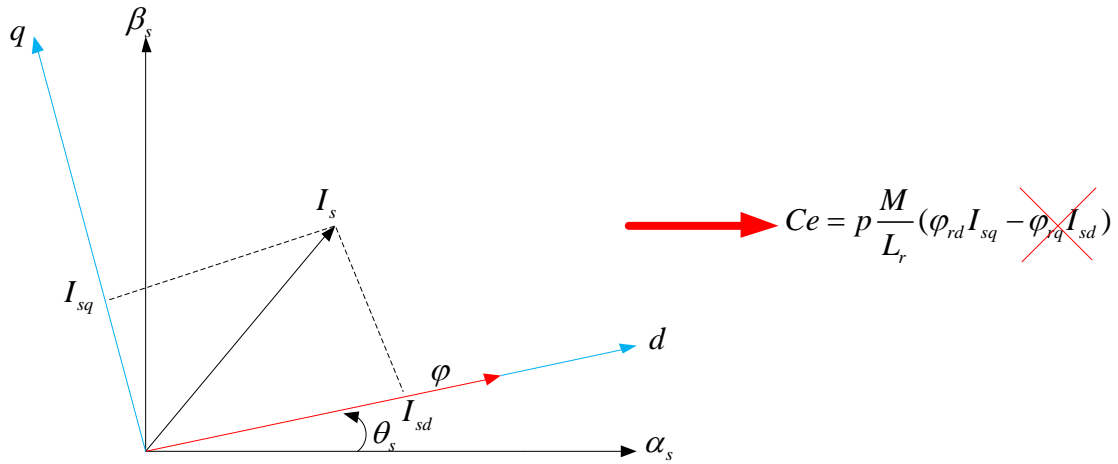


Figure (II.3): Principe du contrôle vectoriel

En imposant  $\varphi_{dr} = \varphi_r$  et  $\varphi_{qr} = 0$  Les équation de la machine dans un référentiel lié au champ tournant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ 0 = M I_{ds} + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} - \varphi_r \\ 0 = M I_{qs} - T_r \varphi_r \omega_r \\ Ce = p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (II.1)$$

Le passage par une transformation de Laplace nous obtenant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = (R_s + \sigma L_s S) I_{ds} + \frac{M}{L_r} S \varphi_r - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + \sigma L_s S) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ \varphi_r = \frac{M}{1 + T_r S} I_{ds} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r \varphi_r} I_{qs} \\ Ce = p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (II.2)$$

Ainsi  $\varphi_r = MI_{ds}$  en régime permanent

Ces expressions montrent que le flux ne dépend que de la composante directe du courant statorique  $I_{ds}$ , et que si on maintient ce dernier constant, le couple ne dépendra que de la composante en quadrature du courant statorique  $I_{qs}$ . Pourtant, dans le cas d'une alimentation en tension  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  influent à la fois sur  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ , donc sur le flux et le couple, d'où vient l'intérêt d'ajouter des termes de compensation [21].

### **II.3.Méthode de la commande vectorielle**

Il existe, essentiellement deux méthodes de commande à flux orient. La première appelée méthode directe a été introduite par *Felix Blaschke*(1972) et la seconde connue sous le nom indirecte a été introduit par *Karl Hasse*(1968).

Ces deux méthode de commande vectorielle, directe et indirecte, se différencient essentiellement dans le calcul de l'angle de Park  $\theta_s$  (grandeur essentielle dans la commande) [21].

- La commande directe : Calcule directement cet angle à partir de grandeurs mesurées ou estimés
- La commande indirecte : Cet angle est calculé à partir de la pulsation statorique  $\omega_s$  elle-même reconstituée à l'aide de la relation d'autopilotage qui additionne la vitesse  $\omega_r$  et la pulsation de glissement.

#### **II.3.1.Commande vectorielle directe**

Pour la commande directe par orientation du flux rotorique, celui -ci est régulé par une boucle de contre réaction nécessitant une bonne connaissance de son module et de sa phase à tout instant.

Celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué.

Il faut donc procéder à des séries de mesure aux bornes du système. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement, car il dépend moins des variations de paramètres de la machine. [15].

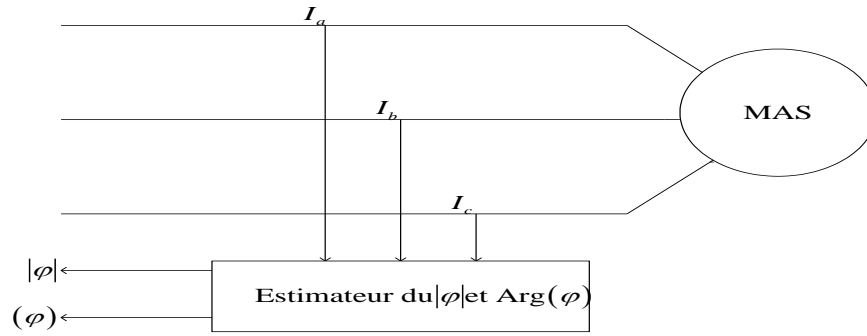
Afin d'accéder au flux rotorique  $\varphi_r$ , deux procédés sont utilisés :

##### **II.3.1.1.Mesure directe du flux dans l'entrefer**

Une première idée consiste à mettre un capteur de flux dans l'entrefer de la machine. L'utilisation des capteurs de flux rend cette méthode moins utilisée car ces derniers devraient être installés au moment de la fabrication de la machine ; en outre, dans le fait que ces capteurs du flux sont très fragiles et sensibles aux variations de température, leurs utilisations nécessitent, pour les traitements de signaux des appareils très fragile et coûteux. Les avantages du moteur asynchrone, simplicité et robustesse ainsi que son faible coût, sont alors perdus. [22].

##### **II.3.1.2.Utilisation un estimateur du flux**

La difficulté liée à l'utilisation des capteurs du flux a donc pour que la machine asynchrone garde ses avantages, on a recours au développement des méthodes dynamiques du flux dont la position et le module sont obtenus à partir de la mesure des courants statoriques comme le montre la figure (II.4). [3].



Figure(II.4) : méthode d'estimation du module et l'argument du flux.

**a) Estimation du flux rotorique  $\varphi_r$  :**

Le flux rotorique n'est pas directement accessible, il faut donc pouvoir l'estimer à partir des grandeurs statoriques facilement accessibles. La combinaison de (II.2), nous donne :

$$\hat{\varphi}_r = \frac{M}{1 + ST_r} I_{sd} \quad (\text{II.3})$$

Le flux rotorique  $\varphi_r$  sera donc estimé  $\hat{\varphi}_r$  à partir du courant statorique  $I_{sd}$  accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques sous réserve de réalisation de la transformation de Park.

**b) Estimation de la pulsation  $\omega_s$  et de l'angle  $\theta_s$  :**

On a besoin d'estimer l'angle  $\theta_s$  position du stator nécessaire pour effectuer les transformations directe et inverse de Park.

Nous déduisons l'expression de la vitesse du référentiel d'axes  $(d, q)$  par rapport au rotor  $\omega_r$  en fonction de  $I_{sq}$  et de  $\hat{\varphi}_r$  :

$$\hat{\omega}_r = \frac{M}{T_r \hat{\varphi}_r} I_{sq} \quad (\text{II.4})$$

Et par conséquent en utilisant la relation  $\omega_s = \omega_r + p\Omega$  il vient:

$$\hat{\omega}_r = \frac{M}{T_r \hat{\varphi}_r} I_{sq} + p\Omega \quad (\text{II.5})$$

ET

$$\hat{\theta}_s = \int \hat{\omega}_s dt \quad (\text{II.6})$$

$\Omega$  : Est à capter directement de la machine.

$\theta_s$  Sera donc estimé ( $\hat{\theta}_s$ ) à partir de la mesure de  $\Omega$  (par captage) et du courant grandeur  $I_{sq}$  statorique accessible à partir de la mesure des courant réels statorique.

Le schéma bloc de l'estimateur du flux et du couple est donné par la figure suivante

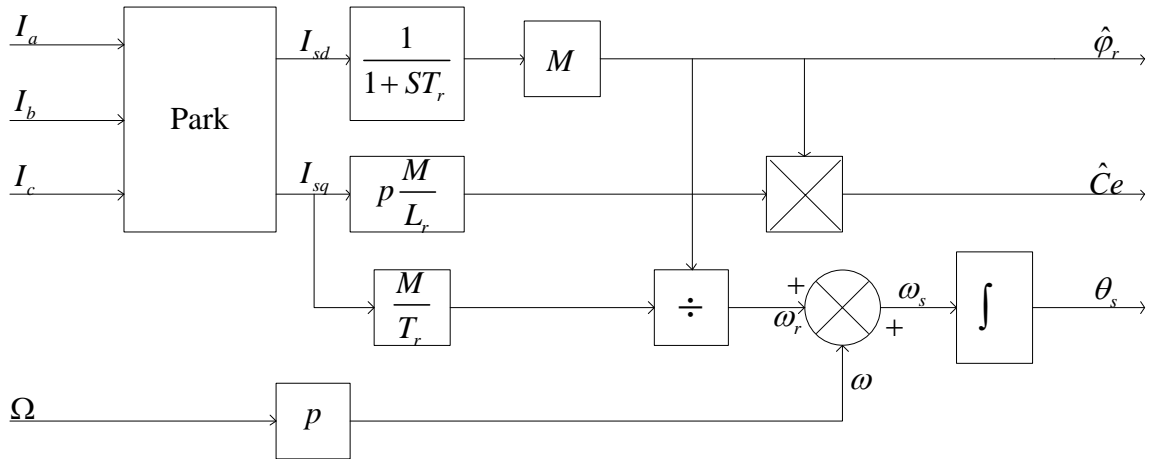
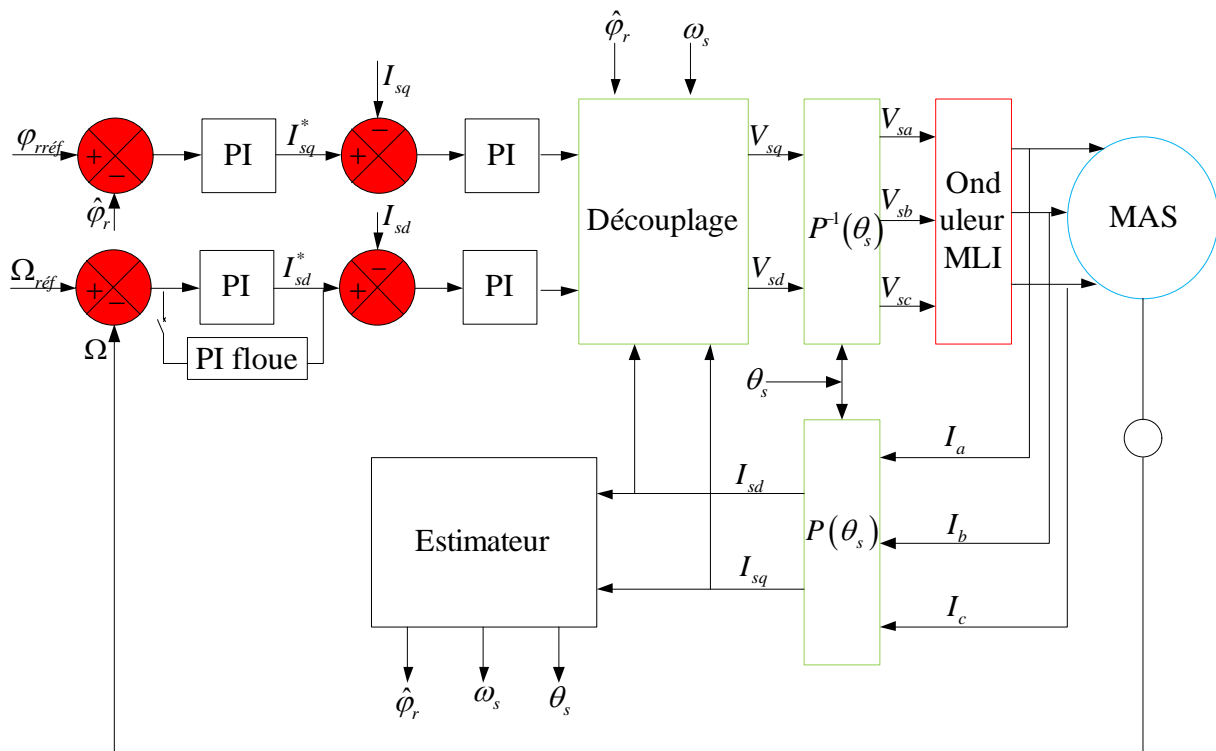


Figure (II.5): Estimateur du flux et du couple

Le schéma global de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique en utilisant un estimateur du flux et de position est donné par la figure(II.6)



Figure(II.6) : représentation de la commande vectorielle directe de la MAS

Les principaux constituants de ce type de commande sont les blocs des régulations du couple, et du flux rotorique  $\varphi_r$ . Le bloc d'estimation du flux rotorique  $\hat{\varphi}_r$  et de la pulsation  $\hat{\omega}_s$  en fonction de  $I_{sd}, I_{sq}$ , puis en captant la vitesse de rotation  $\Omega$ , la pulsation  $\hat{\omega}_s$  est ainsi estimé. Un bloc intégrateur pour calculer l'angle  $\theta_s$ . C'est cet angle qui est utilisé dans la transformation directe et inverse de Park.

La sortie du régulateur du flux  $\hat{\varphi}_r$  donne la tension de référence  $V_{sd1}$ . La compensation par l'injection des grandeurs  $e_{sd}, e_{sq}$  permet d'obtenir les deux tensions de référence  $V_{sd}, V_{sq}$  qui sont alors transformées en grandeurs triphasées de référence à l'aide d'un bloc de transformation inverse de Park.

Des deux précédentes relations (II.4) et (II.5), on note une importante sensibilité de  $\hat{\varphi}_r$  et de  $\hat{\omega}_s$  à la variation de la résistance rotorique.

### II.3.2. Commande vectorielle indirecte

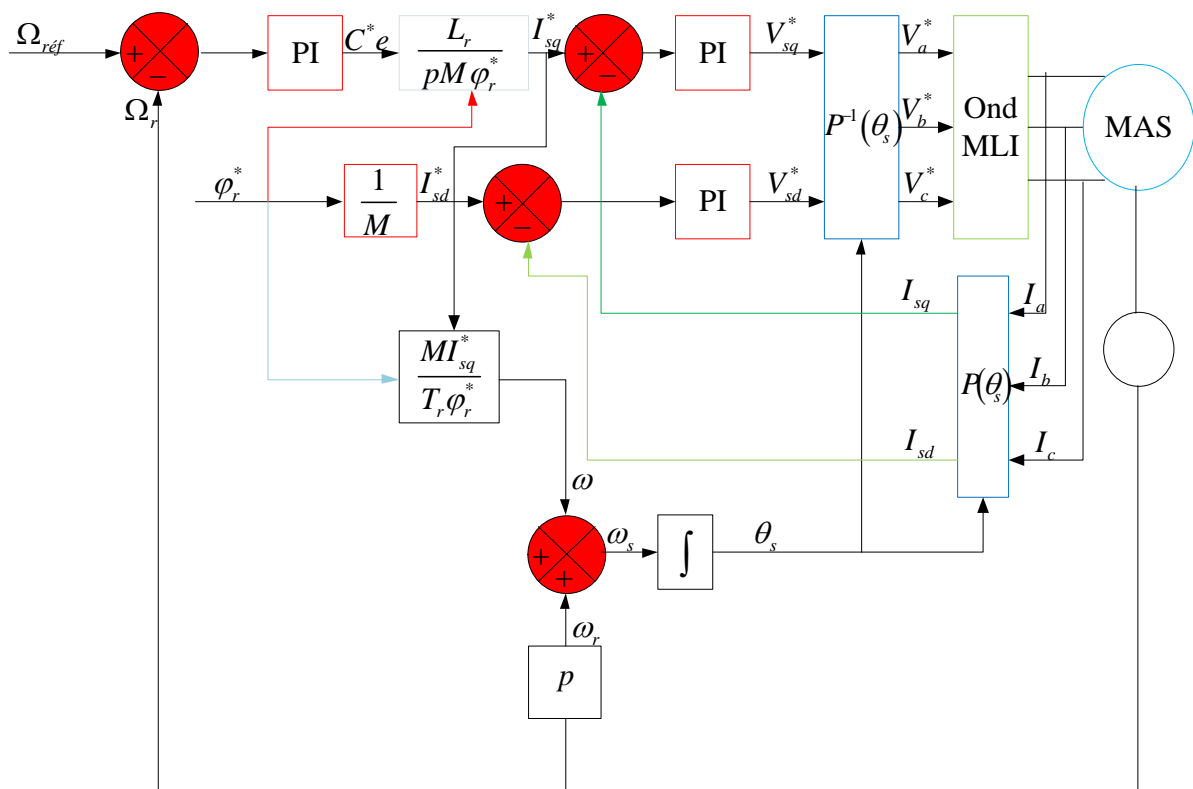
Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position, elle élimine le besoin d'un capteur ou d'un estimateur ou d'un observateur du flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse elle permet le contrôle de la vitesse par contre-réaction et le contrôle du module de flux par réaction.

La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de la commande.

En prenant comme grandeurs de références le flux et la vitesse ( $\varphi_r^*$  et  $\omega_r^*$ ), le couple électromagnétique de référence  $Ce^*$  sera la sortie du régulateur de vitesse, et les tensions de référence  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$ , seront les sorties du régulateur de courant, tandis que les courants et la pulsation de référence seront donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_r^* = \frac{M}{1+ST_r} I_{sd}^* \\ I_{sq}^* = Ce^* \frac{L_r}{p\varphi_r^* M} \\ \omega_r^* = \frac{M}{T_r \varphi_r^*} I_{sq}^* \text{ et } \omega_s^* = \omega_r^* + p\omega \end{array} \right. \quad (II.7)$$

Le schéma de principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique est montré par la figure(II.7) ci-dessous



Figure(II.7) : schéma de la structure d'une commande indirecte

Les différentes parties constituant ce schéma sont :

- La boucle de la régulation de vitesse.
- Les boucles de la régulation des courants  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$
- Le bloc d'autopilotage pour calcul de  $\theta_s$
- La transformation directe et inverse de Park

Dans ce type de commande, l'angle  $\theta_s$  utilise pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int \omega dt + \omega_r dt \quad (\text{II.8})$$

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  ou le courant de référence  $i_{qs}^*$ .

Le courant de référence  $I_{sd}^*$  est calculé à partir du flux à imposer. La régulation des courants donne les tensions de références  $V_{sd}^*, V_{sq}^*$

Le flux de référence  $\varphi_r^*$  est déduit de la vitesse de rotation à partir du bloc de défluxage.

Le bloc de défluxage a été utilisé pour tenir compte de la vitesse de rotation de la machine et optimiser la valeur du flux. Le flux est généralement maintenu constant, à sa valeur nominale  $\varphi_m$ , pour des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine.

## II.4. Bloc de défluxage

le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage qui maintient constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, pour permettre le fonctionnement à flux constant, où la vitesse dépasse la vitesse nominale. Ce bloc assure le fonctionnement à couple constant pour la vitesse inférieure à la vitesse nominal et au-delà cette valeur il permet de diminuer le couple, dans ce cas il assure un fonctionnement à tension ou à puissance constante, donc il permet de diminuer le flux inversement proportionnel à la vitesse, ce bloc est défini par les valeurs des flux de consigne suivantes :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_m & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \varphi_m & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

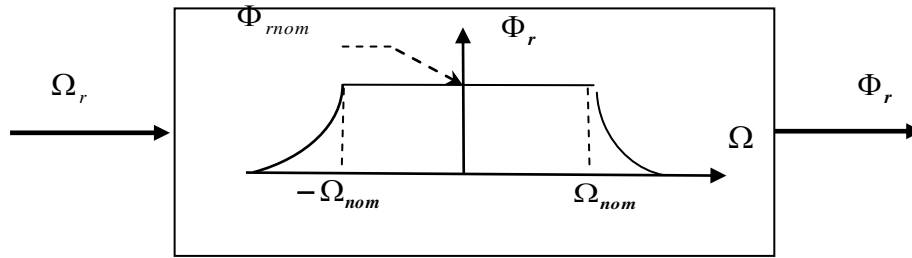
Avec:

$\varphi_r^*$  : Flux rotorique de référence.

$\varphi_m$  : Flux rotorique nominal.

$\Omega_n$  : vitesse mécanique nominal.

Le bloc de défluxage est représenté par la figure(II.8).

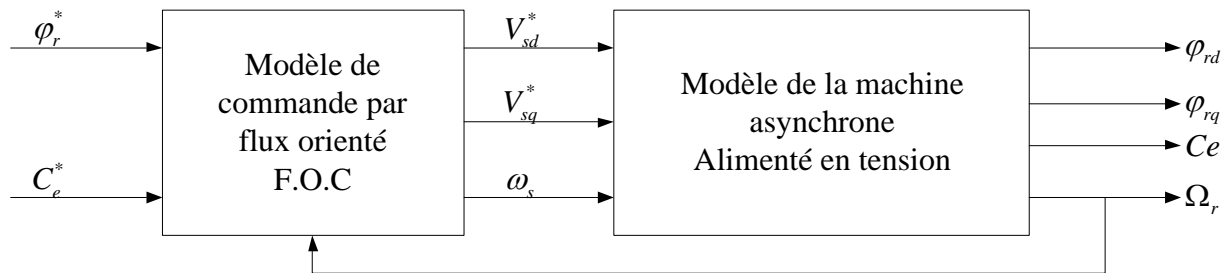


Figure(II.8) : bloc de défluxage

### II.5. Structure d'une alimentation par orientation du flux rotorique [22]

La machine asynchrone peut être commandée soit courant soit en tension.

Dans ce mémoire, nous avons adopté cette dernière. Pour cela, il convient d'établir les expressions des  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  afin de pouvoir élaborer les lois de commande pour ces deux grandeurs de tension, en fonction de l'objectif à atteindre: le contrôle sépare du flux et du couple. Nous proposons le schéma de commande représenté à la figure(II.9)



Figure(II.9) : Schéma de la structure d'une commande par flux orienté (FOC)

### II.6. Découplage entrée – sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage. [23]

#### II.6.1. Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes  $d$  et  $q$ . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. [2]

On suppose que le flux  $\varphi_r$  varie lentement par rapport au courant statorique ( $\frac{d\varphi_r}{dt} = 0$ ).

Alors

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + S \sigma L_s) I_{sd} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + S \sigma L_s) I_{sq} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (II.10)$$

On Remarque des termes de découplage sur les deux composants  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  puisque  $V_{sd}$  par exemple agit simultanément sur  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  il faut alors définir ces termes et les compenser

Les termes de couplage sont donnés comme suit :

$$\begin{cases} e_{sd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} \\ e_{sq} = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \varphi_r \end{cases} \quad (II.11)$$

Soient les tensions de commande suivantes:

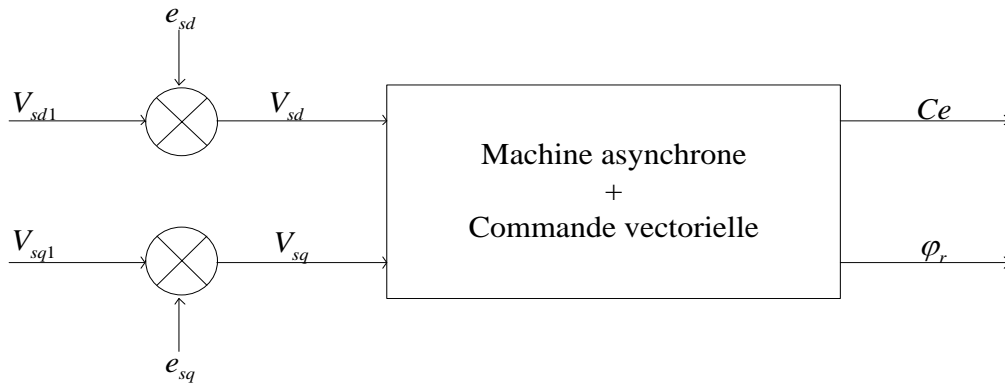
$$\begin{cases} V_{sd1} = (R_s + S \sigma L_s) I_{sd} \\ V_{sq1} = (R_s + S \sigma L_s) I_{sq} \end{cases} \quad (II.12)$$

Alors:

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (II.13)$$

Le schéma de bloc de la figure suivant montre la méthode de compensation

Ainsi donc les actions sur les axes d et q sont découplées comme représentés dans le schéma de la figure(II.10)



Figure(II.10) : Reconstitution de tension  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

Ainsi donc les actions sur les axes d et q sont découplées comme représentés dans le schéma de la figure (II.11)

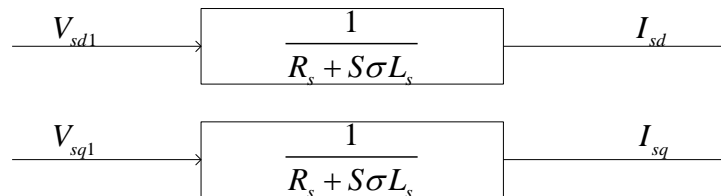


Figure (II .11) : les nouvelles commandes obtenues.

### II .7.Calcul des paramètres du régulateurPI

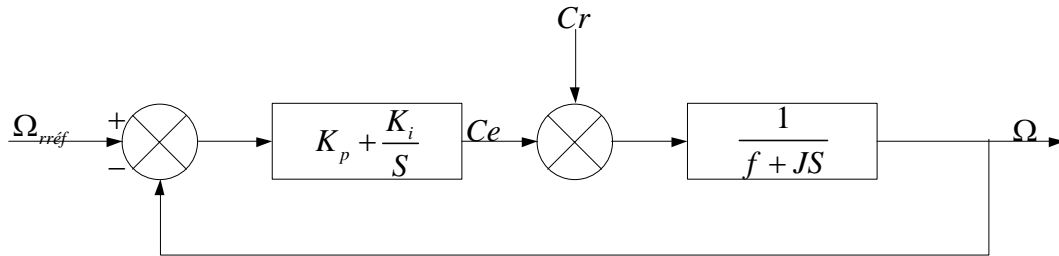
Les régulateurs utilisés dans la structure de commande sont du type proportionnel-intégral (P.I). Ces régulateurs permettent d'améliorer les performances dynamiques et statiques du système d'entraînement. Quantitativement, ce régulateur se présente sous la forme suivante :

$$C_p = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (II.14)$$

Dont l'utilisation se justifie lorsque le but principal recherché est la précision des réponses du système sans remise en cause de sa stabilité.

### II.7.1. Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse se calcule à partir de l'équation mécanique de la machine (I.47). Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple électromagnétique de référence. En considérant le couple de charge comme perturbation la vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI le schéma bloc simplifié du système de contrôle de la vitesse est représenté par la figure (II.12)



Figure(II.12) : boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert couple-vitesse est donnée par :

$$FT_{\Omega} = \frac{1}{f + JS} \quad (\text{II.15})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est comme suit:

$$\begin{aligned} FTBF_{\Omega} &= \frac{\Omega(S)}{\Omega_{réf}(S)} \Big|_{Cr=0} = \frac{\left(\frac{1}{f + JS}\right) \left(K_p + \frac{K_i}{S}\right)}{1 + \left(\frac{1}{f + JS}\right) \left(K_p + \frac{K_i}{S}\right)} = \frac{\left(\frac{K_p}{K_i}\right) S + 1}{\left(\frac{J}{K_i}\right) S^2 + \left(\frac{K_p f}{K_i K_i}\right) S + 1} \\ &= \frac{1 + \tau S}{\left(\frac{J}{K_i}\right) S^2 + \left(\tau + \frac{f}{K_i}\right) S + 1} \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

Avec:

$$\tau = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{II.17})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique  $\left(1 + \frac{2\xi}{\omega_0} S + \frac{1}{\omega_0^2} S^2\right)$ , nous avons à résoudre le système d'équation suivant:

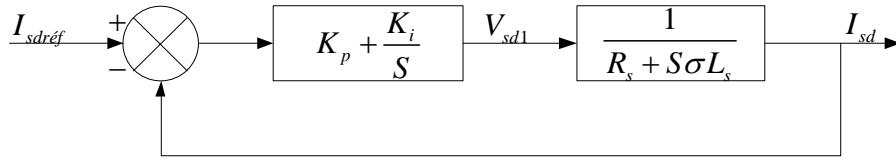
$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \tau + \frac{f}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_0} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Pour un amortissement critique  $\zeta = 1$  on obtient

$$\begin{cases} K_p = \tau K_i \\ K_i = \frac{4J}{\tau^2} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

### II.7.2. Régulation du courant statorique $I_{sd}$ et $I_{sq}$

A partir du système d'équation (II.12), on peut écrire la fonction de transfert, nous pouvons représenter le schéma bloc du régulateur des composants du courant statorique par la figure (II.13)



Figure(II.13) : bloc de régulation du courant

Le régulateur PI à une fonction de transfert donnée par :

$$G(S) = K_p + \frac{K_i}{S} = \frac{K_p \left( S + \frac{K_i}{K_p} \right)}{S} = \frac{K_p (S + K)}{S} \quad (\text{II.20})$$

Avec

$$K = \frac{K_i}{K_p} \quad (\text{II.21})$$

La fonction transfert en boucle ouverte du système est donc:

$$FTBO_{isd} = \frac{K_p (S + K)}{S} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + S} \quad (\text{II.22})$$

Par compensation des pôles on obtient :

$$K = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II.23})$$

Alors:

$$FTBO_{isd} = \frac{K_p}{S} \frac{1}{\sigma L_s} \quad (\text{II.24})$$

Donc on boucle fermée:

$$FTBF_{isd} = \frac{I_{sd}}{I_{sdréf}} = \frac{\frac{K_p}{\sigma L_s} \frac{1}{S}}{1 + \frac{K_p}{\sigma L_s} \frac{1}{S}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_p} S + 1} = \frac{1}{\tau S + 1} \quad (\text{II.25})$$

Avec:

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_p} \quad (\text{II.26})$$

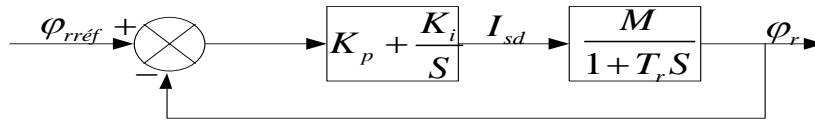
On adoptera le même régulateur pour la boucle de régulation de la composant  $I_{sq}$ , en remplaçant l'indice "d" par l'indice "q" puisque la fonction de transferts restent identiques pour les deux boucles.

### II.7.3. Régulateur du flux

A partir de l'équation 3 du système (II.2) on trouve la fonction de transfert du flux rotorique

$$FT_{\varphi_r} = \frac{M}{1+T_r S} \quad (\text{II.27})$$

Donc on utilise un régulateur de type PI, qui a en entrée la différence entre le flux de référence et la flux mesure et en sortie la référence du courant du référence, le régulateur est schématisé par la figure(II.14)



Figure(II.14) : bloc de régulation du flux

On a d'après la figure(II.14)

$$\frac{\varphi_r}{I_{sd}} = \frac{M}{1+T_r S} \quad (\text{II.28})$$

La compensation du pole  $(1+T_r S)$  par  $(K_i + SK_p)$ , se traduit par la relation suivant :

$$S + \frac{1}{T_r} = S + \frac{K_i}{K_p} \quad (\text{II.29})$$

Ce qui implique que

$$T_r = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{II.30})$$

La fonction transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_{\varphi_r} = \frac{\varphi_r}{\varphi_{rréf}} = \frac{\left(\frac{K_p}{S}\right)\left(\frac{M}{T_r}\right)}{1 + \left(\frac{K_p}{S}\right)\left(\frac{M}{T_r}\right)} = \frac{1}{1 + \frac{T_r}{K_p M} S} \quad (\text{II.31})$$

Cette fonction de transfert est de la forme  $\frac{1}{\tau S + 1}$  donc par comparaison on peut tirer

$$\tau = \frac{T_r}{K_p M} \quad (\text{II.32})$$

Nous obtenons les paramètres du régulateur du flux comme suite:

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_r}{\tau} \frac{1}{M} \\ K_i = \frac{K_p}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

## ***II.8.Introduction au logique floue***

Les bases de la théorie de la logique floue ont été formulées par le professeur L .A.ZADEH en 1965, c'est en 1974 que le professeur MAMDANI, en définissant la structure de base des régulateurs flous et les principes de la commande floue, propose la première application industrielle, la commande floue d'un générateur de vapeur [23]. Dans ce partie, on présente de base de la théorie de la logique floue, puis la principe de la conception d'un régulateur PI flou, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone, on présente aussi les résultats de simulation numérique

## ***II.9.Un peu d'historique [24]***

- En 1965, naissance du concept flou avec le Pr Zedeh Lotfi (Californie): théorie des sous ensemble flous
- En 1973, Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage
- En 1975, le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie pour le contrôle d'une chaudière à vapeur
- En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue
- En 1983, c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès
- A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegno au Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987).

## ***II.10.Domaine d'application***

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [17]:

1. Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, etc.).
2. Systèmes autonomes mobiles.
3. Systèmes de transport (train, métro, ascenseur ...).
4. Systèmes de conditionnement d'ambiance.
5. Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance.
6. Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin.
7. Produits de consommation courante.

## ***II.11.Principes de base et définition [25], [26]***

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe, par exemple, un individu d'une taille donnée n'appartient pas du tout à la classe des «grands» s'il mesure 1.5 m, il y appartient tout à fait s'il mesure 1.8 m, plus sa taille se rapproche de 1.8 m, plus son appartenance à la classe des «grands» est forte. Cette notion permet l'utilisation de catégories aux limites mal définies (comme «vieux» ou «adulte»), de situations intermédiaires entre le tout et le rien

(«presque vrai», le passage progressif d'une propriété à une autre (passage de «tiède» à «chaud» selon la température), l'utilisation de valeurs approximatives («environ 12 ans»). Elle évite l'utilisation arbitraire de limites rigides à déclassées Afin de mettre en évidence cette notion, on introduit les définitions suivantes:

- un ensemble net ou classique A de X est une collection d'éléments de l'univers de discours caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$  qui prend la valeur 0 pour les éléments de X n'appartenant pas à A et la valeur 1 pour ceux qui appartiennent à A figure(II.15.a)

$$\mu_A(x) \rightarrow \{1,0\} \quad (\text{II.34})$$

- un ensemble flou A est défini sur un univers de discours X, par une fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$  qui prend ces valeurs dans l'intervalle [0,1] figure (II.15.b).

$$\mu_A(x) \rightarrow [0,1] \quad (\text{II.35})$$

Cette fonction donne le degré d'appartenance de chaque élément  $x \in X$  à A. En effet, un élément de l'univers de discours peut être entièrement ou partiellement membre de l'ensemble A. cet ensemble flou peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées :

$$A = \left\{ (x, \mu_A(x)) / x \in X \right\} \quad (\text{II.36})$$

On adopte à cette notation d'autre représentation si X est discret ou continu

$$A = \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x \quad \text{si X est discret} \quad (\text{II.37})$$

$$A = \int_x \mu_A(x) / x \quad \text{si X est continu} \quad (\text{II.38})$$

Dans ces équation les signes d'intégrale et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les point  $x \in X$  avec leur fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$  l existe différent forme de fonction d'appartenances

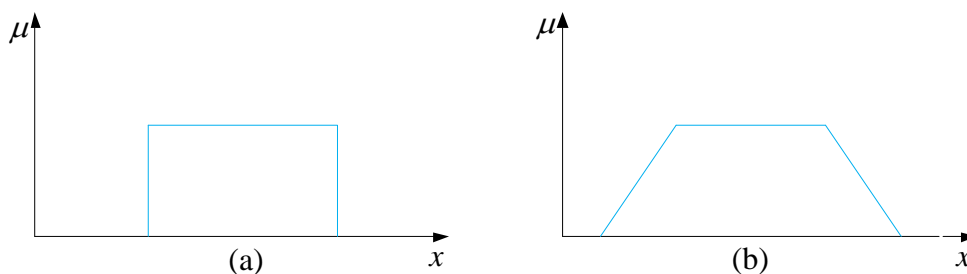


Figure (II.15): fonction d'appartenance : (a) logique classique, b) logique floue

### II.11.1. Variables linguistique [7], [26]

La notion essentielle de variables linguistique à été introduit par Zadeh, elle suggère d'emblée les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symbolique, en termes de mots ou d'expression de langage naturel.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet  $\{x, T(x), X\}$  ou x désigne le nom de la variable, X son univers de discours, et T(x) son ensemble de valeurs linguistique.

**Exemple:**

Si la vitesse est considérée comme variable linguistique définie dans un domaine  $X = [-100, 100]$ , ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit :

$T(\text{vitesses}) = \{\text{Négative grande (NG), Négative petite (NP), Environ zéro (ZE), positive petite (PP), positive grande (PG)}\}$

Ces valeurs linguistiques sont considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées en figure (II.16)

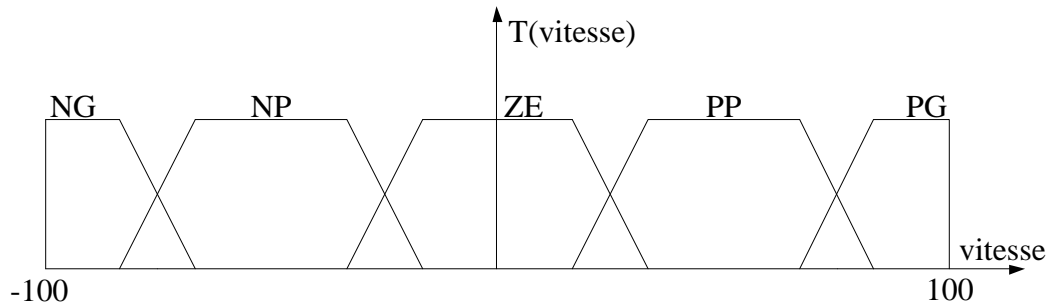


Figure (II.16): Fonctions d'appartenance de  $T(\text{vitesse}) = \{\text{NG, NP, ZE, PP, PG}\}$

### II.11.2. Opération sur l'ensemble flou [16], [26], [28]

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs « ET », « OU » et « NON ». Les figures (II.17), représentent la réalisation des opérateurs ET, OU et NON des ensembles flous A et B utilisant des fonctions d'appartenance triangulaires et sont comparés aux opérateurs booléens correspondants. Soit  $\mu_A(x)$ ,  $\mu_B(x)$  les degrés d'appartenance de l'élément  $x$  dans l'univers de discours  $X$  (dénomé par  $x \in X$ )

- **L'intersection (ET) :**

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A ET B » est le minimum des degrés d'appartenance de A et de B :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (\text{II.39})$$

Est le plus grand d'ensembles flous à la fois dans A et dans B

- **L'union (OU) :**

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A OU B » est le maximum des degrés d'appartenance de A et de B :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (\text{II.40})$$

Est le plus petit ensemble flou contenant à la fois A et B

- **Complément :  $\bar{A}$  et A (ou négation) :**

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{II.41})$$

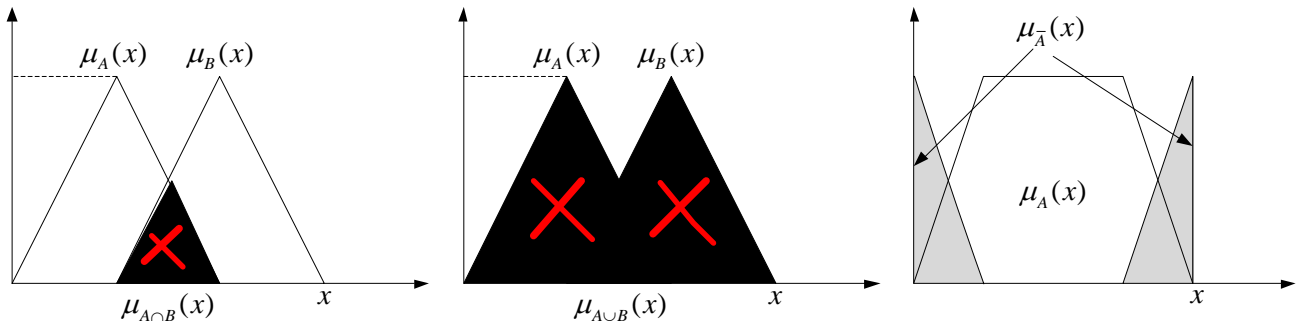


Figure (II.17): l'opérateur ET, OU, NON

### II.11.3. Fonction d'appartenance [26]

Pour le traitement numérique en logique floue, il est nécessaire d'associer pour chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance qui prend différentes formes suivantes (figure II.18,19)

- \* **fonction triangulaire** : elle est définie par trois paramètres {a, b, c} :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-d}\right), 0\right) \tag{II.42}$$

- \* **fonction trapézoïde** : elle est définie par quatre paramètres {a, b, c, d} :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \tag{II.43}$$

- \* **fonction gaussienne** : elle est définie par deux paramètres {m, σ} :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \tag{II.44}$$

- \* **fonction sigmoïdale** : elle est définie par deux paramètres {a, c}

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x-d))} \tag{II.45}$$

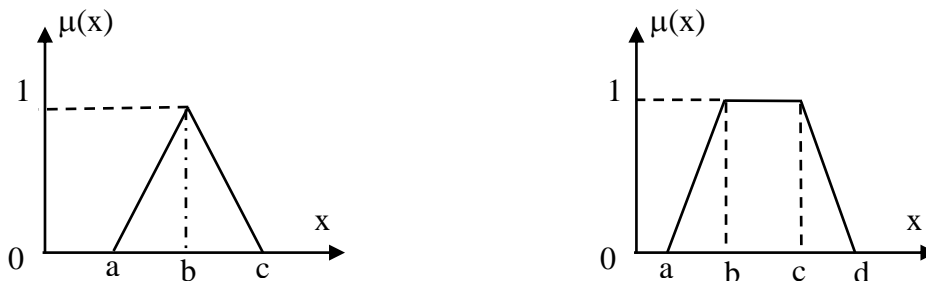


Figure (II.18): Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale.

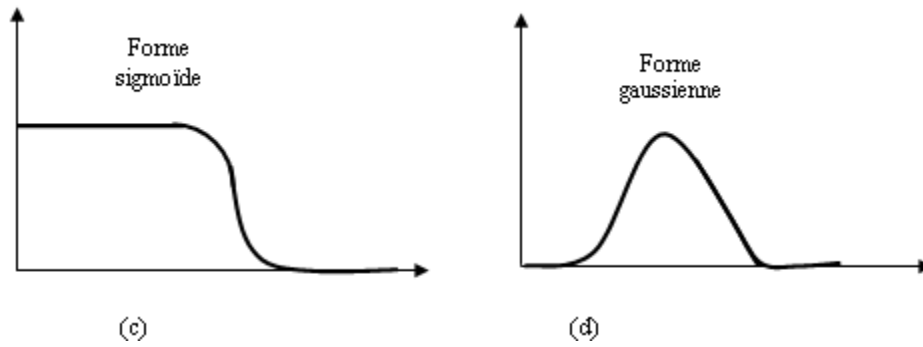


Figure (II.19): fonctions d'appartenance sigmoïdale et gaussienne.

### II.11.4. Caractéristiques d'un sous ensemble flou [7]

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou A de X les plus utiles pour le décrire sont celles qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de X.

- **support :**

On appelle support d'un ensemble flou A dans X l'ensemble ordinaire de point x dans X tel que  $\mu_A(x) > 0$ . elle est noté par S (A) et définie par:

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) > 0\} \tag{II.46}$$

L'ensemble flou dont le support est ensemble singleton est appelé (singleton flou)

- **hauteur :**

La hauteur d'un ensemble flou A est la plus grand valeur du degré d'appartenance  $\mu_A(x)$ . elle notée par hgt(A) et définie par :

$$hgt = \max_{x \in X} \mu_A(x) \tag{II.47}$$

Un ensemble flou A est appelé normal si hgt(A) =1, et sous normale si hgt(A) <1.

- **Noyau :**

Le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles x dans X de A .il est noté par C(A) et définie comme suit :

$$C(x) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \tag{II.48}$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé valeur modale de A.

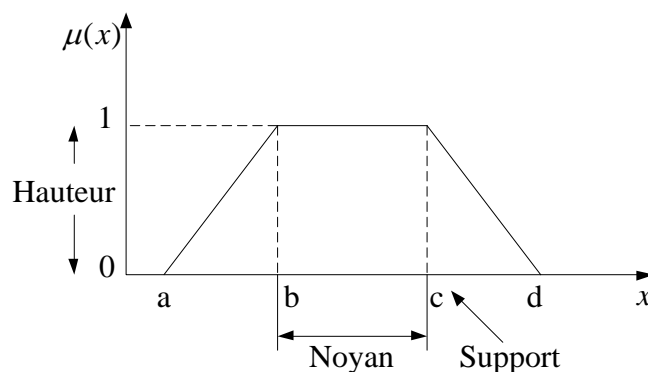


Figure (II.20) : format d'un ensemble flou normalisé.

## II.12. Implication floue [29], [28]

Pour un état donné des entrées, plusieurs règles peuvent être validées simultanément et fournir des consignes différentes pour les sorties. Il faut donc disposer d'une méthode de Composition des règles pour obtenir la valeur finale des sorties. L'outil le plus utilisé dans les applications de logique floue est la base de règles floues. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ...etc. Ces règles peuvent avoir la forme suivante :

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action

**Exemple:**

- **Si** la vitesse est très grande et **Si** le feu rouge est proche **alors** on freine fort,
- **Si** la vitesse est faible et **Si** le feu vert est proche **alors** on accélère,
- **Si** la vitesse est faible et **Si** le feu rouge est loin **alors** on maintient la vitesse,
- **Si** ma vitesse est moyenne et **Si** le feu orange est loin **alors** on freine doucement

A partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part. Ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenance de  $x$  de  $A$  et  $y$  de  $B$  comme suit:

$$\mu_R(x.y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{II.49})$$

Où:

imp: est l'opérateur du produit cartésien.

Il existe de nombreux et différents opérateur d'implication floue, mais, les plus souvent utilisés dans le domaine de la commande sont:

- implication de Mamdani (1974):  $\mu_R(x.y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$  (II.50)

- implication de Larsen (1980):  $\mu_R(x.y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y)$  (II.51)

## II.13. Reglage et commande par logique floue[26]

La commande floue est un domaine d'application de la théorie des ensembles flous qui a été proposé par L.A. Zadeh puis son principe a été appliqué par Mamdani et Assilian sur la commande des processus industriels.

Son but est de traiter des problèmes de commande de processus. Elle se diffère cependant sur les points suivants

- La connaissance mathématique de la fonction du processus n'est pas nécessaire ;
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser) ;
- Piloter un processus en utilisant les connaissances et l'expérience d'un opérateur humain qualifié « expert » ;
- Le régulateur par la logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage) mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques.

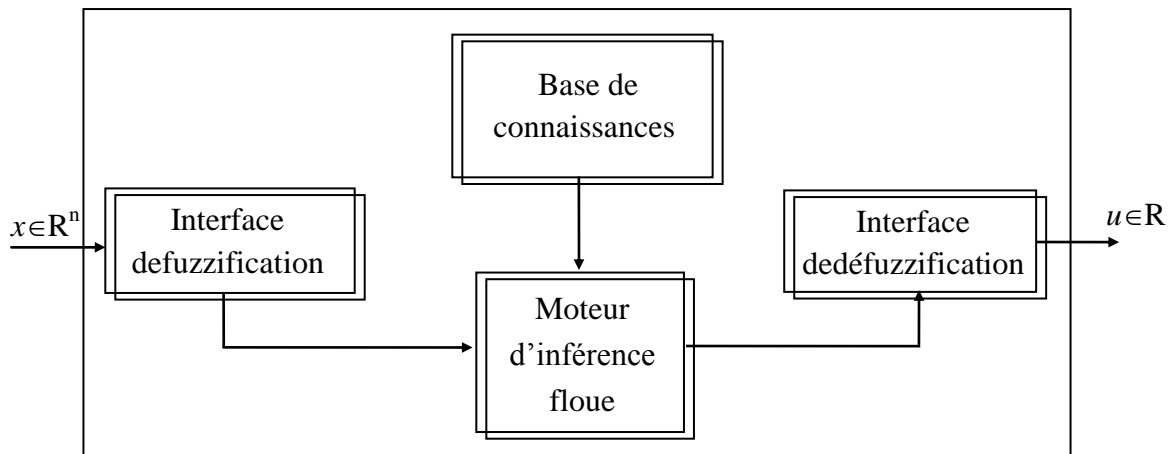
### II.13.1. Structure d'une commande floue[1]

La commande par la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. La commande par la logique floue au même but qu'une commande classique. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de

réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques.

Le régulateur par logique flou est composé de quatre éléments de base suivants est présente sur la figure (II.21):

- Interface de fuzzification,
- Base de connaissances,
- Moteur d'inférence floue,
- Interface de défuzzification



Figure(II.21) : Structure de base d'un RLF

**13.1.1.Fuzzification [30], [31]**

On définit pour chaque entrée du système un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous. La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t, sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou.

Il existe deux méthodes de fuzzification suivant la définition de l'ensemble S figure (II.22)

- S est un ensemble flou de fonction d'appartenance  $\mu_s(x_0) = 1$  et  $\mu_s$  décroît lorsque  $x$  s'éloigne de  $x_0$

- S est un singleton flou défini par:  $S(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases}$

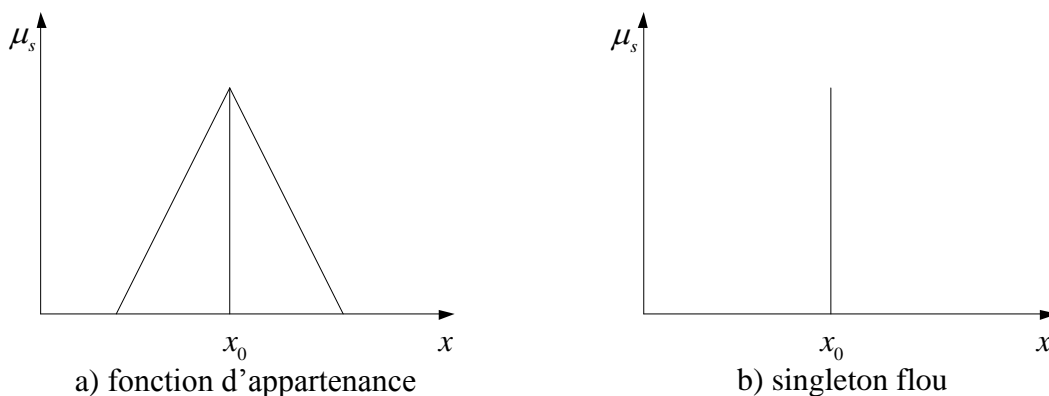


Figure (II.22): Méthode de fuzzification

-Les fonctions d'appartenances peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes et non équidistantes

-ces ensemble floue caractérisés par leur fonction d'appartenance pouvant être triangulaires, trapézoïdales, exponentielles, gaussiennes.....que la formes triangulaires sont les plus fréquemment utilisées en commande au vu de leur facilité de programmation

**Exemple de fuzzification:**

continue est illustré dans la figure (II.23) pour une seule variable de  $x$ , avec des fonctions d'appartenance trapézoïdales, les valeurs linguistiques correspondantes sont caractérisées par des symboles tels que N pour négatif, Z pour zéro, et P pour positif. Ainsi  $x_1 = 0.2$  devient après fuzzification le sous-ensemble flou:

Pour  $x_1 = 0.2 \Rightarrow \mu_N(0.2) = 0$  et  $\mu_Z(0.2) = 0.8$  et  $\mu_P(0.2) = 0.2$

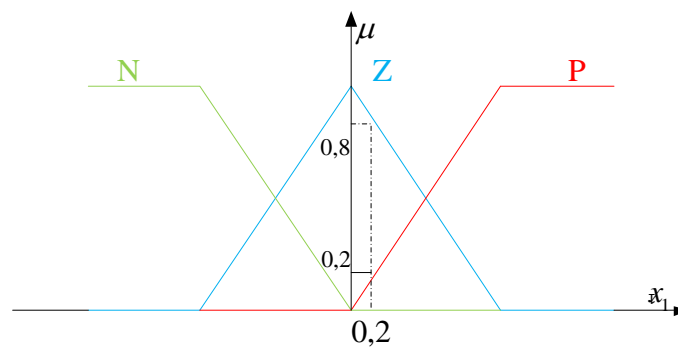


Figure (II.23): fuzzification continue avec trois fonctions d'appartenance

En général, les fonctions d'appartenance prennent leur valeur dans l'intervalle  $[0,1]$ .

### 13.1.2.Base de connaissances

Elle comprend la base de données et la base des règles floues.

**a) La base de données**

Elle Contient la définition des ensembles flous, les facteurs d'échelle pour la normalisation des ensembles de référence et la partition de l'espace flou d'entrée et de sortie.

**b) La base des règles**

Le comportement dynamique d'un système est caractérisée par un ensemble de règles linguistiques basé sur la connaissance d'un expert. Les connaissances d'expert sont habituellement de la forme :

**Si** (un ensemble de conditions est satisfait) **alors** (un ensemble de conséquences peut être induit)

La collection des règles floues de commande, qui sont exprimées sous la forme de règles floues « - alors », constituent la base des règles ou l'ensemble des règles du *RLF*.

Principalement, les règles de commande floue constituent un moyen approprié pour exprimer la stratégie de commande et les connaissances dans le domaine en question.

De plus, plusieurs variables peuvent intervenir dans les antécédents et les conséquences de ces règles. Dans ce cas, le système est du type multivariable flou (*MIMO*). Par exemple, dans le cas d'un système flou à deux entrées avec une sortie, les  $m$  règles floues de commande ont la forme :

$$R_1: \text{si } x \text{ est } A_1 \text{ et } y \text{ est } B_1 \text{ alors } u \text{ est } C_1$$

$$R_2: \text{si } x \text{ est } A_2 \text{ et } y \text{ est } B_2 \text{ alors } u \text{ est } C_2$$

$$R_m: \text{si } x \text{ est } A_m \text{ et } y \text{ est } B_m \text{ alors } u \text{ est } C_m$$

Les variables linguistiques pour un *RLF* sont la variable d'état, l'erreur de la variable d'état ( $e$ ), la variation de erreur ( $de$ ), l'intégration de cette erreur etc.

**13.1.3. Le moteur d'inférence**

Le moteur d'inférence flou transforme, à l'aide des techniques de raisonnement flou, la partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue. En fait, le moteur d'inférence combine les règles floues, en utilisant le principe de la logique floue, pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers des ensembles flous dans l'espace de sortie.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance à savoir :

- Méthode d'inférence max-min (Mamdani).
- Méthode d'inférence max-prod (Larsen).
- Méthode d'inférence somme-prod (Sugeno).

Le choix de la méthode dépend de l'utilisateur

**a) Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)**

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisée par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum Cette méthode est explicitée dans la figure ci-dessous :

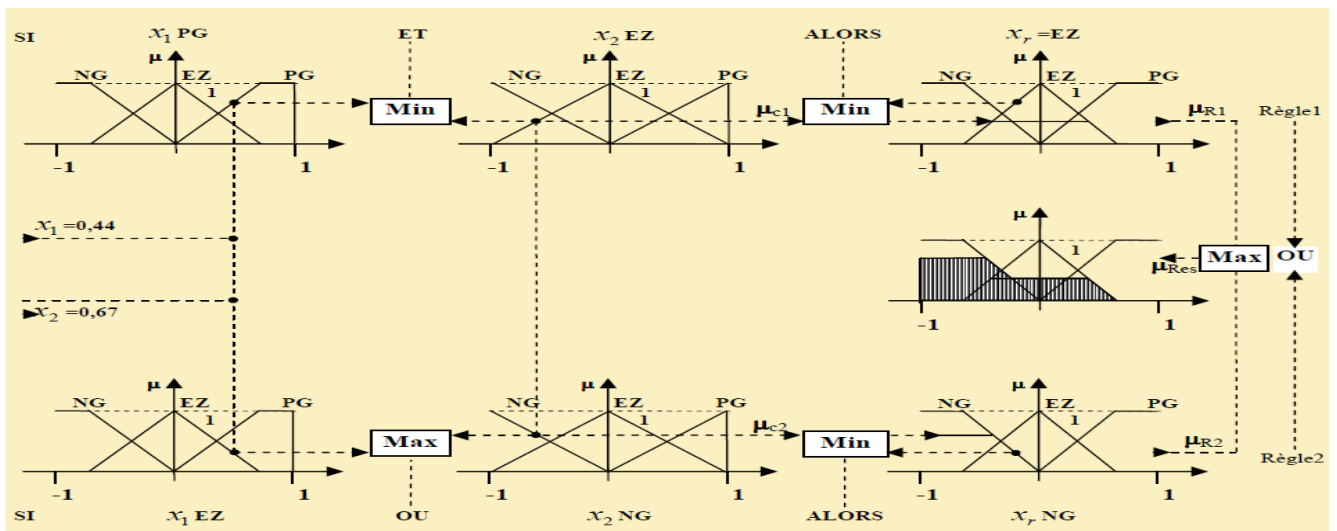


Figure (II.24) Méthode d'inférence Max-Min pour deux variables d'entrée et deux règles.

**b) Méthode d'inférence max-prod (methode de Larsen)**

Cette méthode réalise, en général, au niveau de la condition, l'opérateur **OU** par la formation maximum et l'opérateur **ET** par la formation du minimum. Par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par **ALORS**, lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie **xr** par l'opérateur **ET**, est réalisé cette fois-ci par la formation du produit.

Enfin l'opérateur **OU** qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

**c) Méthode d'inférence somme-prod (Méthode de Sugeno)**

L'opérateur « ET » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

### 13.1.4. Défuzzification [33], [34]

La défuzzification a pour objectif de transformer le sous ensemble flou défini par le mécanisme d'inférence en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification existant, les plus utilisées sont :

- **La méthode du maximum** Elle consiste à ne prendre en compte que les valeurs possédant un degré maximum d'appartenance à l'ensemble flou agrégé. Cette technique est simple à appliquer, mais peu employée étant donné qu'elle est basée sur l'opérateur maximum qui privilégie une seule règle parmi celles qui sont présentes.
- **La méthode de la moyenne pondérée** (méthode des hauteurs pondérées ou méthode de la moyenne des maximums) : Celle-ci considère comme valeur de sortie la moyenne des valeurs préconisées par chaque règle et pondérées par leur degré respectif de validité.
- **Méthode du centre de gravité** : cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante:

$$x_G = \frac{\int x \mu_{rés}(x) dx}{\int \mu_{rés}(x) dx} \quad (\text{II.52})$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance  $\mu_{rés}(x)$ .

Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue, (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision), malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants.

## II.14. Commande floue de la vitesse de la MAS du flux rotorique orienté

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse de la machine asynchrone et à flux rototorique orienté. Il s'agit d'une poursuite d'un profil de vitesse d'une non-linéarité forte, ce qui nous oblige à la commander à l'aide d'un régulateur non-linéaire tel que le régulateur à logique floue (RLF) afin d'obtenir un système de commande de haute performance.

### II.14.1. régulateur de type mamdani [25]

En 1974, E.H. Mamdani est le premier qui a appliqué la technique de réglage par la logique floue utilisant le premier régulateur flou, celle-ci est construite d'un organe de décision utilisant des règles subjectives et imprécises données par des experts qui connaissent bien le système.

### II.14.2. Synthèse du régulateur

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes MIMO mono-entrée/ mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure (II.25) suivante :

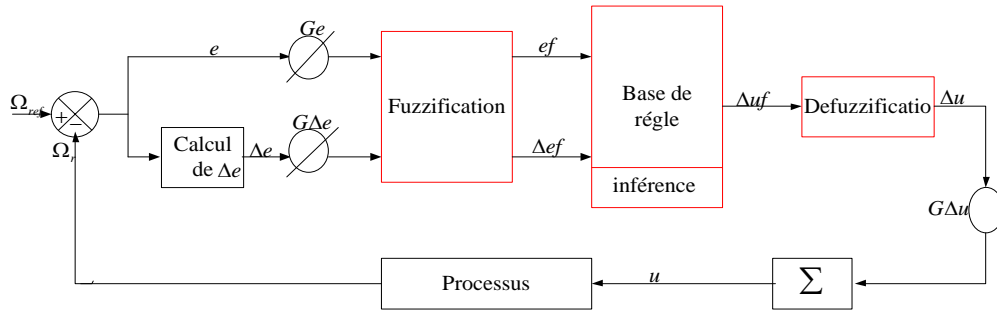


Figure (II.25): Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

D'après ce schéma le système est composé :

- d'un bloc de fuzzification utilisé pour convertir l'erreur et sa variation en valeur floues .
- des règles du régulateur flou .
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique .
- d'un bloc intégrateur.

### II.15.Loi de commande

Cette loi en fonction de l'erreur et de sa variation telle que  $u = f(e, \Delta e)$  . par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande  $\Delta u$  nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne. [3], [13]

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_{k+1}$$

Où :

$G_{\Delta u}$  : gain associé à la commande  $U_{K+1}$  en général choisi pour assurer la stabilité du système.

$\Delta u_{k+1}$  : Variation de la commande.

Où  $G$  ,  $G\Delta e$  et  $G\Delta u$  sont des facteurs d'échelle ou de normalisation

#### II.15.1.Implémentation

La valeur de la commande correspondant à une telle situation peut être obtenue en suivant les étapes suivantes :

1- calculer l'erreur notée par  $e_k$  :

$$e_k = \Omega_{ref} - \Omega_r \tag{II.53}$$

Calculer la variation de cette erreur notée par  $\Delta e_k$  :

$$\Delta e_k = e_k - e_{k-1} \tag{II.54}$$

Où :

$e_{k-1}$  Est l'erreur à l'instant précédent.

2- calculer les valeurs de normalisation de  $e_k$  et  $\Delta e_k$  par :

$$\begin{cases} X_e = G_e \cdot e \\ X_{\Delta e} = G_{\Delta e} \cdot \Delta e \end{cases} \tag{II.55}$$

$G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta u}$  Gains de normalisation. Ce sont des gains réglables permettant d'adapter la plage de variation des grandeurs à l'univers du discours du contrôleur flou considéré.

Il n'existe pas (encore) de méthodes précises pour la détermination des valeurs des gains de normalisation, on fait varier ces derniers jusqu'à obtention d'un réglage convenable.

### II.15.2. Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté **NG**.
- Négatif petit noté **NP**.
- Environ de zéro noté **EZ**.
- Positif petit noté **PP**.
- Positif grand noté **PG**.

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :

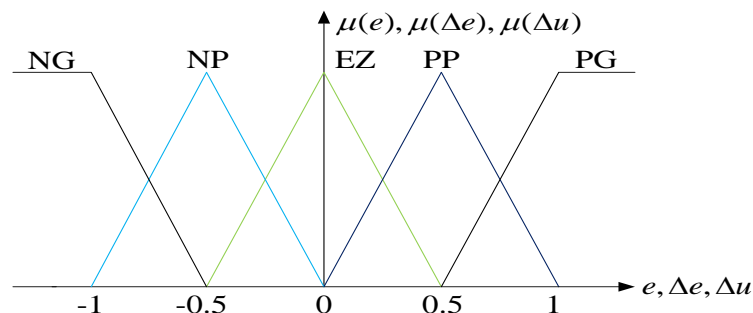


Figure ( II.26): Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

### II.15.3. Base des règles

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

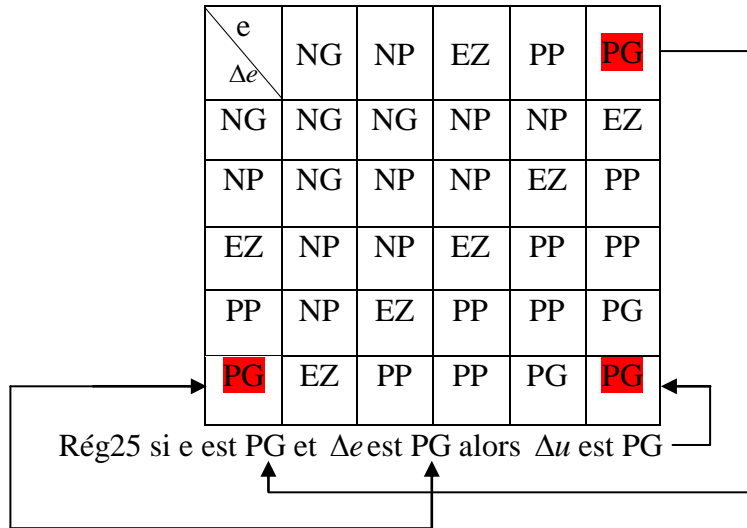


Figure (II.27):Matrice d'inférence des règles floues.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

Si e est PG et Δe est PG alors Δu est PG

Si e est EZ et Δe est EZ alors Δu est EZ

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (*E est*), alors il faut un appel de couple grand ( $\Delta U$  est *PG*) pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (*E est EZ et ΔE est*) alors garder le même couple ( $\Delta U$  est *EZ*).

### II.15.4.défuzzification

Par cette étape se fait retour aux grandeurs de sorties réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées, parmi eux la méthode du centre de gravite de la fonction d'appartenance résultante de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur est:

$$\Delta u_k = \frac{\sum_1^5 u_k r_k}{\sum_1^5 u_k} \tag{II.56}$$

Avec:

$u_k$  : degré d'activation de la  $k_{eme}$  règle

$r_k$  : L'abscisse du centre de gravite de la  $k_{eme}$  classe

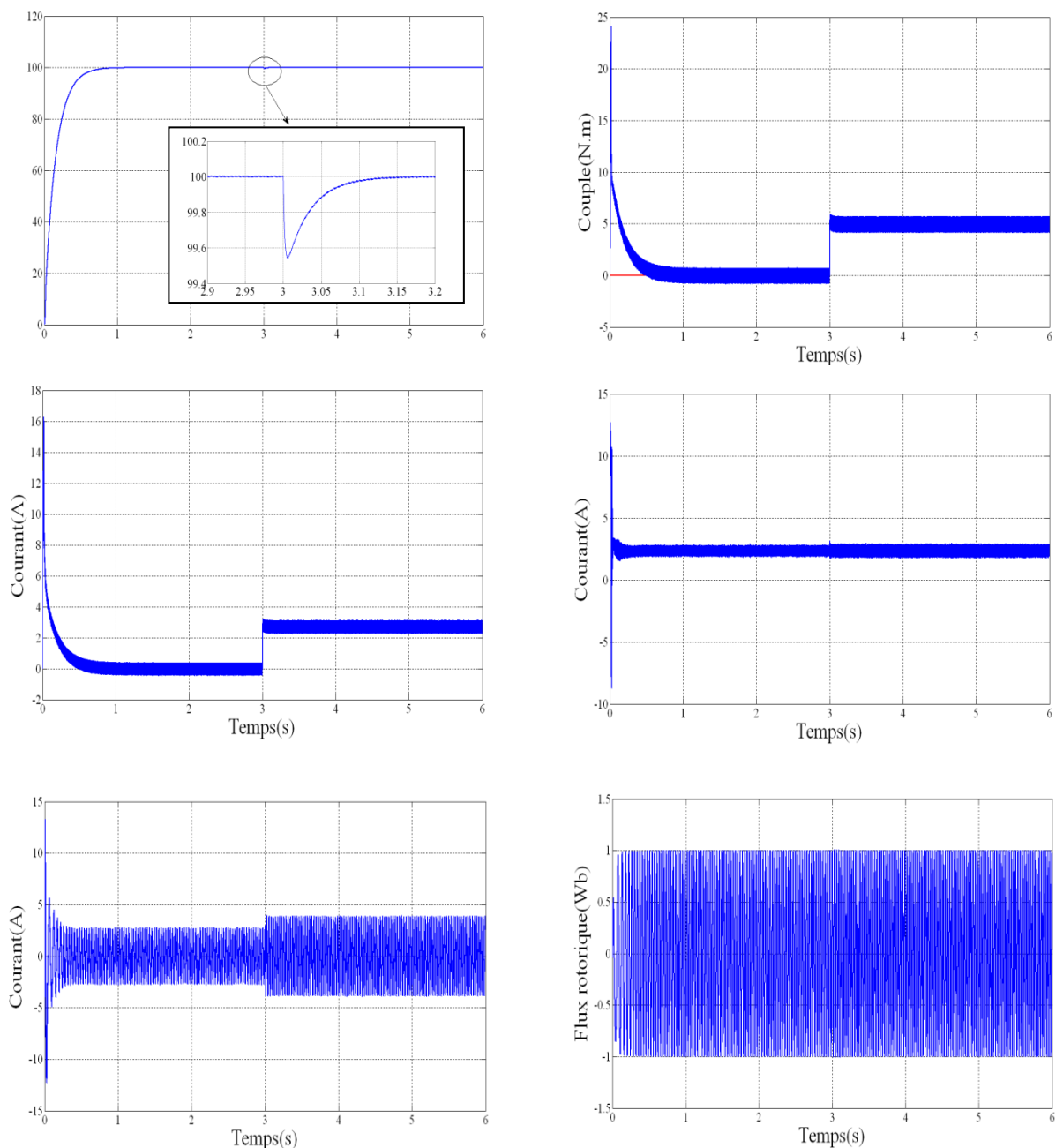
## II.16. résultat de simulation

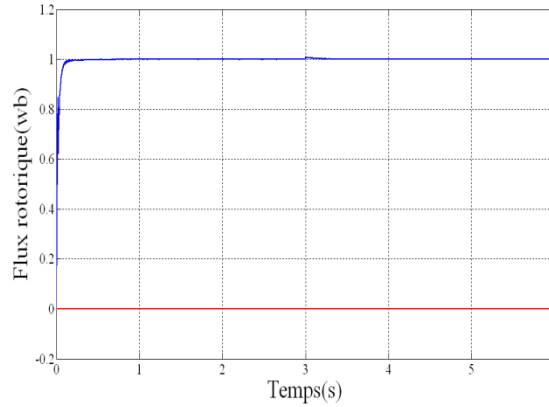
Dans cette partie, on va illustrer les résultats de simulation de la commande de vitesse par un PI classique d'une machine asynchrone à flux rotorique orienté. Nous avons appliqué le réglage de vitesse de la machine asynchrone avec un contrôleur flou en utilisant la commande vectorielle directe.

### 1-Commande PI

- Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de  $(100 \text{ rad/sec})$ , puis la réponse à un échelon de couple ( $Cr=5 \text{ Nm}$ ) appliqué à l'instant  $t=3 \text{ sec}$  et un flux de  $1 \text{ Wb}$ . Les résultats de simulation sont représentés par la Figure(II.28).



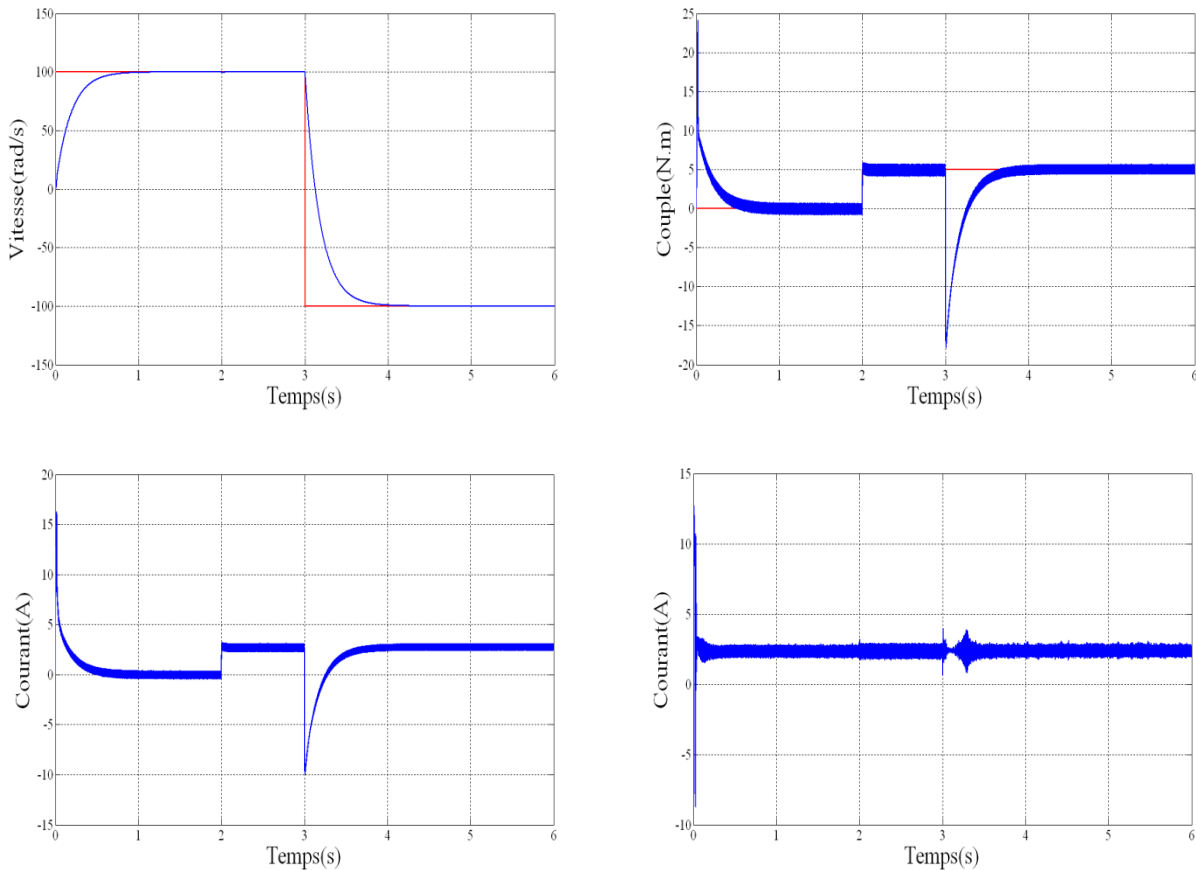


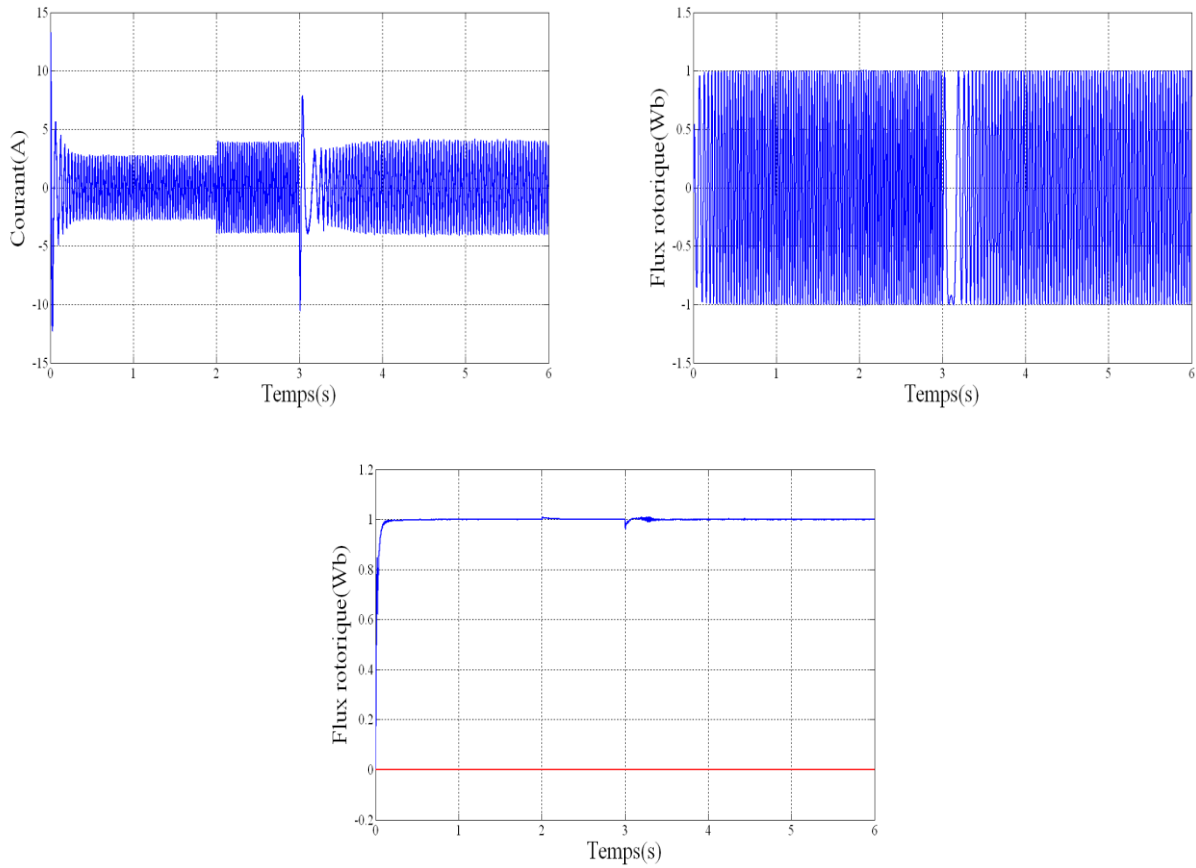
**Figure (II.28): Résultats de simulation de la commande PI.**

Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  du courant statorique. Lors de l'échelon de charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence. Le flux rotorique en quadrature est nul après le régime transitoire, et le flux direct suit sa référence qui est maintenu à  $1Wb$  (orientation du flux rotorique). Le courant statorique suit la variation de la charge.

- Réponse à une inversion de vitesse

Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de  $+100$  à  $-100$  rad/sec, à partir de l'instant  $t=3$ sec Les résultats de simulation sont représentés par la figure(II.29)



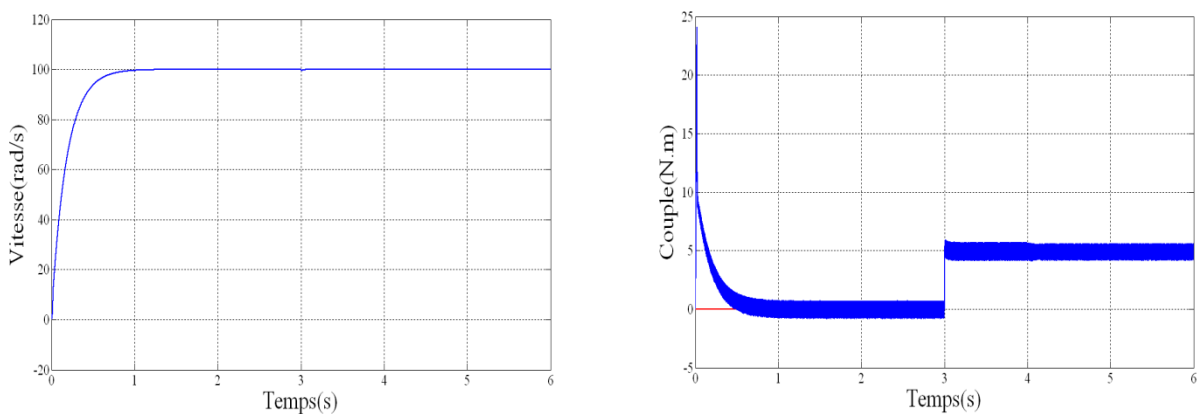


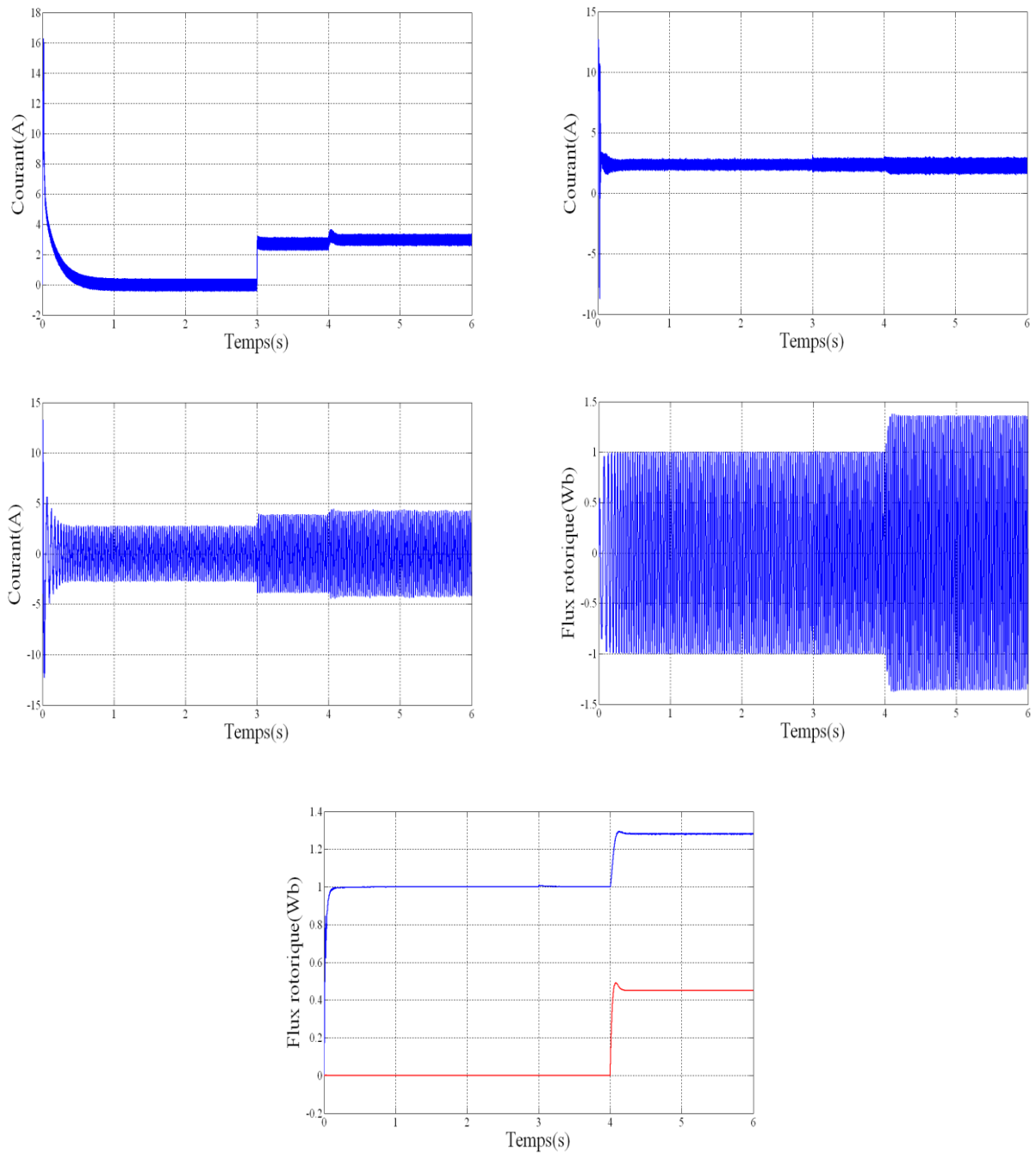
**Figure (II.29): Réponse du système lors de l’inversion du sens de la vitesse de rotation de la machine alimentée via un onduleur M.L.I.**

Nous remarquons d’après les réponses montrées par la Figure(II.29) que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l’inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent le découplage persiste toujours, ce que montre la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone face à des larges variations de la vitesse. Au moment de l’inversion de la vitesse une variation au niveau des composantes rotorique du flux, le découplage est effectuée.

- **Réponses à la variation de la résistance rotorique**

Nous avons également étudié l’influence de la variation de la résistance rotorique sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de  $R_r$  ( $R_r = 2 * R_r$ ), à  $t = 4 \text{ sec}$  nous avons obtenu les résultats de la Figure(II.30).





**Figure (II.30): Réponse du système lors de la variation de la résistance rotorique de la machine alimentée via un onduleur M.L.I.**

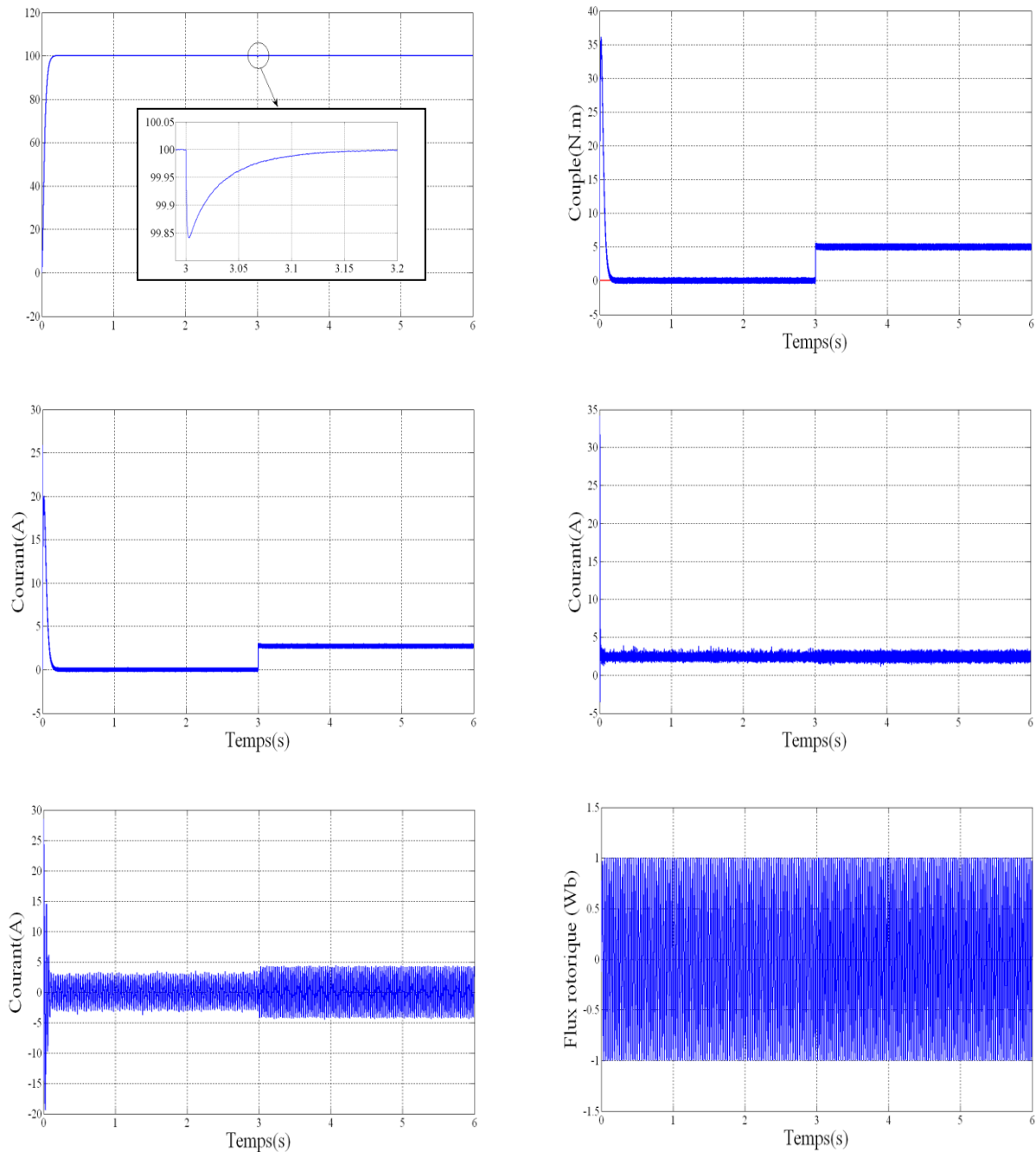
On remarque que la vitesse répond pratiquement sans dépassement. Les résultats de simulation montrent aussi le découplage entre le flux et le couple. Vu le contrôle de la vitesse, la régulation est robuste vis à vis de la variation de la résistance rotorique. On constate d'après les résultats présentés par la figure (II.16) la sensibilité de la commande vectorielle face à la déviation de paramètre rotorique de la machine asynchrone.

## 2-Commande PI floue

Nous avons fait les simulations sur le même système précédent, mais, on change les régulateurs PI de la vitesse par des régulateurs par la logique floue.

- Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation par logique floue, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ( $C_r=5 Nm$ ) appliqué à l'instant  $t=3 sec$  et un flux de 1Wb. Les résultats de simulation sont représentés par la Figure(II.31).



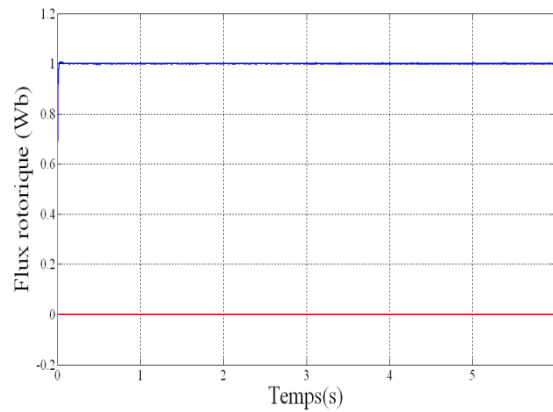
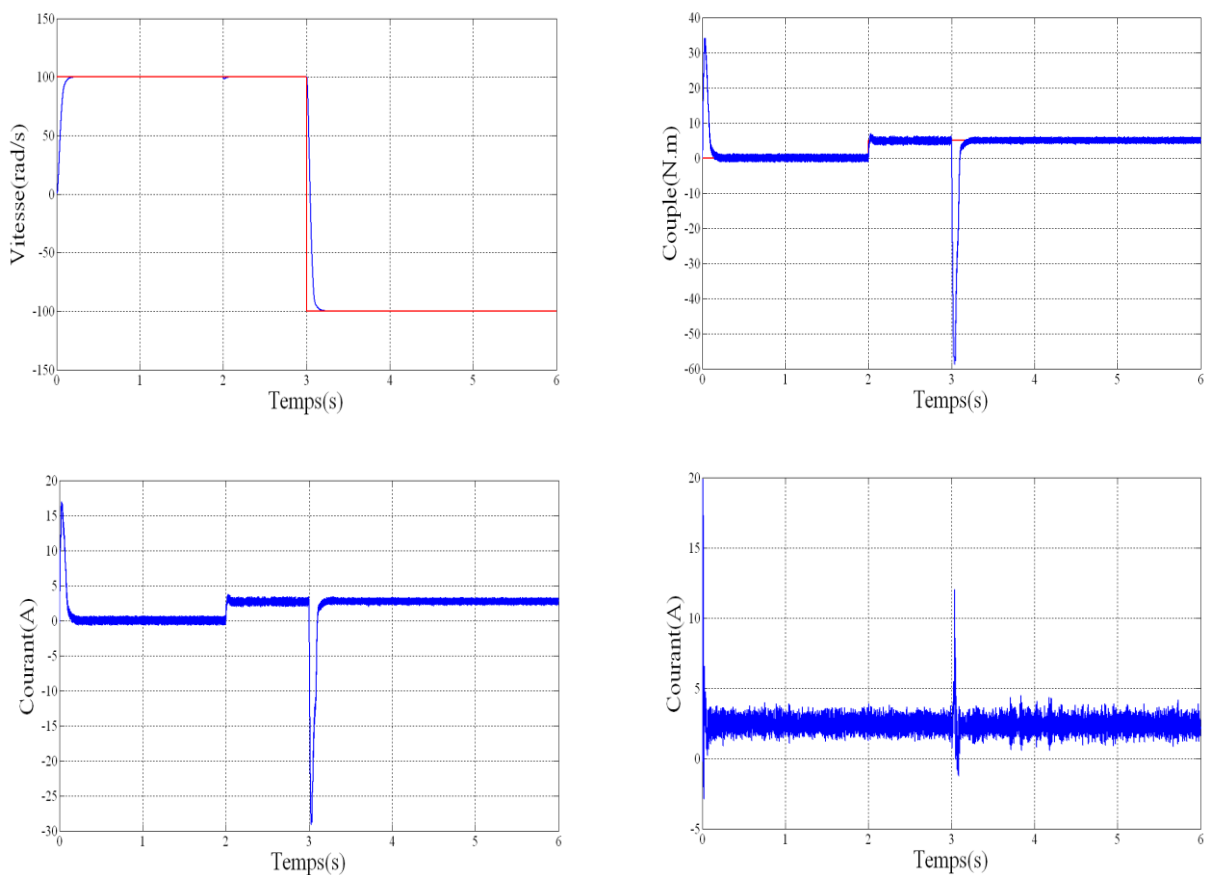


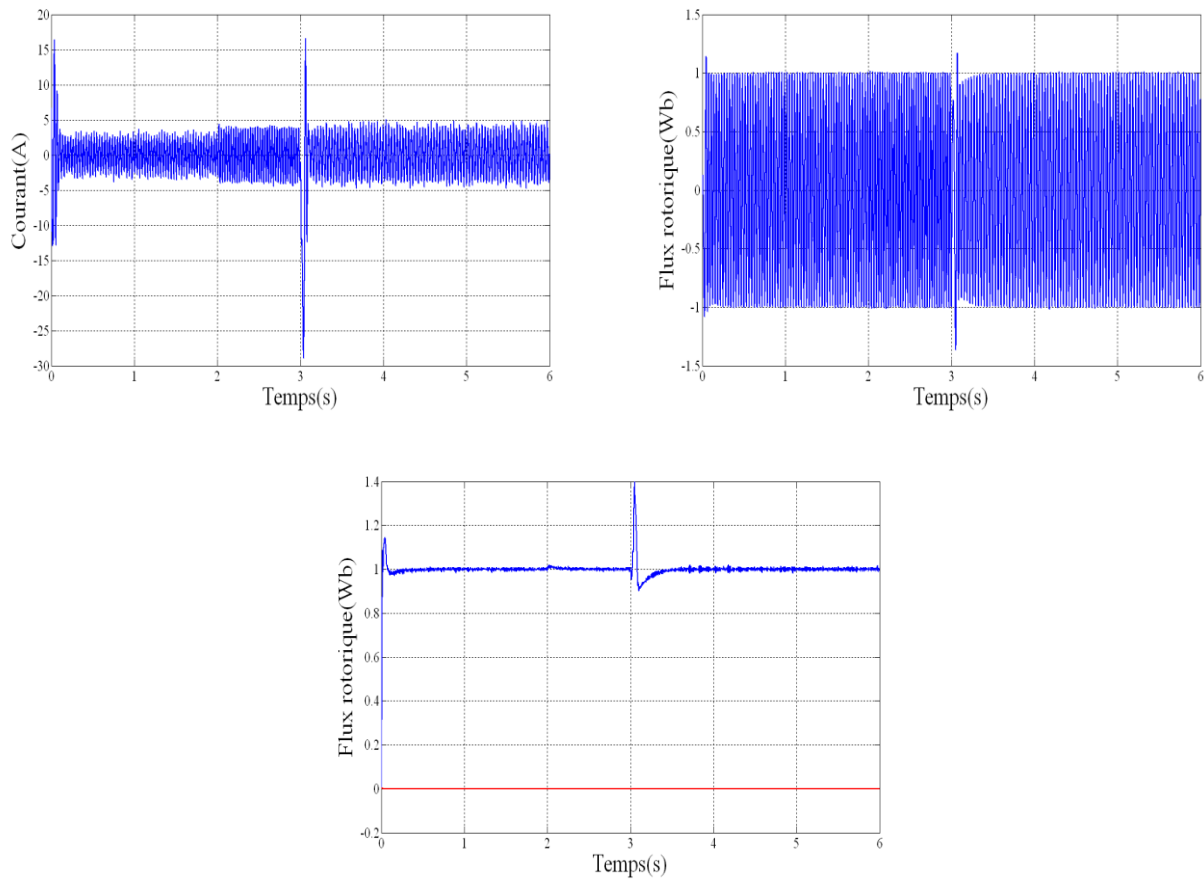
Figure (II.31): Résultats de simulation de PI flou via un onduleur M.L.I, par un controleur flou

Les résultats montrent que le régulateur de vitesse marque une amélioration en temps de réponse elle atteint la valeur de consigne en moins de  $0,2s$ , La chute de vitesse lors de l'insertion du couple résistant est plus petite, cette chute rattrape sa valeur de référence en un temps trop rapide (moins de  $0,15 s$ ). Le flux rotorique n'est pas affecté par ce couple résistant, le découplage couple flux est alors réalisé. La composante de courant statorique marque un pic puis se stabilise à sa valeur

- Réponse à une inversion de vitesse

Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de  $+100$  à  $-100 rad/sec$ , à partir de l'instant  $t=3sec$  Les résultats de simulation sont représentés par la figure(II.32)



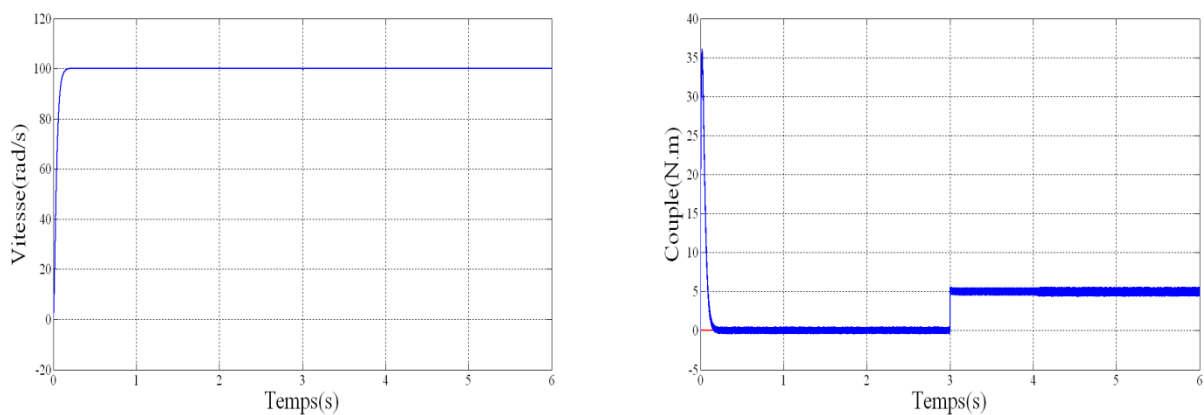


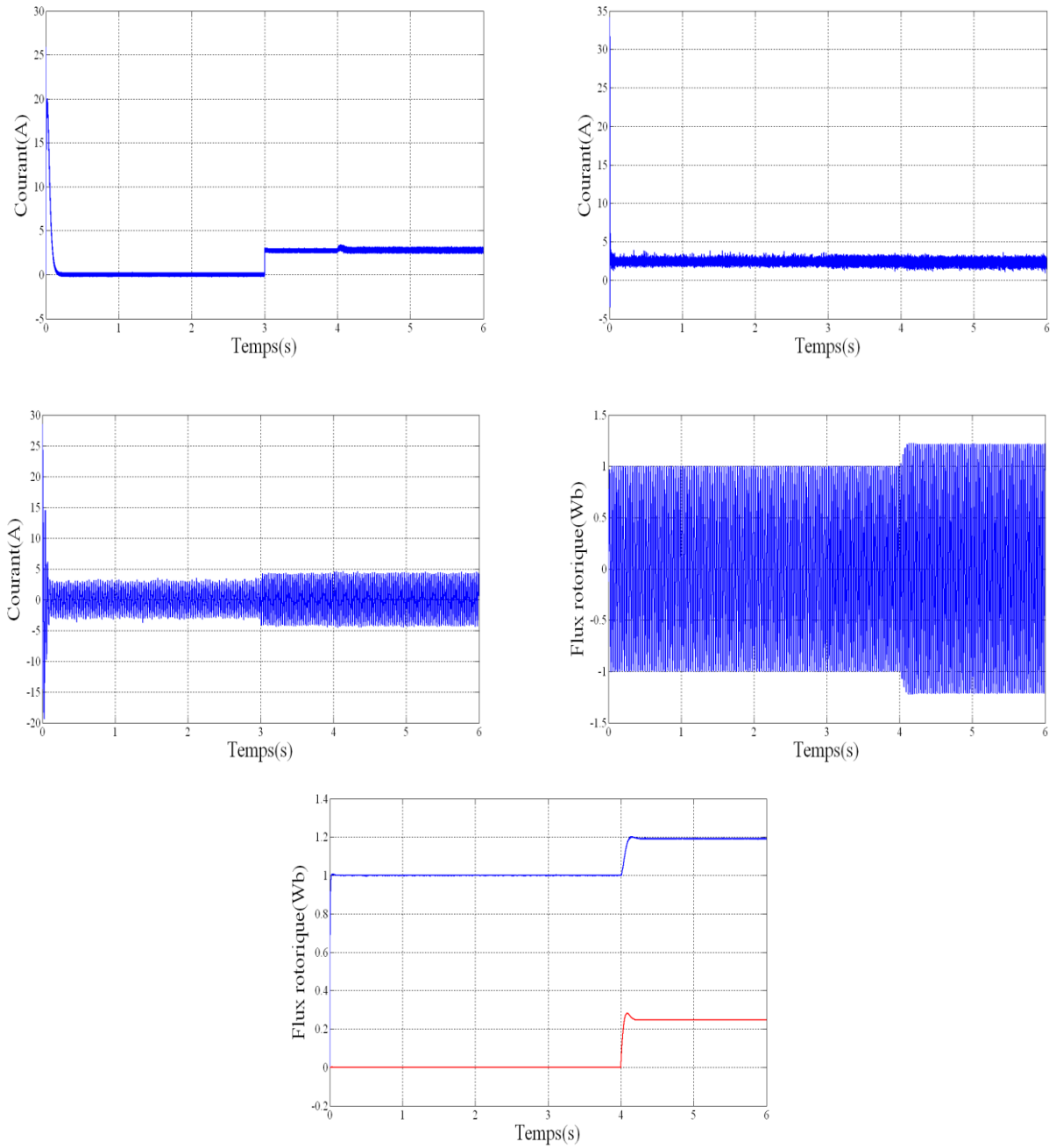
**Figure (II.32): Réponse du système lors de l'inversion du sens de la vitesse par un contrôleur flou**

On constate d'après la figure (II.32) que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent le découplage persiste toujours. La vitesse répond en un temps court, et on remarque une petite influence sur le flux magnétique.

- **Réponses à la variation de la résistance rotorique**

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de  $R_r$  ( $R_r = 2 * R_r$ ), à  $t = 4$  sec nous avons obtenu les résultats de la Figure(II.33).





**Figure (II.33): Réponse du système lors de la variation de la résistance rotorique de la machine par un contrôleur flou**

On constate d'après les résultats présentés par la figure (II.33), la sensibilité de la commande vectorielle face à la déviation des paramètres rotorique  $R_r$  de la machine.

## ***II.17. Conclusion***

Dans ce chapitre, nous avons présentée la technique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté qui permet un découplage entre le flux et le couple d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu à excitation séparée.

Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler. Et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation, mais ils présentent des dépassements par rapport à la grandeur de consigne. On a montré aussi que les régulateurs PI sont très sensibles aux variations des paramètres de la machine, en particulier la résistance et la inductance rotorique nous justifient la non robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Afin d'améliorer encore les performances de la machine asynchrone, la commande floue, nous avons introduit la logique floue dans la conception des régulateurs en commande vectorielle de la machine asynchrone. Ses régulateurs montrent effectivement une grande efficacité. Le temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux celles du régulateur PI qui sont toujours constants.

On constate d'après les résultats présentés la sensibilité de la commande vectorielle face à la déviation des paramètres rotoriques  $R_r$  de la machine.

Afin d'améliorer encore les performances de la machine asynchrone, la commande par mode de glissement flou qui est une technique de commande à structures variables, sera introduite au prochain chapitre comme une éventuelle solution à cet inconvénient.

# *CHAPITRE III*

---

**COMMANDE PAR MODE DE GLISSANT FLOUE  
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE**

### **III.1.Introduction**

Dans le chapitre précédent, nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs P.I. classiques où les algorithmes de commande utilisent les paramètres de la machine pour calculer les grandeurs de cette commande. Par conséquent, les performances de ce type de réglage donnent de bons résultats dans le cas où le système est linéaire 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 commandes insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités.

On est donc conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse.

Les commandes à structures variables offrent ces propriétés. Elles ont été à l'issue des travaux élaborés par le mathématicien soviétique *A.F.FILLIPOV*. publiés en 1960 sur les équations à seconds membres discontinus qui ont donné naissance à l'idée de système de contrôle à structure variable, par la suite plusieurs travaux ont été effectués par l'équipe du Professeur *S.V. EMELYANOV* et publiés en 1962 sur cette classe particulière de système de contrôle. Cette commande consiste à amener la trajectoire d'état du système à partir d'une condition initiale quelconque  $x(0) = x_0$  vers une surface de glissement (dans un temps fini) et la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de la surface jusqu'au point d'équilibre, d'où la notion de régime de glissement. [32]

La commande par mode de glissant est un mode de fonctionnement particulier du système à structure variable, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages d'une surface de commutation appelée surface de glissement.

Dans le but d'améliorer les performances de notre commande en terme de robustesse, on va introduire dans ce chapitre, cette technique très apprivoisée par les chercheurs. En premier lieu la conception de la commande par mode de glissant est son application à la régulation de la vitesse de la machine asynchrone.

Les résultats obtenus par simulation montrent la robustesse des ces commande vis-à-vis des perturbations des paramètres électrique et de la charge.

### III.2. Commande par mode de glissant

Le mode de glissement est un fonctionnement particulier des systèmes à structure variable (SCV). La théorie des systèmes à structure variable est une technique de commande non linéaire, caractérisée par des commandes discontinues. L'intérêt récent à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité d'interrupteurs rapides et microprocesseurs de plus en plus performants permettant la commande en temps réel des systèmes dynamiques [33].

### III.3. Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface  $S(x,t)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation)  $U(x,t)$  qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

### III.4. Théorie de la commande par mode de glissement [32], [33]

Un système est dit à structure variable s'il admet la représentation par des équations différentielles du type :

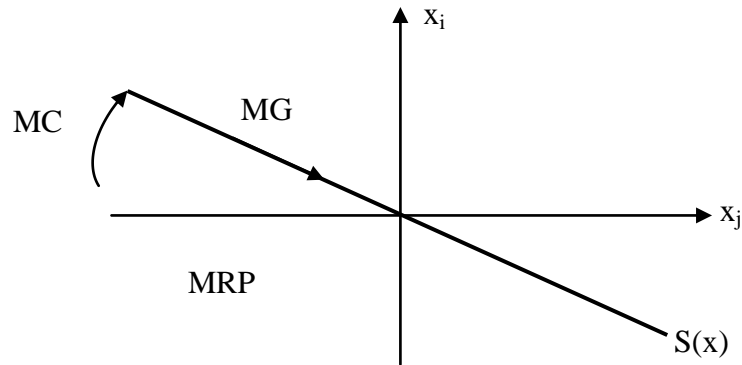
$$\dot{X} = \begin{cases} f_1(X) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ f_n(X) \end{cases}$$

Les structures variables sont caractérisées par le choix d'une fonction et une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure afin de combiner les propriétés de chacun de ces structures. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans les structures utilisées.

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement.

La surface de glissement est constituée de trois parties distinctes (figure III.1)

- **Le mode de convergence (MC)** : dont la variable à régler se déplace à partir du point d'équilibre initial et tend vers la surface de glissement  $S(x) = 0$ . ce mode caractérise par la loi de commande et critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan des phases. Le dynamique de ce mode est caractérisé par le choix de la surface de glissement.
- **Le mode de régime permanent (MRP)** : il est nécessaire pour l'étude du comportement du système autour du point d'équilibre (l'origine du plan des phases). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.



Figure(III.1) : les modes de trajectoire dans le plan des phases

Le fonctionnement d'un système à structure variable est caractérisé par les caractéristiques suivantes :

- Puisque l'état d'équilibre du système est l'origine du plan de phase, le comportement du système en mode glissant est le comportement du système en mode transitoire.
- Pendant le mode glissant, les dynamiques du système sont d'ordre inférieur aux dynamiques du système original et sont uniquement déterminées par les paramètres décrivant la droite de commutation.

### III.4.1. Régimes du mode glissant [4]

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits. Et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x) = 0$ . Alors on trouve deux types de régime du mode glissant, dédiée ci-dessous.

#### III.4.1.1. Régime glissant idéal

Ce régime est représenté par la figure(III.2) signifie qu'un régime glissant idéal a une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle. Le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation  $S$ .

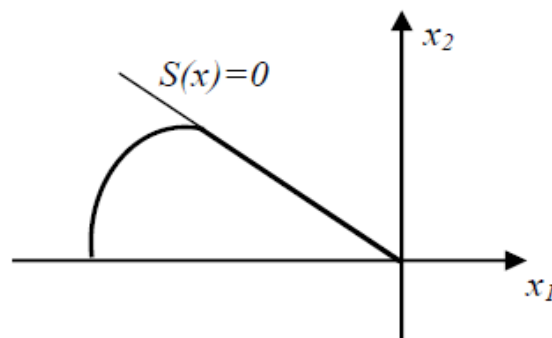


Figure (III.2) : Glissement idéal

#### III.4.1.2. Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité, et la figure (III.3) ci-dessous illustre bien cette explication.

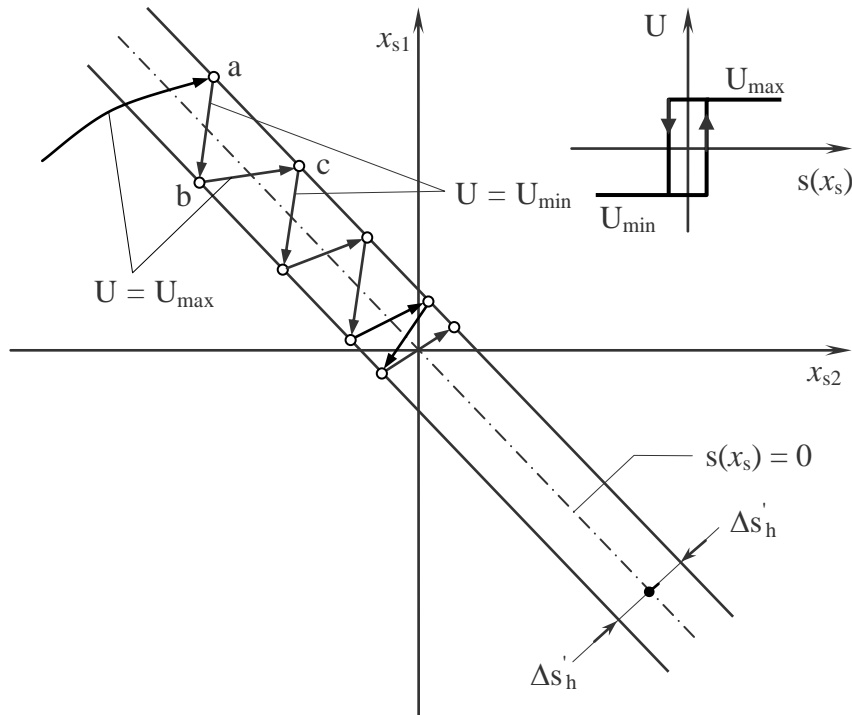


Figure (III.3) : Mode glissant réel

### III.5. Conception de la commande par mode de glissant [23]

La conception des régulateurs par mode de glissement prend en compte 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 :

- ☞ Choix de surfaces
- ☞ L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- ☞ Détermination de la loi de commande

#### III.5.1. Choix des surfaces de glissement [23], [32]

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de la phase généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension de vecteur de commande  $[U]$ . Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence

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 suivante :

$$\dot{X} = [A(x)] + [B][U] \quad (\text{III.1})$$

Il faut choisir «  $m$  » surfaces de glissement, pour un vecteur  $[U]$  de dimension «  $m$  ».

Avec :

$X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$  : Vecteur d'état du système.

$U = [u_1, u_2, \dots, u_n]^T$  : Vecteur de commande.

$A$  : Fonction non linéaire.

$B$  : Le gain de commande.

Pour ce qui est de la forme de la surface, *J.J. Slotine* nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de consigne  $X_{ref}$ .

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \tag{III.2}$$

Avec :

$x$  : Variable à réguler.

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

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

$\lambda_x$  : Constante positive.

Pour :

$r=1$  :  $S(x) = e(x)$

$r=2$  :  $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

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

Pour  $r > 1$ ,  $S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda_x$ .

En d'autres termes, 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 tout en respectant une condition de convergence

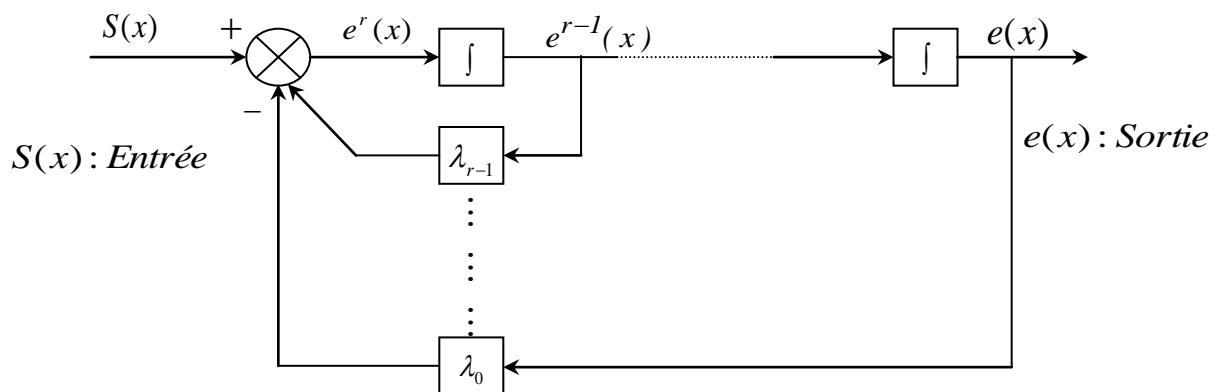


Figure (III.4): Linéarisation exacte de l'écart.

### III.5.2. Condition d'existence et de convergence [25]

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système, dans le plan de phase de converger vers la surface de glissement, nous retenons deux conditions de la littérature :

☞ **La fonction directe de commutation :**

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par *Utkin*. Elle s'exprime sous la forme :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \tag{III.3}$$

☞ **La 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 une loi de commande qui fera décroître cette fonction ( $\dot{V}(x) < 0$ ).

En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{III.4}$$

Sa dérivée sera :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \tag{III.5}$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer que :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \tag{III.6}$$

Cette fonction est généralement utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de robustesse et garantit la stabilité du système non linéaire.

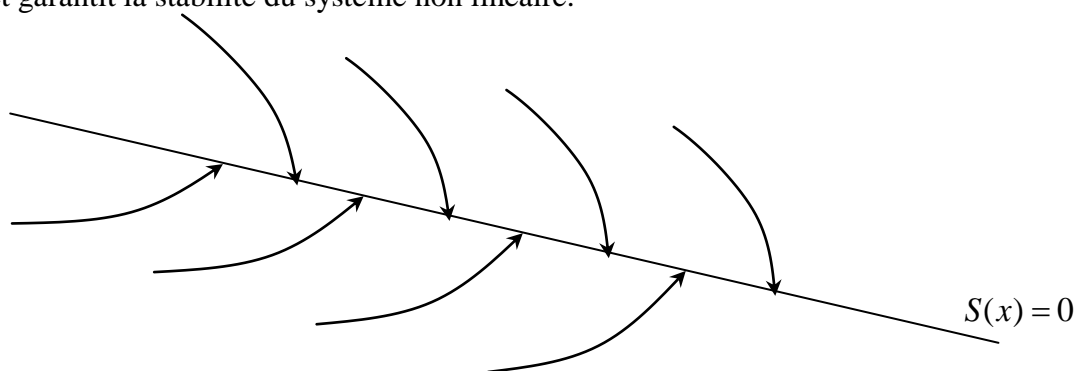


Figure (III.5) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

**III.5.3. Calcul de la commande**

Une fois la surfaces de glissement est choies, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface.et ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode de glissement

La dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduite une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structures variables pour la commande par mode de glissement 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.5).

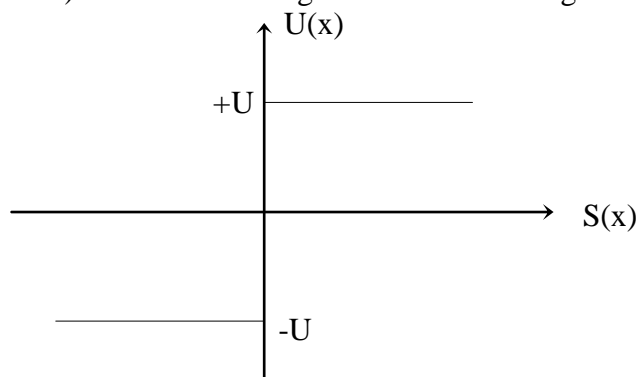


Figure (III.5) : Commande appliquée au système.

**III.5.3.1. Définition des grandeurs de commande [23], [27]**

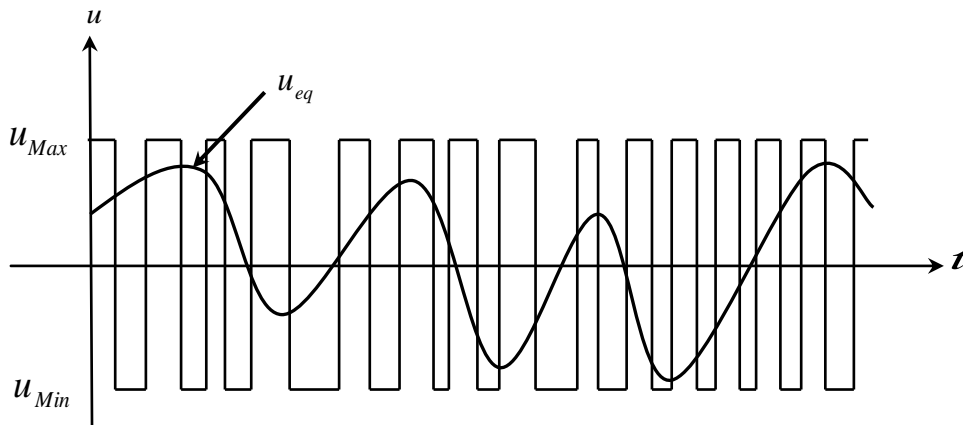
La structure d'un contrôleur par mode de glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et l'autre la stabilité ( $U_n$ )

Cette dernière est très importante dans la technique de la commande par mode de glissant, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter la perturbation extérieures, alors la commande totale est donnée par :

$$U = U_{eq} + U_n \tag{III.7}$$

$U_{eq}$  : correspond à la commande équivalente proposé par *Filipov* et *Utkin* on peut la considérer comme la valeur moyenne continue. Elle sera à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)$ . Elle est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul  $\dot{S}(x) = 0$  et peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier à la commande lors de la commutation rapide entre la valeur  $U_{max}$  et  $U_{min}$  (figure III.6)

La commande équivalente  $U_{eq}$  est calculée en reconnaissant que le comportement dynamique durant le glissement



**Figure (III.6) : La valeur continue  $u_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $u_{Max}$  et  $u_{Min}$ .**

$U_n$  : correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition  $S(x).\dot{S}(x) < 0$ . la commande discret  $U_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

**III.5.3.2. Expression analytique de la commande**

Considérons le système :

$$\dot{X} = [A(x)] + [B][U] \tag{III.8}$$

Le vecteur  $U$  est composé de deux grandeurs :

$$U = U_{eq} + U_n \tag{III.9}$$

Nous nous intéressons à déterminer les expressions analytiques de ces grandeurs. Dans un premier temps nous nous occupons du calcul de la commande équivalente à partir des équations du système, ensuite du calcul de l'autre composante qui définit la dynamique du système.

La dérive de la surface  $S(x)$  est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.10})$$

En remplaçant (III.8) et (III.9) dans (III.10), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} = \left\{ [A(x)] + [B]U_{eq} \right\} + \frac{\partial S}{\partial x} [B]U_n \quad (\text{III.11})$$

Durant le mode de glissement en régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente, Nous avons:

$$U_n = 0$$

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A(x)] \right\} \quad (\text{III.12})$$

Avec:  $U = U_{eq}$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $U_{eq}$  par son expression (III.12) dans l'équation (III.11), nous obtenons l'expression de la dérivée de la surface suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B]U_n \quad (\text{III.13})$$

Le problème revient à trouver  $U_n$ , telle que

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$$

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B]U_n < 0 \quad (\text{III.14})$$

Afin de satisfaire cette condition, nous choisissons le signe de  $U_n$  opposé du signe de

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B]$$

La forme la plus simple que prend la commande discrète est celle d'un relais figure (III.7)

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.15})$$

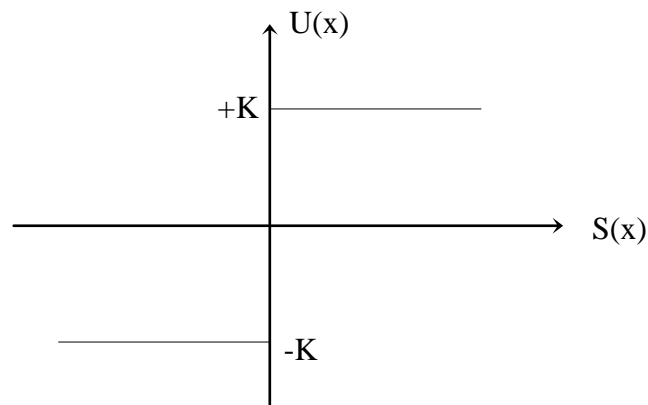


Figure (III.7) : Représentation de la fonction « SIGN »

### III.6. Commande classique

Cette commande est caractérisée par un seuil, figure (III.8).

$$U_n = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ K \operatorname{signe}(S(x)) & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

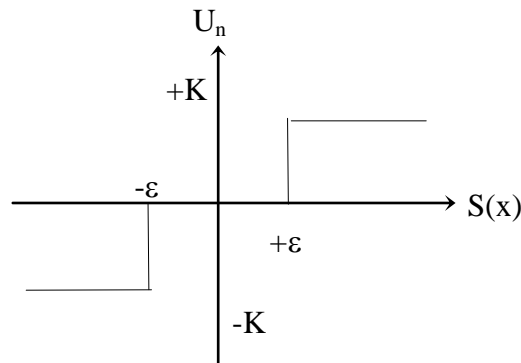


Figure (III.8) : Commande classique à un seuil

### III.7. Commande adoucie

Cette commande est caractérisée par un ou deux seuils pour diminuer progressivement la valeur de la commande  $U_n$ . Ceci est en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, suivant une pente qui lie la valeur de la commande  $U_n$  entre les deux seuils ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine dans le plan  $(S(x), U_n)$ , figure (III.9).

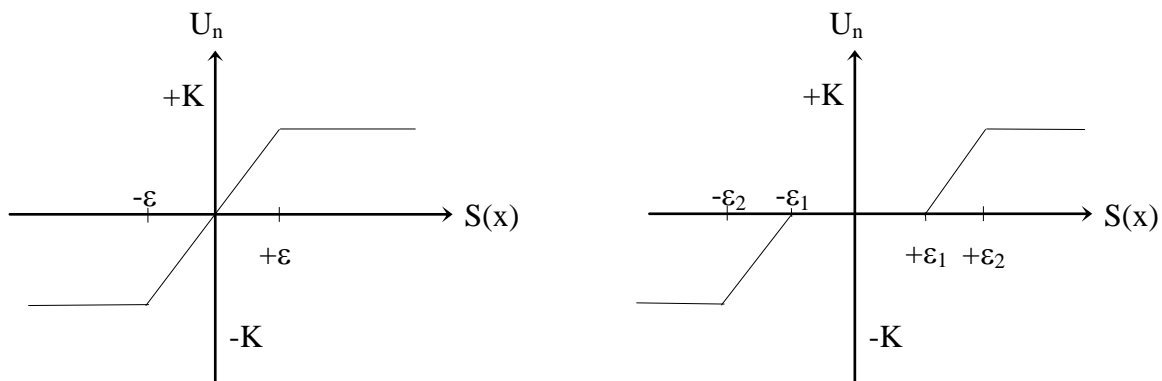


Figure (III.9) : Fonction signe de la commande adoucie.

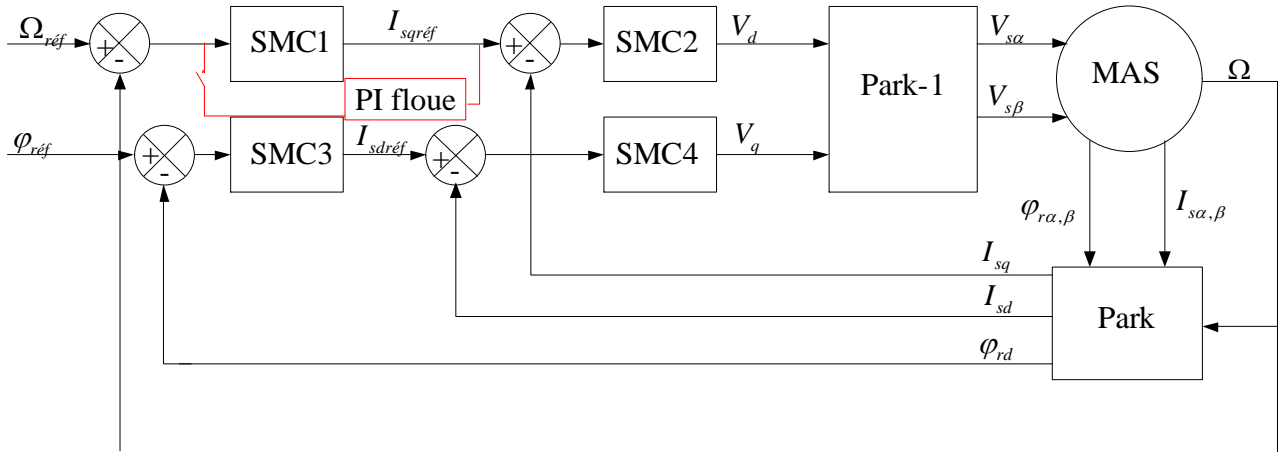
## III.8. Application de la commande par mode de glissement à la MAS

### III.8.1. Description

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes  $d$  et  $q$  et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de quatre surfaces sur les

deux axes .La boucle interne permet de contrôler les courants «  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  » et la boucle externe la vitesse «  $\Omega_r$  ».

La figure (III.10) représente la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone .L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler .Les variables sont le courant direct pour l'axe d et la vitesse et le courant en quadrature pour l'axe q .La grandeur de sortie de boucle externe représente les références de courant des boucles internes .Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer sur la machine.



Figure(III.10) Principe de la commande par mode glissant en cascade appliquée à la MAS

### III.8.2. Sélection des surfaces de commutation

#### III.8.2.1. Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse est donnée comme suit :

$$S(\omega_r) = \omega_{r\text{réf}} - \omega_r \tag{III.17}$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{r\text{réf}} - \dot{\omega}_r \tag{III.18}$$

En substituant l'expression de l'équation mécanique donnée au (I.47) dans (III.18), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\dot{\omega}_{r\text{réf}} - \left[ \frac{PM}{L_r} (\varphi_r I_{sq}) - \frac{Cr}{J} - \frac{f}{J} \omega_r \right] \tag{III.19}$$

Avec :

$$I_{sq} = I_{sq\acute{e}q} + I_{sqn} \tag{III.20}$$

En remplaçant l'équation du courant donnée (III.20) dans l'expression (III.19) devient :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\dot{\omega}_{r\text{réf}} - \left[ \frac{PM}{L_r} (\varphi_r I_{sq\acute{e}q}) + \frac{PM}{L_r} (\varphi_r I_{sqn}) \frac{Cr}{J} - \frac{f}{J} \omega_r \right] \tag{III.21}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S(\omega_r) = 0$  et par suite  $\dot{S}(\omega_r) = 0$  et  $I_{sqn} = 0$ , d'où nous tirons la formule de la commande équivalant  $I_{sq\acute{e}q}$

$$I_{sq\acute{e}q} = \frac{JL_r}{pM \varphi_r} \left[ \dot{\omega}_{r\text{réf}} + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{Cr}{J} \right] \tag{III.22}$$

Durant le mode de convergence, nous avons :  $S(x).\dot{S}(x) < 0$

Doit être vérifiée. En remplaçant la formule de  $I_{sq\acute{e}q}$  dans (III.21) on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \frac{PM}{JL_r} \varphi_r I_{sqn} \quad (III.23)$$

La forme la plus simple que peut prendre  $I_{sq\acute{e}q}$  est :

$$I_{sqn} = K_{\omega} sgin(S(\omega_r)) \quad (III.24)$$

### III.8.2.2. Surface de régulation du flux rotorique

La surface du flux est donnée par :

$$S(\varphi_r) = \varphi_{rr\acute{e}f} - \varphi_r \quad (III.25)$$

La dérivée de cette surface est :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_{rr\acute{e}f} - \dot{\varphi}_r \quad (III.26)$$

En substituant l'expression de  $\dot{\varphi}_r$  décrite dans l'équation (II.1) donnée au chapitre précédent dans l'équation (III.26), la dérive de la surface dévient alors :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_{rr\acute{e}f} - \left( \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \right) \quad (III.27)$$

En remplaçant le courant  $I_{sd}$  par le courant de commande  $I_{sd} = I_{sdeq} + I_{sdn}$ , nous trouvons :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_{rr\acute{e}f} - \left( \frac{M}{T_r} I_{sdeq} + \frac{M}{T_r} I_{sdn} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \right) \quad (III.28)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S(\varphi_r) = 0$  et par la suite  $\dot{S}(\varphi_r) = 0$  et  $I_{sdn} = 0$ , d'où nous tirons la formule de la commande équivalent  $I_{sdeq}$  :

$$I_{sdeq} = \frac{T_r}{M} \dot{\varphi}_{rr\acute{e}f} + \frac{1}{M} \varphi_r \quad (III.29)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $\dot{S}(\varphi_r).S(\varphi_r) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant la formule de  $I_{sdeq}$  dans (III.28), nous avons trouvons :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \frac{M}{T_r} I_{sdn} \quad (III.30)$$

Nous posons donc :

$$I_{sdn} = K_{\varphi} signe(S(\varphi_r)) \quad (III.31)$$

### III.8.2.3. Surface de régulation du courant $i_{sq}$

Nous avons

$$S(I_{sq}) = I_{sq\acute{r}\acute{e}f} - I_{sq} \quad (III.32)$$

Le réglage du courant  $i_{sq}$  permet de fournir les commandes  $V_{sq}$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sqref} - \dot{I}_{sq} \quad (III.33)$$

En substituant l'expression de  $i_{sq}$  décrite dans l'équation (II. 1) donné au chapitre précédent dans(III.33) la dérive de la surface devient alors :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sqref} - \frac{1}{\sigma L_s} (-R_s I_{sq} - \omega_s L_s \sigma I_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + V_{sq}) \quad (III.34)$$

Nous décomposons la tension  $V_{sq}$  en deux entités ( $V_{sqeq}, V_{sqn}$ )

$$V_{sq} = V_{sqeq} + V_{sqn} \quad (III.35)$$

En substituant (III.35) dans (III.34), on aura :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sqref} - \frac{1}{\sigma L_s} (-R_s I_{sq} - \omega_s L_s \sigma I_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + V_{sqeq} + V_{sqn}) \quad (III.36)$$

Durant de mode glissement et régime permanent, nous avons  $S(I_{sq}) = 0$  et par suite  $\dot{S}(I_{sq}) = 0$  et  $V_{sqn} = 0$

Nous tirons la formule de la commande équivalent  $V_{sqeq}$  :

$$V_{sqeq} = \sigma L_s \left[ \dot{I}_{sqref} + R_s I_{sq} + \omega_s L_s \sigma I_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \right] \quad (III.37)$$

Durant la mode de convergence, la condition  $\dot{S}(I_{sq}) \cdot S(I_{sq}) < 0$  doit être vérifiée

En remplaçant la formule de  $V_{sqeq}$  dans (III.37), nous trouvons :

$$\dot{S}(I_{sq}) = -\frac{1}{\sigma L_s} V_{sqn} \quad (III.38)$$

Nous posons donc :

$$V_{sq} = K_{Isq} \text{sign}(S(I_{sq})) \quad (III.39)$$

#### III.8.2.4. Surface de régulation du courant $i_{sd}$

La surface du courant est donnée par :

$$S(I_{sd}) = I_{sdréf} - I_{sd} \quad (III.40)$$

Le réglage du courant  $i_{sd}$  permet de fournir les commandes  $V_{sd}$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sdréf} - \dot{I}_{sd} \quad (III.41)$$

En substituant l'expression de  $i_{sq}$  décrite dans l'équation (II. 1) donné au chapitre précédent dans(III.41) la dérive de la surface devient alors :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sdréf} + \frac{1}{\sigma L_s} \left[ \left( R \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{sd} - \omega_s L_s \sigma I_{sq} - \frac{M}{T_r L_r} \varphi_r - V_{sd} \right] \quad (III.42)$$

Nous décomposons la tension  $V_{sd}$  en deux entités ( $V_{sdeq}, V_{sdn}$ )

$$V_{sd} = V_{sdeq} + V_{sdn} \quad (III.43)$$

En substituant (III.43) dans (III.42), on aura :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sdréf} + \frac{1}{\sigma L_s} \left[ \left( R \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{sd} - \omega_s L_s \sigma I_{sq} - \frac{M}{T_r L_r} \varphi_r - V_{sdeq} - V_{sdn} \right] \quad (\text{III.44})$$

Durant de mode glissement et régime permanent, nous avons  $S(I_{sd}) = 0$  et par suite  $\dot{S}(I_{sd}) = 0$  et  $V_{sdn} = 0$

Nous tirons la formule de la commande équivalent  $V_{sdeq}$  :

$$V_{sdeq} = \sigma L_s \left[ \dot{I}_{sqréf} + \left( R \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{sd} - \omega_s L_s \sigma I_{sq} - \frac{M}{L_r} \varphi_r \right] \quad (\text{III.45})$$

Durant la mode de convergence, la condition  $\dot{S}(I_{sd}).S(I_{sd}) < 0$  doit être vérifiée

En remplaçant la formule de  $V_{sdeq}$  dans (III.45), nous trouvons :

$$\dot{S}(I_{sd}) = -\frac{1}{\sigma L_s} V_{sdn} \quad (\text{III.46})$$

Nous posons donc :

$$V_{sd} = K_{Isd} \text{sign}(S(I_{sd})) \quad (\text{III.47})$$

Le choix des gains  $(K_\omega, K_\varphi, K_{Isq} \text{ et } K_{Isd})$ , se fait de façon à imposer la valeur désire à la sortie du chaque régulateur.

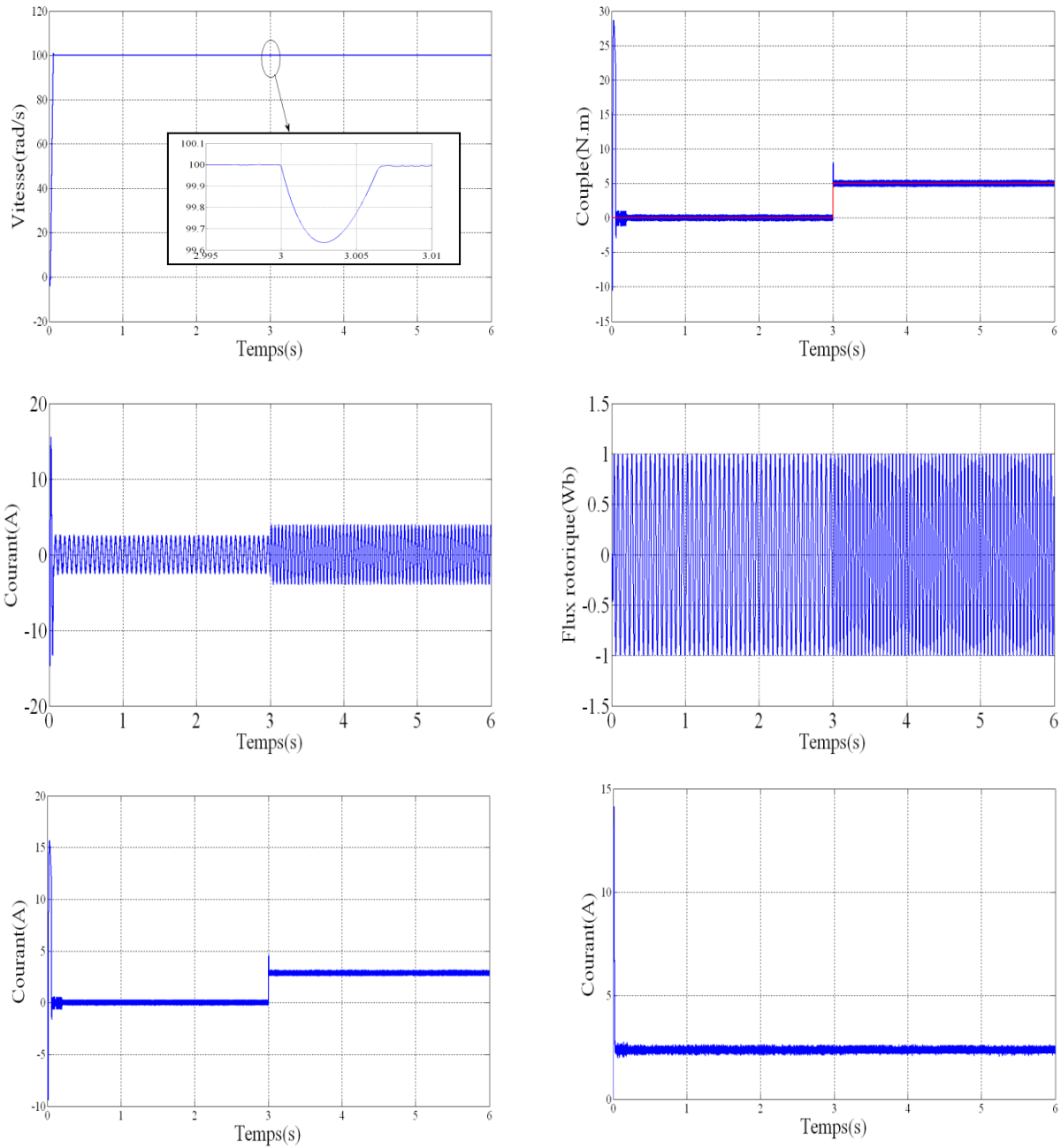
### III.9. Simulation et interprétation des résultats

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de commande par mode glissant, on va effectuer des tests de robustesse à savoir la variation de vitesse, l'inversion de vitesse, la variation de la charge et l'influence des variations des paramètres de la machine en particulier la résistance rotorique.

#### 1. Résultats de simulation de commande par mode glissant

##### a. Essai à vide et en charge

La figure (III-11) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, démarrage à vide puis introduite un couple de charge  $Cr=5N.m$  à l'instante  $t=3s$ .



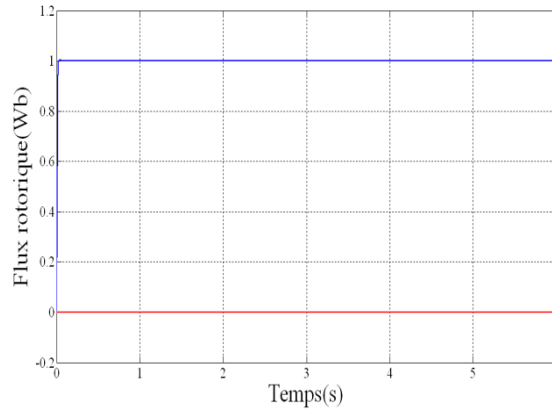


Figure (III.11) : Régulation de la vitesse de la MAS alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur MG

La figure (III.11) représente les résultats de simulation de l’essai a vide et en charge, cette figure montre que 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 .Après l’application de la charge ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ), on constate aucune influence sur l’allure de vitesse.

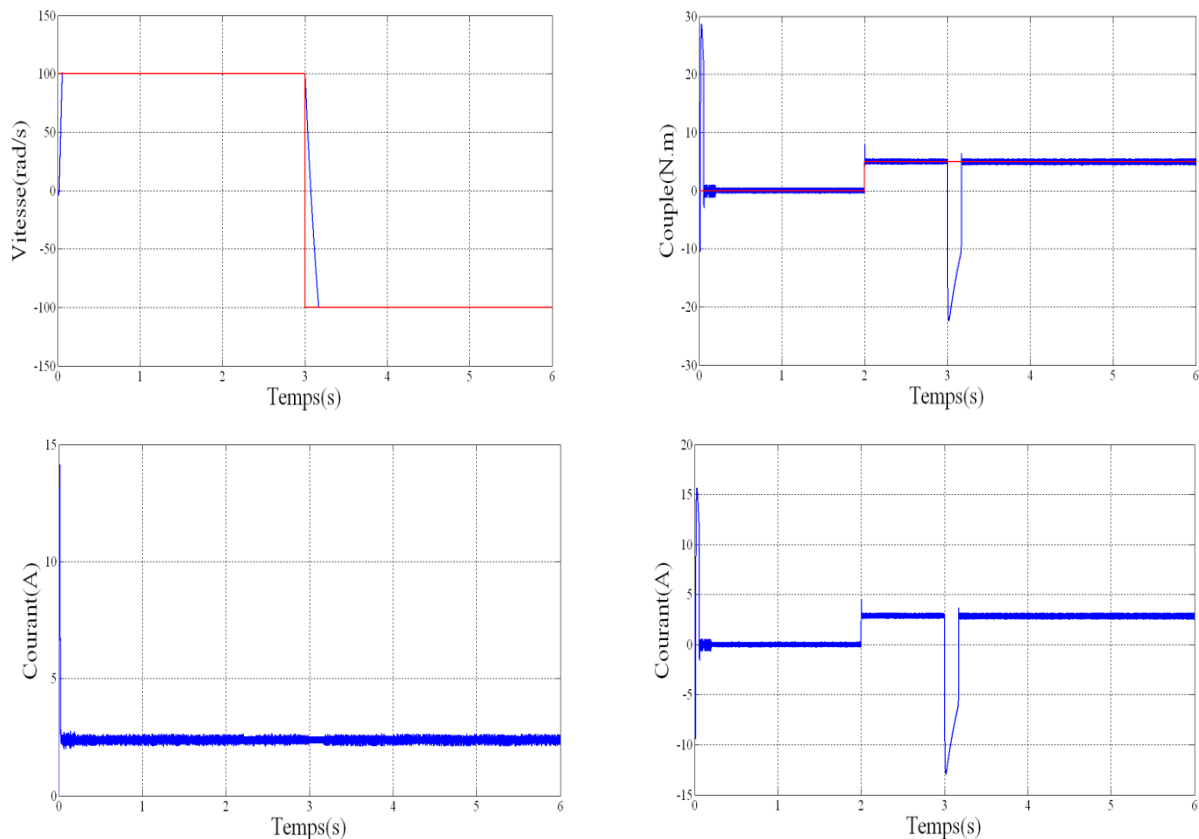
Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l’application de la charge.

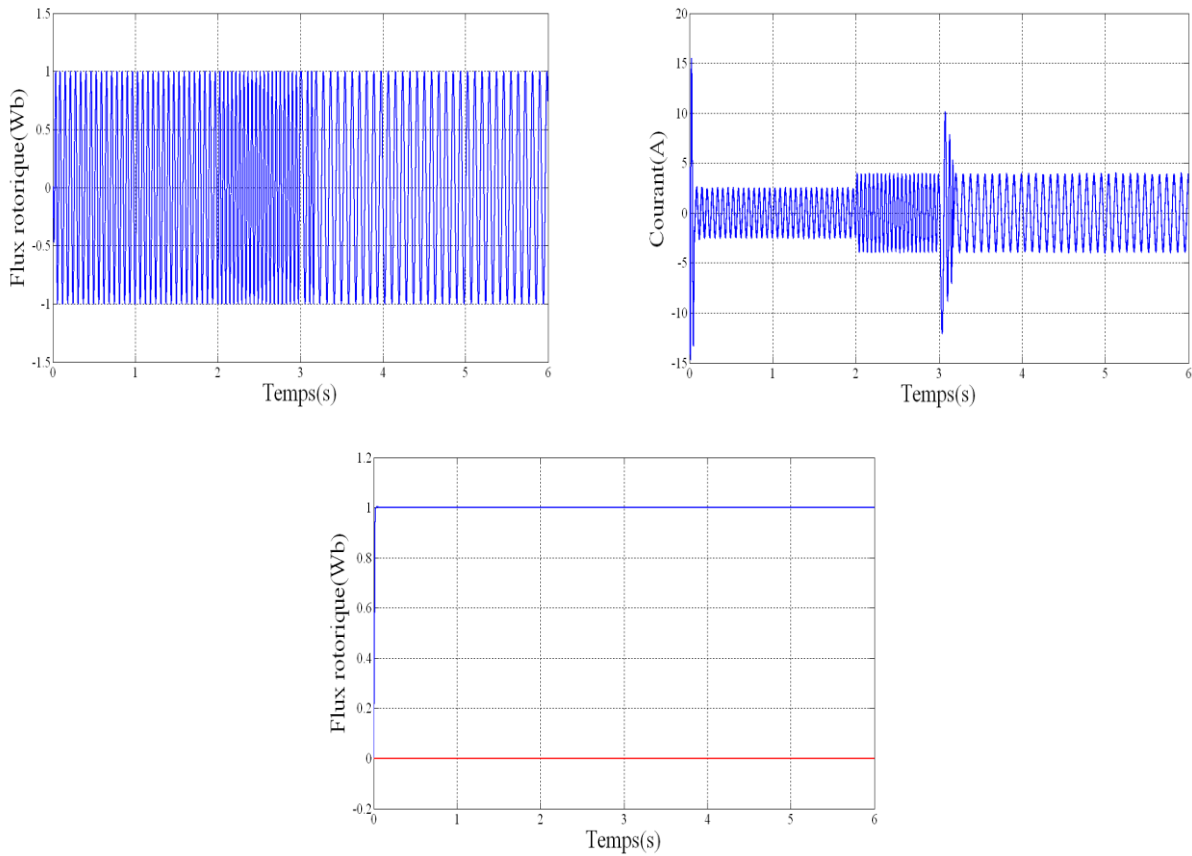
Le flux est orienté sur l’axe d, tout on respectant le principe de la commande vectorielle.

On peut remarque aussi un découplage souhaité entre le flux et le couple,et les courant présentent une forme sinusoïdale

**b. Test de robustesse pour l’inversion de vitesse**

La figure (III.12) illustre les courbe pour inversion de vitesse  $100\text{rad/s}$ ,  $C_r=5\text{N.m}$  à  $t=2\text{s}$  et  $-100\text{rad/s}$  à  $t= 3\text{s}$ .





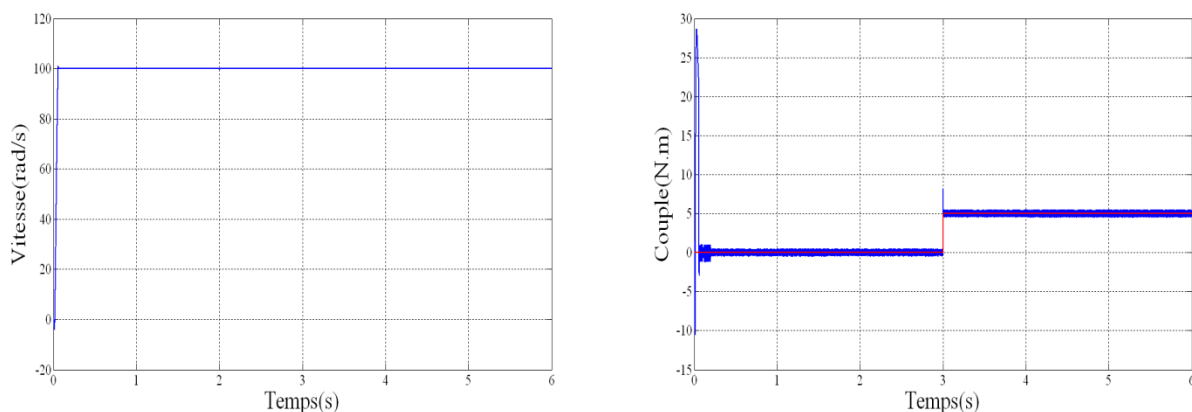
**Figure(III.12) :Régulation de la vitesse avec changement du sens de rotation de la MAS alimentée via un onduleur M.L.I par un controleur MG**

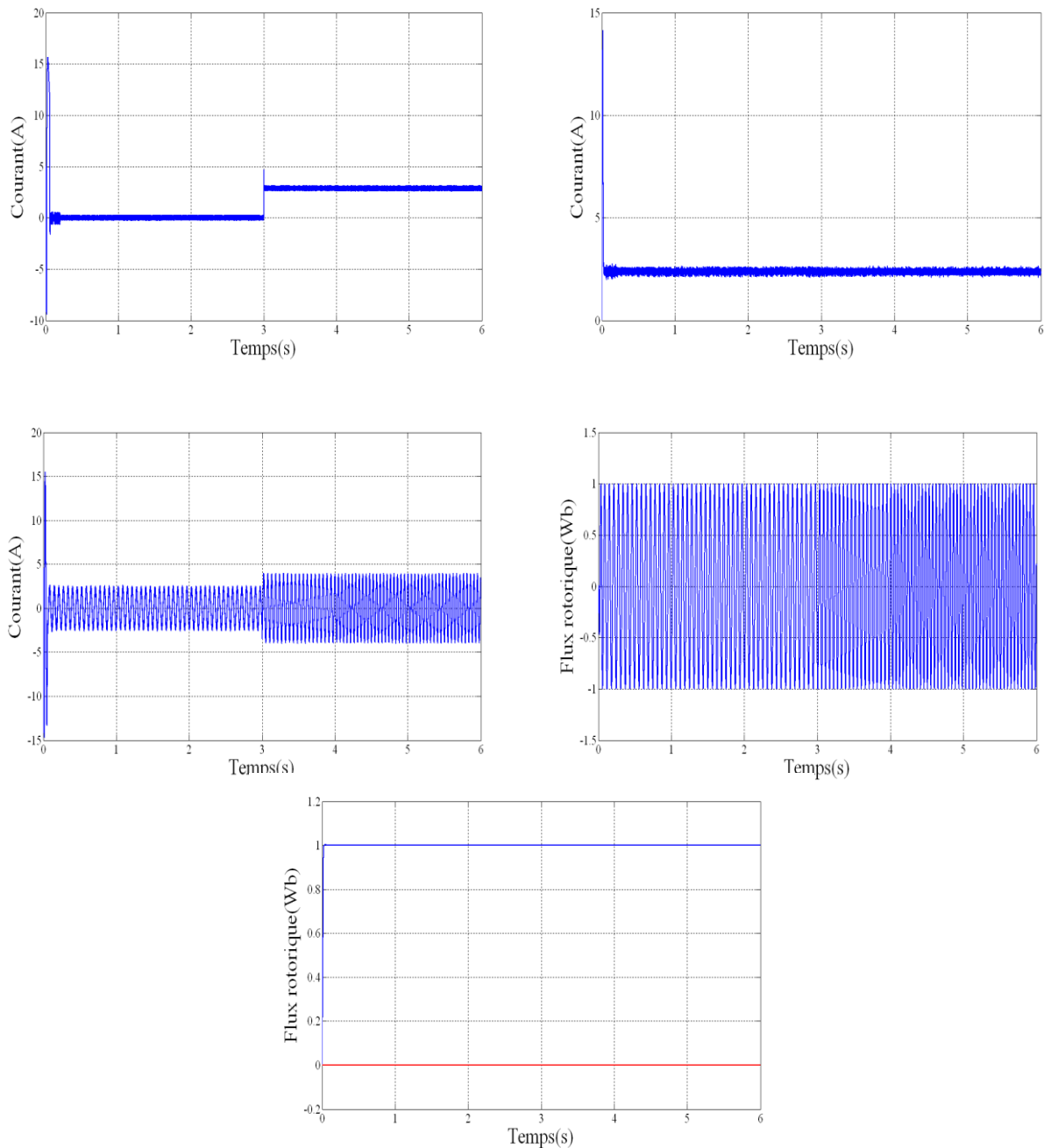
La figure (III.12) illustre les courbes pour une inversion de la vitesse, on remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même .L'allure de couple et des courants statoriques présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse en constate une variation négligeable au niveau les composantes du flux rotorique, donc en peut dire que le découplage est parfaitement réalisé.

**c. Test de robustesse pour variation de résistance rotorique**

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de  $R_r$  ( $R_r = 2 * R_r$ ), à  $t = 4sec$  nous avons obtenu les résultats de la Figure(III.13).





**Figure (III.13): Réponse du système lors de la variation de la résistance rotorique de la machine alimentée via un onduleur M.L.I. par un contrôleur MG**

Nous avons introduite des variation paramétrique (rotorique) la figure (III.13) dans le comportement du système on peut dire ce type de commande présente une bonne robustesse on présence du variation paramétrique et des perturbation.

## 2. Résultats de simulation de commande par mode glissant flou

### a. Essai à vide et en charge

La figure (III-13) représente les résultats de simulation de l'essai a vide et en charge, démarrage à vide puis introduite un couple de charge  $Cr=5N.m$  à l'instante  $t=3s$ .

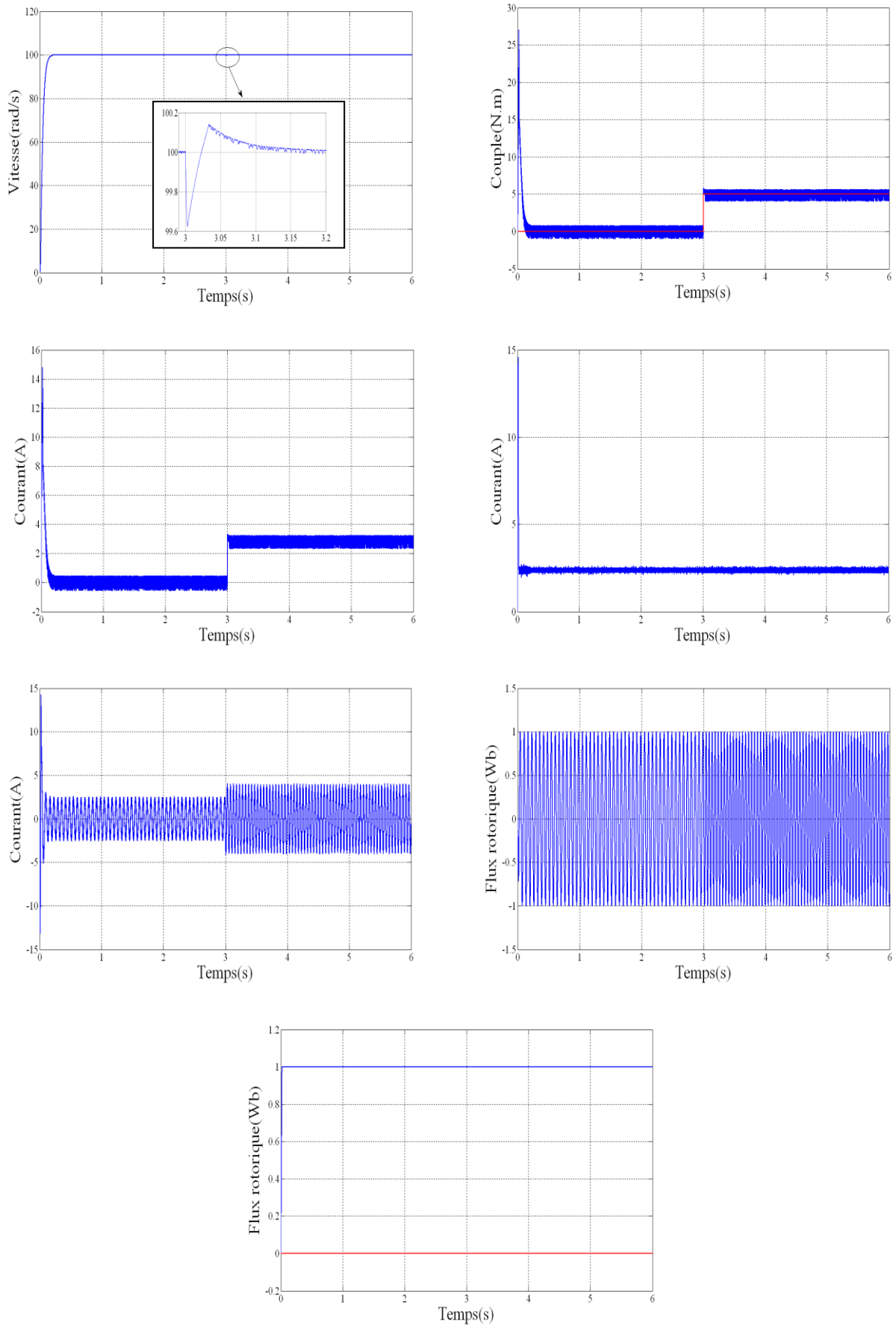
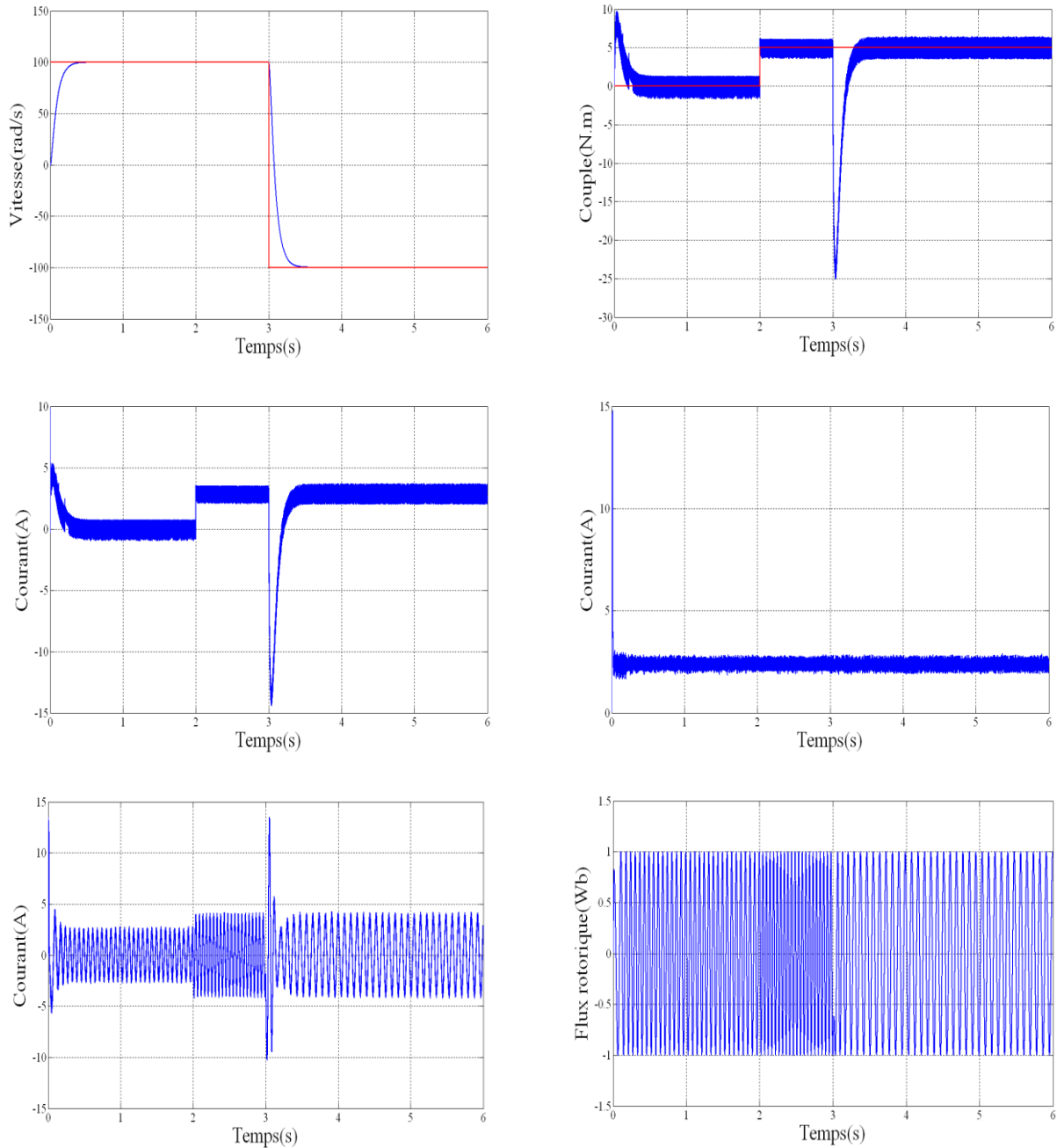


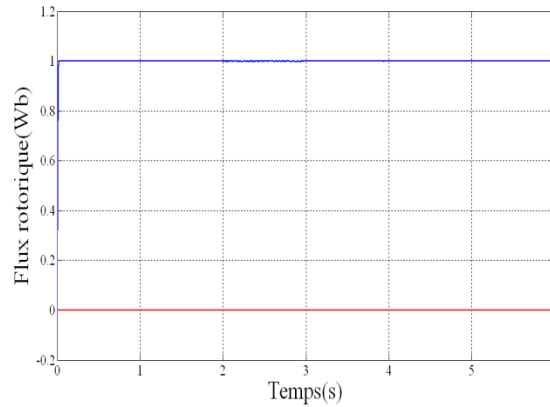
Figure (III.14) : Régulation de la vitesse de la MAS alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur MGF

Il est a notre que la vitesse converge vers sa valeur de référence d'une façon souhaitable même après l'application de la charge qui ne provoque aucun changement, et le courant présentent une forme sinusoidale.

**b. Test de robustesse pour l'inversion de vitesse**

La figure (III.15) illustre les courbe pour inversion de vitesse  $100\text{rad/s}$ ,  $Cr=5\text{N.m}$  à  $t=2\text{s}$  et  $-100\text{rad/s}$  à  $t=3\text{s}$ .



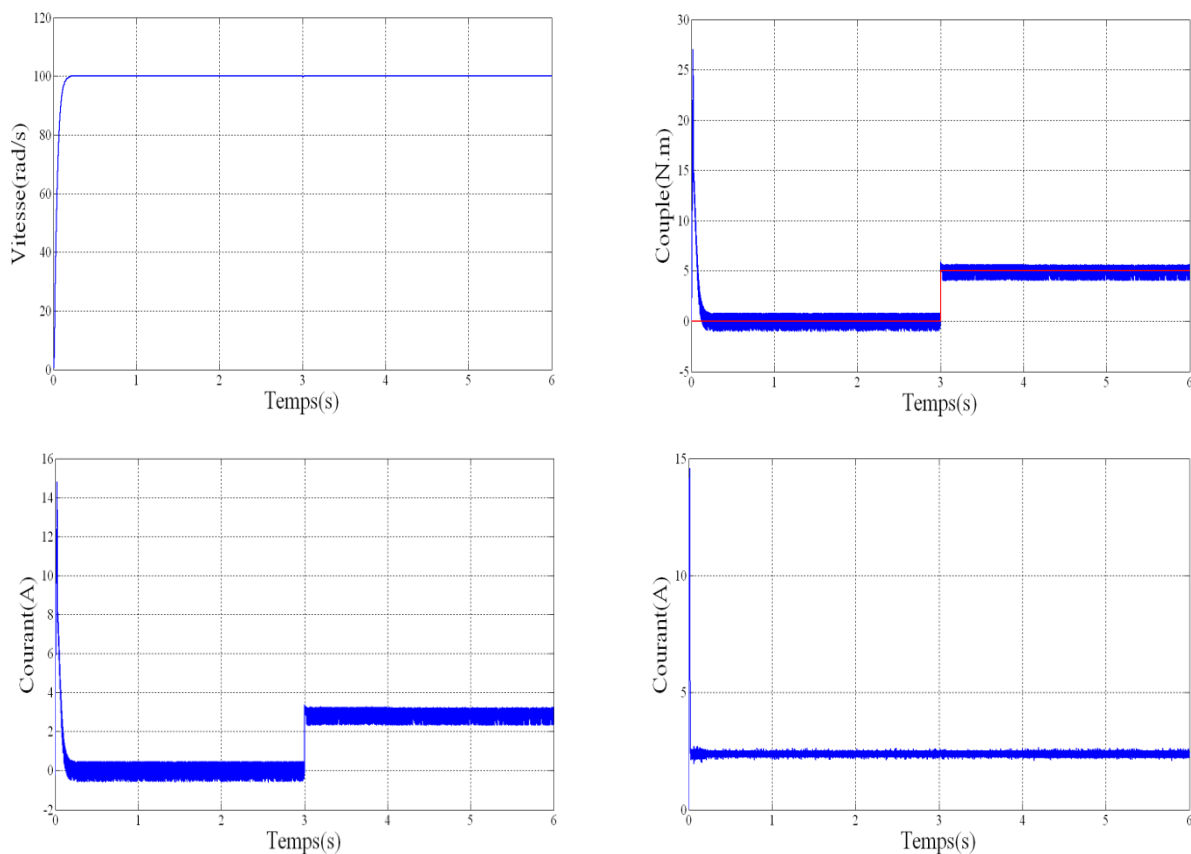


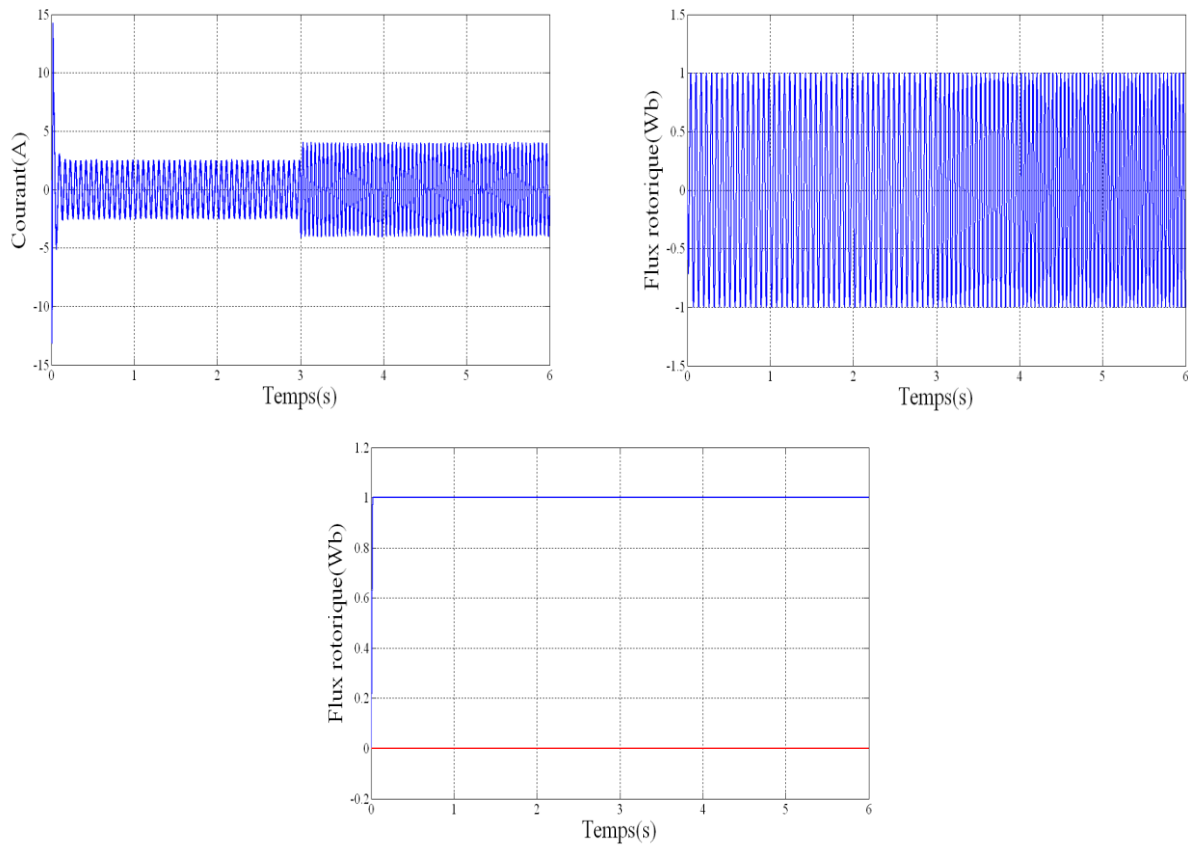
Figure(III.15) :Régulation de la vitesse avec changement du sens de rotation de la MAS alimentée via un onduleur M.L.I par un controleur MGF.

La vitesse permettra d’indiquer qu’il y a une bonne poursuite de sa valeur de référence meme leur de l’inversement du sens de rotation de la vitesse.

**c. Test de robustesse pour variation de résistance rotorique**

Nous avons également étudié l’influence de la variation de la résistance rotorique sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de  $R_r$  ( $R_r = 2 * R_r$ ), à  $t = 4sec$  nous avons obtenu les résultats de la Figure(III.16).





**Figure (III.16): Réponse du système lors de la variation de la résistance rotorique de la machine alimentée via un onduleur M.L.I. par un contrôleur MGF.**

On ne remarque aucun changement notable des allures des différents réponses par rapport à celles enregistrées en fonction nominale.

On peut dire que ce type de commande présente une solide robustesse en présence des variation paramétrique.

### **III.10. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté :

La commande par mode glissement de la machine asynchrone. Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

Nous constatons que le réglage avec les régulateurs de glissements donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation. Par contre ils présentent des oscillations au niveau du couple électromagnétique et des courants statoriques, due à la nature de la commande qui se fait avec une fréquence grande (phénomène de Chattring).

Nous avons présenté et appliqué un régulateur glissant-flou sur la machine. Ce régulateur est basé sur le modèle de (Zadeh) .ses entrées sont la surface et sa dérivée, dont les règles sont inspirées du principe des régulateurs à mode glissants. L'application du régulateur proposé et développé pour la commande de la machine asynchrone, a donné de bons résultats et des performances très satisfaisantes. Nous avons constaté que cette commande rejette totalement la perturbation, et aussi permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse, en effet pratiquement insensible aux variations paramétrique

# *CHAPITRE IV*

---

**ETUDE COMPARATIVE ENTRE PI FLOU ET MODE  
GLISSANT FLOU**

## ***IV.1.Introduction***

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus dans les chapitres 2,3, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes ainsi élaborées, cette étape constitue une aide importante pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée.

Dans le présente chapitre nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques pour les quatre types de commande :commande vectorielle ,commande par logique floue ,commande par mode de glissement ;commande par glissant-floue ,cela conduit à prévoir ,à priori les avantages et inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle du point de vue automatique ,la meilleure sera celle qui répond aux exigences telles que :

- Meilleur performances statique et dynamiques
- Meilleurs poursuites des consignes de contrôle
- Meilleurs rejets de perturbations

Pour les taches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalise pour une même vitesse de cosigne (100 rad/s), un même couple de charge statique (5 N.m), et un même flux rotorique (1 Wb).

### ***Notation***

CV : commande vectorielle.

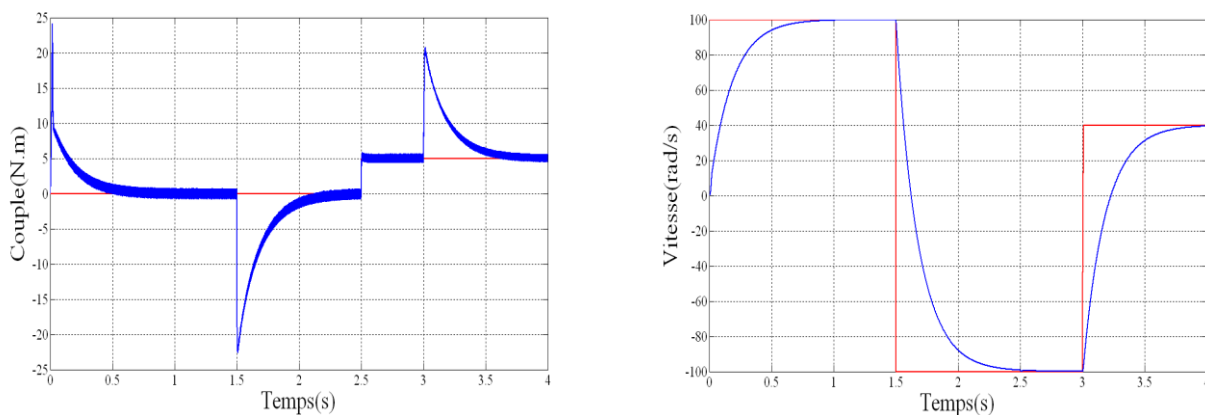
Flou : commande par la logique flou.

M G : mode de glissement.

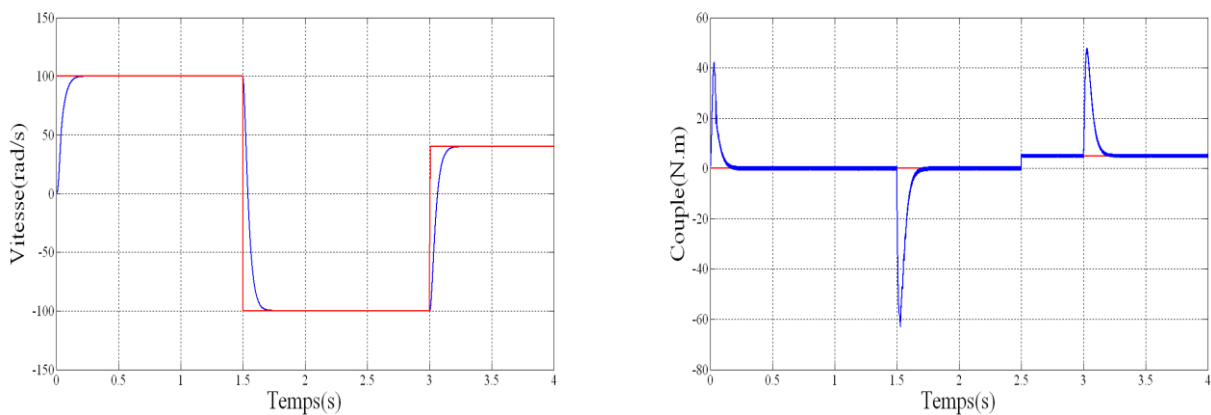
MGF : mode de glissement associée à la logique flou.

## IV.2. Comparaison au niveau de la variation de vitesse

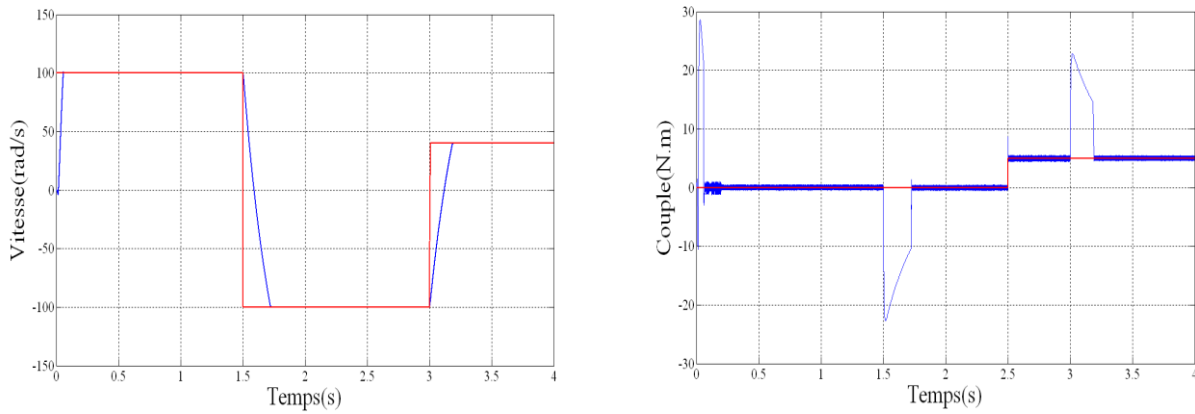
Les résultats de simulations obtenus pour la variation de la vitesse ( $\Omega_{réf} = 100, -100, 40 \text{ rad/s}$ ). La figure (IV.01) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les quatre types de réglage, par contre de logique floue présente un temps de réponse plus faible que le réglage par PI. Les couples donnés par C.V subit un pic de transition puis regagnent leurs valeurs de référence, alors que le couple donné par le RMG présente un pic plus important que le donné par le réglage par PI, mais il regagne rapidement à sa valeur de référence. Comme on constate que le régulateur flou rejette parfaitement les perturbations d'où l'amélioration des performances du réglage de vitesse vis à vis les perturbations par rapport au réglage classique. Les résultats obtenus montrent clairement les performances du contrôleur flou dans cette structure de commande.



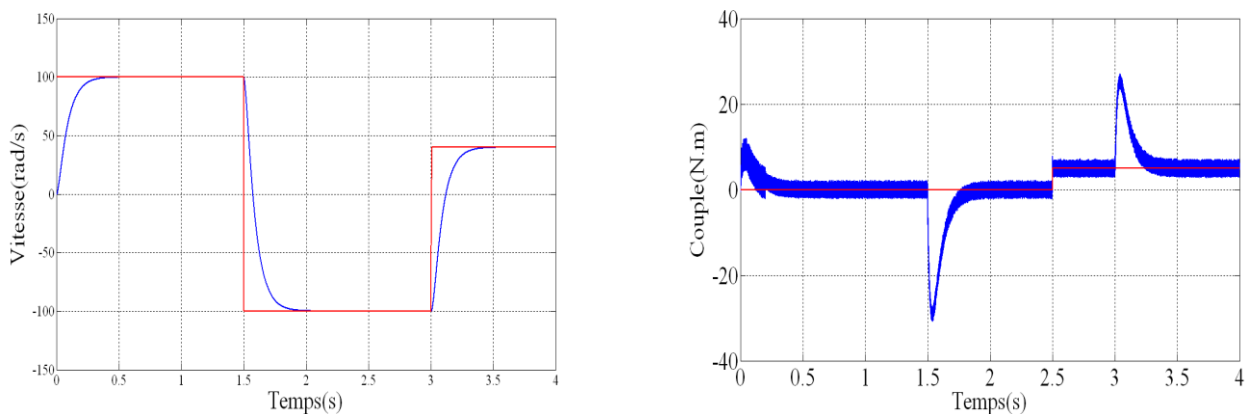
Figure(IV.a) : Commande CV



Figure(IV.b) : Commande Flou



Figure(IV.c) : Commande MG



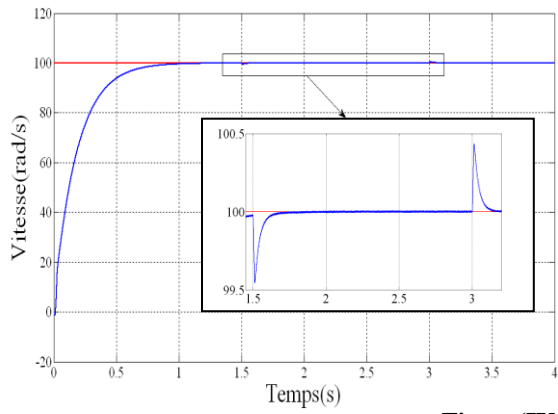
Figure(IV.d) : Commande MGF

Figure (IV.01): Réponse du système pour la variation de la vitesse

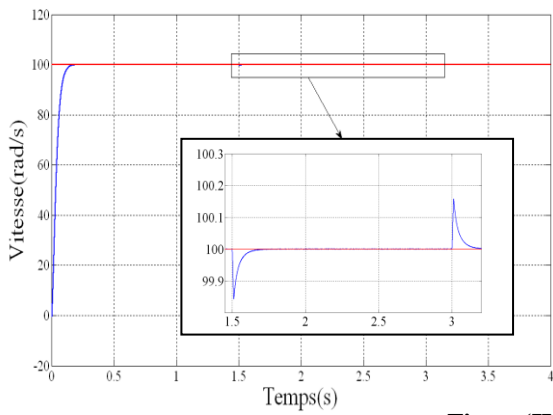
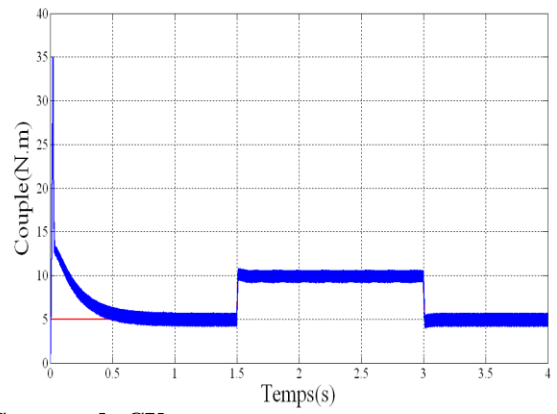
### IV.3. Comparaison au niveau de la variation de la charge

La figure (IV-02) représente la vitesse, le couple, dans le cas de la machine asynchrone dans le cas d'un démarrage en charge ( $C_r=5\text{N.m}$ ) pour une référence de vitesse (100rad/s).

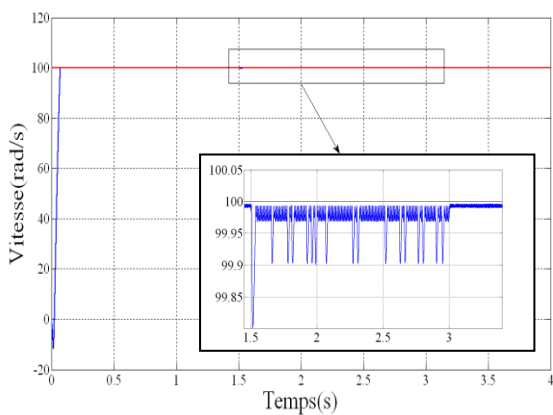
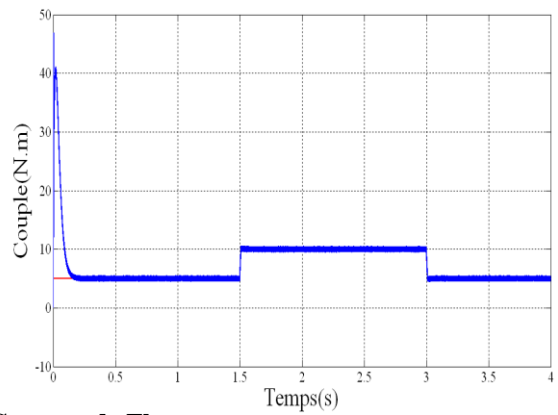
A l'instant ( $t=1,5\text{s}$ ) on applique un couple ( $C_r=10\text{N.m}$ ), puis rejoint le couple de référence ( $t=3\text{s}$ ), on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation pour le régulateur flou. Pour le réglage par PI le couple électromécanique ne répond instantanément, et la vitesse rejoint sa référence après une déformation. La variation du moment d'inertie montre une nette amélioration dans le temps de réponse du système réglé par logique floue en comparant avec le réglage classique.



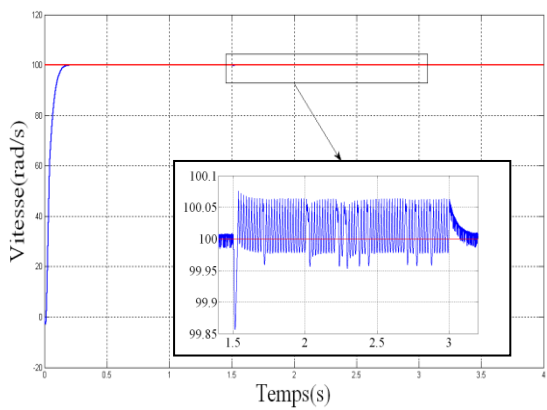
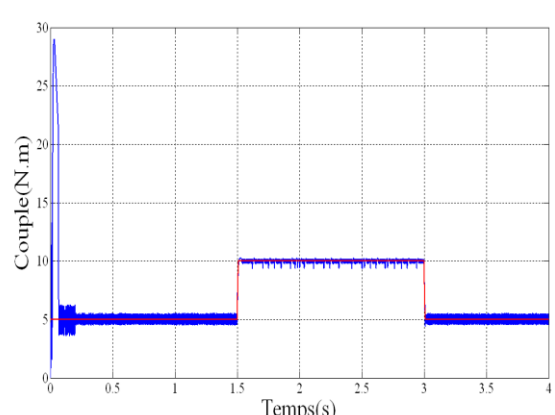
Figure(IV.a) : Commande CV



Figure(IV.b) : Commande Flou



Figure(IV.c) : Commande MG



Figure(IV.d) : Commande MGF

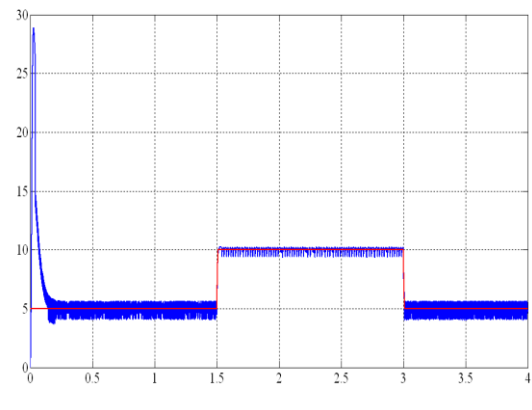
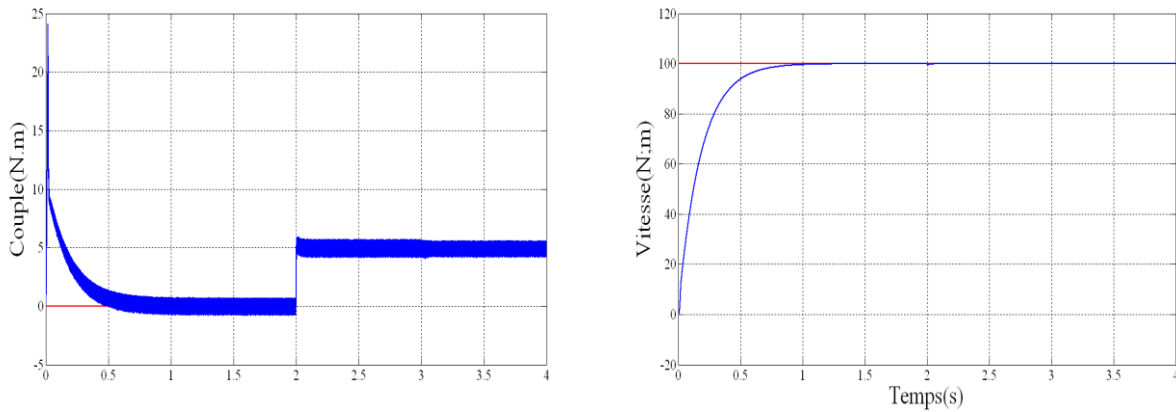


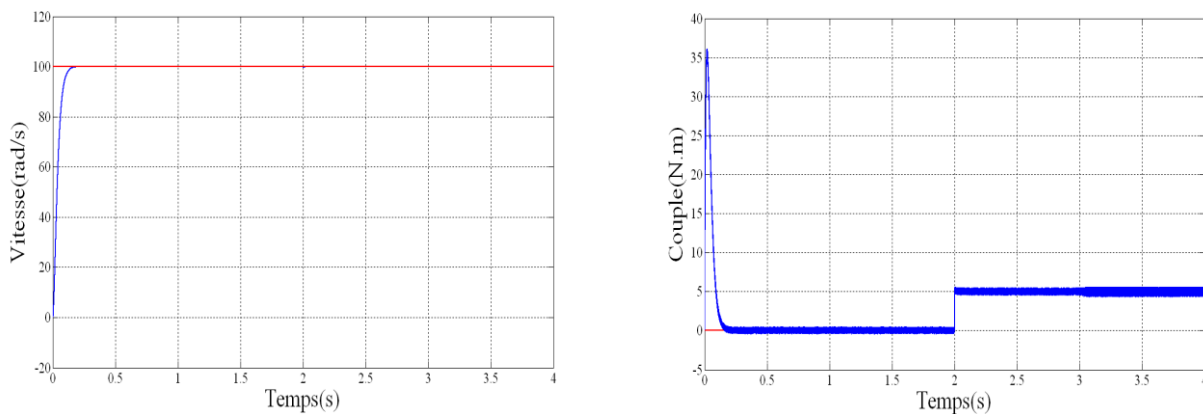
Figure (IV-02): Réponse du système en charge pour la variation de la charge

### IV.4. Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique

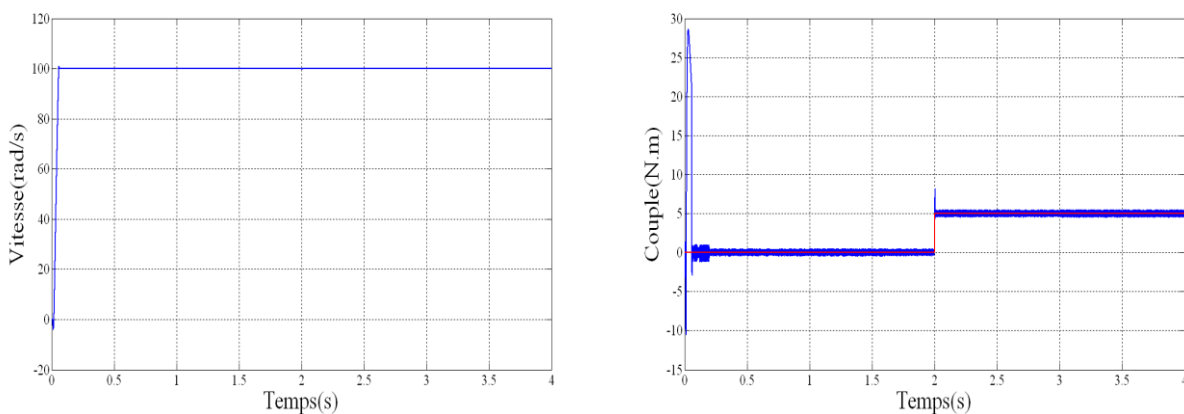
Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la résistance rotorique 100% de la résistance nominale est présente sur la figure (IV-03) .la vitesse et le couple dans les deux courbes suivent parfaitement leurs références nous ne remarquons alors aucun changement notable des allures des différentes réponses par rapport à celles enregistrées en fonctionnement normal, ce qui montre la robustesse de ces structures de commande par (MG, MGF) rapport à la variation de ce paramètre par contre la commande vectorielle et PI flou présentés la sensibilité façon à la diviation de paramètre rotorique du la machine.



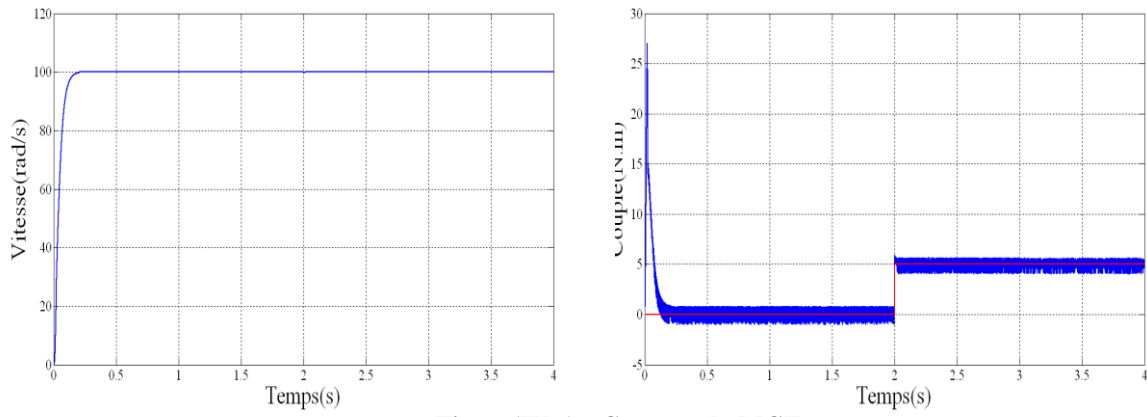
Figure(IV.a) : Commande CV



Figure(IV.b) : Commande Flou



Figure(IV.c) : Commande MG

**Figure(IV.c) : Commande MGF****Figure (IV-03): Réponse du système en charge pour la variation de la résistance rotorique**

## ***IV.5 .Conclusion***

Nous avons présenté dans ce chapitre, une étude comparative à des résultats obtenus par les quatre commandes (commande vectorielle, la commande floue, la commande par mode de glissement et la commande par mode de glissement floue). Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité...)

Ce type de commande (RMGF) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

# ***CONCLUSION GENERALE***



## Conclusion générale

La caractéristique non linéaire et la variation des paramètres de la machine asynchrone durant son fonctionnement posent un problème de commande conduit l'automaticien à utiliser des modèles de commande non linéaires et multi-variables permet d'obtenir de bonnes performances. Dans ce travail, nous avons étudié par simulation numérique en utilisant le MATLAB la commande d'une machine asynchrone. Notre objectif concerne le réglage de la vitesse de la machine asynchrone alimenté par un onduleur de tension. Ainsi nous sommes intéressés à la commande par mode de glissement l'application de celles-ci aux machines asynchrones est de comparer les performances de robustesse de deux classes de commande PI floue et mode de glissement floue.

Dans le premier chapitre nous avons élaboré le modèle mathématique de la machine asynchrone, en appliquant la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la machine asynchrone.

Dans le deuxième chapitre nous avons donné les principes de base de la commande vectorielle elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique. En second lieu, En effet, pour garantir une réponse dynamique stable et rapide de la vitesse dans toutes les conditions de fonctionnement, on a proposé pour la régulation de celle-ci un régulateur PI flou. Nous avons donné un aperçu général sur la logique floue avec une formulation mathématique des systèmes flous utilisant le modèle de Mamdani ce modèle est mieux adapté à représenter une description linguistique du comportement que doit réaliser le régulateur. Ce qui rend le régulateur flou un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. L'une des solutions proposées pour remédier à ce problème est l'utilisation d'une procédure de commande par mode de glissement floue.

Le chapitre troisième nous avons développé une loi de commande par mode de glissement, l'application de celle-ci au modèle de la machine asynchrone a permis, tenant compte des variations paramétriques, une régulation de flux et de vitesse assez satisfaisante au détriment d'une activation assez importante provoquant un phénomène appelé ( chattering ). On a exposé l'amélioration des commandes non linéaires de la machine asynchrone par l'utilisation du terme hybride. On trouve la commande mode glissement floue, notre objectif principal est de montrer l'apport de cette nouvelle stratégie de commande par rapport à la commande par mode de glissement, l'application de celle-ci à la machine asynchrone a permis le rejet total des perturbations, une insensibilité aux variations paramétriques.

Le chapitre quatrième nous avons propose une étude comparative entre le différent type de commande précédant.

Le travail effectué, nous donne envie de quelques perspectives que nous traduisons par :

- Etude théorique plus approfondie sur les régulateurs flous glissants, pour déterminer les gains de normalisation avec une base mathématique.
- L'application de la troisième technique présentée dans ce mémoire sur d'autres systèmes, comme les robots,
- L'utilisation des algorithmes génétiques pour l'optimisation des systèmes flous.
- Utiliser d'autres types de convertisseurs de fréquence, tel que les cycloconvertisseurs et les convertisseurs matriciels
- Commande par mode de glissant avec orientation de flux rotorique sans capteur de vitesse avec observation de flux rotorique

# ***ANNEXES***



## Annexes A

*Les Paramètres de la machine asynchrone*

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
$R_s$	Résistance statorique	10	$\Omega$
$R_r$	Résistance rotorique	6.3	$\Omega$
$L_s$	Inductance statorique	0.274	H
$L_r$	Inductance rotorique	0.274	H
$M$	Inductance Mutuelle	0.258	H
$J$	Inertie du moteur	0.02	KG.M <sup>2</sup>
$f$	Coefficient de frottement	0.008	N.M.S/rad
$p$	Nombre de paires de pôles	2	
$P_n$	Puissance nominale	1.5	KW
$\omega_n$	Vitesse nominale	157	rad/sec

# ***BIBLIOGRAPHIE***

---

---

---

---

# **BIBLIOGRAPHIE**

---

---

- [1] Toufouti Riad «*contribution de la commande direct du couple de la machine asynchrone*» thèse doctorat, (univ.Constantine) ,2008.
- [2] Rezgui Salah eddine « *commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel*» mémoire magister, (univ.Constantine) ,2009.
- [3] Chibani Chadli,Saci Faycal «*commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur à MLI vectorielle*» ingénieur d'état en électrotechnique (E.N.P),2005.
- [4] Ibtissem Bakhti «*étude de différentes commandes non linéaires de la machine avec observation du flux et de vitesse* »mémoire magister, (univ.Batna) ,2007.
- [5] Elbia Youcef «*commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orient*» mémoire magister (univ.Batna) ,2009.
- [6] Loudahi Mohamed «*commande d'une MAS monophasée par logique floue*» ingénieur d'état en automatique (E.N.P) ,2004.
- [7] Laamayad Tahar« *commande optimale d'une MAS apport de la logique floue* »mémoire magister, (univ.Batna) ,2008.
- [8] Dissa Abdennour « *contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire*» mémoire de magister, (univ.Batna), 2010.
- [9] Atchi Mohamed «*commande prédictive généralisée application sur la machine asynchrone triphasé*» ingénieur d'état en automatique (E.N.P) ,2007.
- [10] Sihem Damkht «*commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG de holtz*»mémoire de magister (univ.Batna) ,2004.
- [11] Achour Abdelmaik,Aichouche Azedine «*réglage par mode glissant d'une MAS* » ingénieur d'état en électrotechnique (univ.M'sila),2005.
- [12] Bouzida Ahcene «*diagnostic de défauts de la MAS a cage par la technique des ondelettes*» mémoire magister (E.N.P) ,2008.
- [13] Belatel Mimi «*étude des machines électriques par CAO*» thèse doctorat (univ.constantine) ,2009
- [14] Zahir ait ouali «*application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone* »mémoire de magister, (univ.Tize-Ouzou) ,2009.

- [15] Tamrabet Hanene «*robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une MAS*» mémoire magister, (univ.Batna) ,2006.
- [16] Chekroun soufyane « *commande neuraux-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasé*» mémoire magister, (E.N.S.T.d'Oran) ,2009.
- [17] Elbia Youcef «*commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orient*» mémoire magister (univ.Batna) ,2009.
- [18] Rabeh Belhadeh, Bilal Boutaya « *commande vectorielle et par logique floue de la machine asynchrone sans capteur*» mémoire d'ingénieur (E.N.P) ,2008.
- [19] Lamiaa Youb, Aurelian Craelian Craciunexu « *commande direct du couple et commande vectorielle de la machine asynchrone*» N°53, 1, pp.87-98, Bucarest ,2008
- [20] Fezzani Amor«*commande robuste de la machine à induction par adaptation paramétrique* » mémoire de magister, (univ.Batna).
- [21] A.Lokriti, Y.Zidani, S.Doubabi «*comparaison des performances des régulateur PI et IP applique pour la commande vectorielle a flux oriente d'une machine asynchrone*» conférence international de modélisation et simulation-MOSIM-10au12 mais 2010 Tunisie.
- [22] Kherbouche Mohamed «*minimisation du courant statorique par l'optimisation du niveau de flux dans une machine à induction commandée par la méthode de flux orient* » mémoire magister (E.N.P) ,2005.
- [23] Dahmane Kamal « *contribution à la modélisation et à la commande d'une MASDE alimentée par convertisseurs matriciels*» mémoire de magister, option : commande et conduite des systèmes d'énergies électriques (E.N.P), 2004.
- [24] Toual Belkacem « *modélisation et commande floue optimisée d'une GDA application à un système éolien à vitesse variable*» mémoire de magister, (univ.Batna) ,2010.
- [25] Abed lhalim Tlemçani « *contribution à l'application des commande adaptatives par les système floue à une MSAP alimenté par un convertisseur multicellulaire séré*» these doctorat, (E.N.P) ,2007.
- [26] Mlika fodil « *commande adaptative par logique floue de la MAS*» mémoire de magister, (univ.M'sila).
- [27] Taleb Moustapha Ould Abdou «*commande par mode de glissement floue avec observateur application à différents pendules inversés* » mémoire de magister, (E.N.P) ,2006.
- [28] Yasmina Chabane « *commande hybride floue-algorithmes génétique pour l'amortissement dans la réseaux électrique* » mémoire de magister, (E.N.P) ,2005.
- [29] Malik Laudini « *contribution à la modélisation et à la commande intelligente d'un bras de robot manipulateur flexible*» thèse doctorat, (E.N.P),2007.
- [30] Abde lgaani Aissaoui, Hamza Abid, Mohamed Tahour « *commande par logique floue et mode de glissant d'une MS autopilotée* »Roum.sci, Tech-électrotechn et énergie, 52, 1, pp.89-103, Bucarest, 2007.

- [31] Larabi Abdelkader « *contribution à l'étude de la commande vectorielle discrète de la MAS*» thèse de doctorat, (E.N.P) ,2005.
- [32] Abdelmalik Bachtarzi «*commande de système à structure variable application à un générateur de vapeur*» thèse doctorat, (univ.Constantine), 2011.
- [33] L.Nezli, D.Boudana, M.S.Boucherite « *réglage par mode de glissement en cascade d'une machine synchrone Autopilotée alimentée en courant*» conférence national SAMPDIMA 99 Annaba.

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

SPECIALITE :INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : Monsieur: Belhamdi Saad

Présenté par : Himer Hamza Toufik

Thème :

Commande par mode glissant floue d'une machine asynchrone

Résumé :

Les systèmes non linéaires représentent une grande partie des systèmes étudiés dans l'industrie parmi lesquels on trouve la machine asynchrone. C'est pour cette raison que le développement des lois de commandes non linéaires est devenu très intéressant pour l'amélioration des performances. Le recours à la commande par mode de glissant floue trouve un intérêt important auprès des chercheurs, vu sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ce mémoire aura pour objet l'étude de commande non linéaires basées sur la commande mode de glissant. Pour améliorer les performances, on présente aussi la commande hybride mode Glissant-Flou

Mots Clés:

Machine asynchrone, commande vectorielle, commande par mode glissant, logique floue.