

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Électrotechnique

**Spécialité** : Commandes électriques

**Par** : MOUSSA Sara et MEDJAHDI Lamia

### **Sujet**

## **Commande à structure variable appliquée à une machine électrique**

Soutenu publiquement, le 11 / 06 / 2024, devant le jury composé de :

Mme. BENREZZAK Nawel	MAA	Univ-Tlemcen	Président
Mme. BENMANSOUR Souhila	MCB	Univ-Tlemcen	Directeur de mémoire
M. LAZREG Mohamed Haithem	MCA	Univ-Tlemcen	Co- Directeur de mémoire
Mme. KELKOUL Bahia	MAB	Univ-Tlemcen	Examineur

Année-universitaire : 2023 / 2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## **Remerciement**

Nous remercions avant tout Dieu le Tout-Puissant, qui nous a aidés tout au long des années d'études, et qui nous a donné la volonté, la patience et le courage pour terminer ce travail.

Nous souhaitons tout d'abord remercier Mme. BENMANSOUR Souhila pour avoir approuvé d'être la directrice de notre mémoire et pour toute l'aide qu'elle nous a apportée pour accomplir ce travail. Ses qualités humaines pleines de respect et de gentillesse ont été pour nous une source de motivation.

Nous sommes vivement reconnaissants à Mr. LAZREG Mohamed Haithèm de l'attention qu'il a bien voulu porter à ce travail en voulant d'être le codirecteur. Ses remarques nous ont été indispensables et nous le remercions de sa disponibilité à notre égard.

Il est agréable de pouvoir exprimer nos remerciements aux membres du jury: la présidente Mme BENREZZAK Nawel et l'examinatrice Mme. KELKOUL Bahia, pour l'honneur qu'elles nous ont fait en acceptant d'examiner notre travail.

Tous les mots restent faibles pour exprimer notre profonde reconnaissance à nos enseignants Mr. LOUCIF Mourad, Mr. MELIANI Sidi Mohamed, Mr. BOUMEDIENE Abdelmadjid, Mr. MECHERNENE Abdelkader et Mr. BENHABIB Mohamed Choukri pour leurs conseils et leur accompagnement précieux tout au long de notre parcours universitaire.

# Table des matières

Remerciement .....	iii
Table des matières .....	i
Nomenclature.....	iv
Introduction générale.....	1
I.1.Introduction.....	4
Chapitre I:	
I.2. Définition .....	4
I.3. Mis en marche de la MAS .....	5
I.4. Modèle de la MAS dans le repère triphasé.....	5
I.4.1. Hypothèse simplificatrice .....	5
I.4.2. Équations générales de la machine asynchrone .....	6
I.4.2.1. Équations électriques.....	6
I.4.2.2. Équations magnétiques .....	6
I.4.2.3. Équations mécaniques .....	8
I.5. Modèle biphasé de la MAS.....	8
I.5.1. Choix du référentiel .....	8
I.6. Représentation d'état .....	10
I.7. Modélisation de l'alimentation de la MAS .....	11
I.7.1. Modèle d'un redresseur .....	12
I.7.2. Modélisation d'un filtre LC .....	13
I.7.3 Modélisation d'un onduleur.....	14
I.7.4. Commande MLI.....	16
I.7.4.1. Principe de la MLI sinus-triangle .....	16
I.7.4.2. Modélisation de la commande MLI .....	18
I.8. Résultats de simulation.....	18
I.8.1. Interprétation des résultats.....	19
I.9. Conclusion .....	20
Chapitre II : Commande de la MAS par mode glissant .....	22
II.1. Introduction .....	22
II.2. Concept général du contrôleur mode glissant .....	22
II.2.1. Principe de fonctionnement.....	22
II.2.2. Étapes de l'algorithme .....	23
II.2.2.1. Sélection de la surface de glissement .....	23

II.2.2.2	Élaboration des critères d'existence et de convergence .....	24
I.2.2.3.	Établissement d'un contrôleur CMG .....	25
II.2.3.	Phénomène de réticence (chattering) .....	27
II.2.5	Domaine d'application du réglage par mode glissant.....	29
II.2.6.	Avantages de la commande mode glissant .....	30
II.3.	Application de la CMG à la MAS .....	30
II.3.1.	Choix des surfaces de glissements.....	30
II.3.3.	Conditions de convergence .....	31
II.3.4.	Loi de commande par mode glissant .....	31
II.4.	Simulation et Interprétation des résultats .....	35
II.4.1.	Résultats de simulation .....	35
II.4.2.	Interprétation des résultats .....	37
II.5.	Conclusion.....	38
	Chapitre III : Commande de la MAS par mode glissant flou.....	40
III.1.	Introduction .....	40
III.2.	Principe de la logique floue.....	40
III.3.	Variables linguistiques .....	40
III.4.	Fonctions d'appartenance.....	40
III.5.	Structure de base d'un contrôleur flou.....	41
III.5.1.	Fuzzification .....	42
III.5.2.	Règles d'inférence floue .....	42
III.5.3.	Méthode d'inférence.....	43
III.5.4.	Défuzzification .....	44
III.5.4.1.	Méthode du la moyenne des maximum .....	44
III.5.4.2.	Méthode du centre de gravité .....	45
III.6.	Conception du régulateur mode glissant flou appliqué à la MAS .....	45
III.6.1.	Fuzzification .....	46
III.6.2.	Choix des fonctions d'appartenance .....	46
III.6.3	Base de règles et inférence floue .....	46
III.7.	Application de la commande CMG-floue.....	47
III.8.	Simulation et interprétation des résultats .....	47
III.8.2	Interprétation des résultats.....	49
III.9.	Étude comparative entre CMG et CMG-floue .....	50
III.10.	Conclusion .....	51
	Conclusion générale .....	52

**Résumé ..... 57**

# Liste des figures

<b>Figure I.1 :</b>	Forme générale des enroulements rotor stator	<b>4</b>
<b>Figure I.2 :</b>	Représentation des enroulements statoriques et rotoriques dans le référentiel triphasé.	<b>5</b>
<b>Figure I.3 :</b>	Transformation triphasé-biphasé.	<b>10</b>
<b>Figure I.4 :</b>	Structure générale de l'alimentation de la MAS.	<b>12</b>
<b>Figure I.5 :</b>	Représentation d'une redresseuse triphasée double alternance à diode.	<b>12</b>
<b>Figure I.6 :</b>	Exemple de différentes allures d'un redresseur triphasé non commandé.	<b>13</b>
<b>Figure I.7 :</b>	Schéma présente un filtre RC.	<b>14</b>
<b>Figure I.8 :</b>	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.	<b>15</b>
<b>Figure I.9 :</b>	Schéma synoptique sur le fonctionnement de la MLI	<b>16</b>
<b>Figure I.10 :</b>	Chronogramme pour une MLI_ST d'une seule phase.	<b>17</b>
<b>Figure I.11 :</b>	Résultat de simulation de la MAS avec variation de couple de charge.	<b>19</b>
<b>Figure II.1 :</b>	Diverses phases de trajectoire dans le plan de Phase.	<b>23</b>
<b>Figure II.2 :</b>	Commande équivalente.	<b>25</b>
<b>Figure II.3 :</b>	Représentation de la fonction « Sign ».	<b>26</b>
<b>Figure II.4 :</b>	Phénomène de réticence (chattering).	<b>27</b>
<b>Figure II.5 :</b>	Fonction Sat.	<b>29</b>
<b>Figure II.6 :</b>	Fonction d'adossement « cont(S) ».	<b>29</b>
<b>Figure II.7 :</b>	Structure générale de la commande par mode glissant de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI-ST.	<b>35</b>
<b>Figure II.8 :</b>	Simulation de la commande par mode de glissement appliquée à la MAS en charge avec inversion de sens de rotation de la vitesse.	<b>36</b>
<b>Figure II.9 :</b>	Simulation de la commande par mode de glissement de la MAS avec variation de la résistance rotorique.	<b>37</b>
<b>Figure III.1 :</b>	Exemple de fonctions d'appartenance.	<b>41</b>
<b>Figure III.2 :</b>	Schéma synoptique d'un contrôleur flou.	<b>41</b>
<b>Figure III.3 :</b>	Exemple de fuzzification.	<b>42</b>
<b>Figure III.4 :</b>	Opérateur alors dans la méthode d'interface max min.	<b>43</b>
<b>Figure III.5 :</b>	Opérateur alors dans la méthode d'interface max- Prod.	<b>44</b>
<b>Figure III.6 :</b>	Méthode déffuzzyfication par maxima.	<b>44</b>

## Listes des figures

<b>Figure III.7 :</b>	Méthode de défuzzification par méthode de centre de gravité.	<b>45</b>
<b>Figure III.8 :</b>	Schéma fonctionnel de la partie discontinu de la commande mode glissant flou.	<b>45</b>
<b>Figure III.9 :</b>	Fonctions d'appartenances des deux entrées $e\omega$ et $\Delta e\omega$ .	<b>46</b>
<b>Figure III.10:</b>	Fonctions d'appartenances de variable de sortie.	<b>46</b>
<b>Figure III.11:</b>	Schéma synoptique de la commande mode glissant floue.	<b>47</b>
<b>Figure III.12:</b>	Simulation de la commande CMG- floue de la MAS en charge et à vide avec inversion du sens de rotation.	<b>48</b>
<b>Figure III.13:</b>	Simulation de la commande CMG-floue de la MAS face à la variation de la résistance rotorique.	<b>49</b>

# Liste des tableaux

Tableau III.1: Matrice d'inférence des règles floues.....	42
Tableau III.2 : Matrice d'inférence des règles floues.....	47
Tableau III. 3 : Comparaison entre (SMC et FSMC).....	50

# Nomenclature

Les principales notations que nous avons adoptées sont:

Symbole	Nom	Unité
a,b,c	Axes correspondants au référentiel triphasé.	--
$\alpha, \beta$	Axes correspondants au référentiel lié au stator.	--
$V_{sabc}$	Les tensions statoriques	V
$V_{rabc}$	Les tensions rotoriques	V
$i_{sabc}$	Les courants statoriques	A
$i_{rabc}$	Les courant rotoriques	A
$\varphi_{sabc}$	Les flux statoriques	Wb
$\varphi_{rabc}$	Les flux rotoriques	Wb
$V_{s\alpha\beta}$	Tensions statoriques sur phase $\alpha$ et $\beta$ .	V
$V_{r\alpha\beta}$	Tensions rotoriques sur phase $\alpha$ et $\beta$ .	V
$\varphi_{s\alpha\beta}$	Les flux statoriques sur l'axe $\alpha$ et $\beta$ .	Wb
$\varphi_{r\alpha\beta}$	Les flux rotoriques sur l'axe $\alpha$ et $\beta$ .	Wb
$i_{s\alpha\beta}$	Les courants statoriques sur l'axe $\alpha$ et $\beta$ .	A
$i_{r\alpha\beta}$	Les courants rotoriques sur l'axe $\alpha$ et $\beta$ .	A
$R_s$	Résistance statorique.	$\Omega$
$R_r$	Résistance rotorique.	$\Omega$
$L_s$	Inductance statorique.	H
$L_r$	Inductance rotorique.	H
$l_s$	Inductance propre des phases statoriques.	H
$l_r$	Inductance propre des phases rotoriques.	H
$M_r$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.	H
$M_s$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.	H
$M_{sr}$	Inductance mutuelle maximale entre le stator et le rotor.	H
$\theta$	Angle électrique entre les axes statoriques et les axes rotoriques.	rad
$\theta_s$	Position angulaire du stator.	rad
$\theta_r$	Position angulaire du rotor.	rad
$\Omega$	Vitesse de la machine.	rad/s
$\omega_s$	Pulsation électrique statorique.	rad/s
$\omega_r$	Pulsation électrique rotorique.	rad/s
$\omega$	Pulsation électrique.	rad/s
f	Coefficient de frottement.	N.s/rad
Cem	Couple électromagnétique.	N.m
Cr	Couple résistant de la machine.	N.m
J	Moment d'inertie.	kg.m <sup>2</sup>
p	Nombre de paires de pôles	--

## Nomenclature

$\sigma$	Coefficient de dispersion	--
$T_s$	Constante de temps statorique.	s
$T_r$	Constante de temps rotorique.	s
$T_p$	Constante de temps de t porteuse.	s
$U_{red}$	Tension redressée	V
E	Tension continue	V
$V_i$	Tensions délivrées par l'onduleur	V
$V_{ri}$	Tensions modulantes (référentielles) des phases	V
m	Indice de modulation.	--
$f_p$	Fréquence de porteuse.	Hz
$f_r$	Fréquence de référence.	Hz
$V_r$	Tension de référence	V
$V_p$	Tension de la porteuse	V
$\lambda$	Coefficient positif.	--
e	Écart de la variable à régler.	--
$x_d$	Valeur désirée.	--
n	Ordre du système	--
$U_{red}$	Tension redressée	V
E	Tension continue	V
m	Indice de modulation.	--
$f_p$	Fréquence de porteuse.	Hz
$f_r$	Fréquence de référence.	Hz
$V_r$	Tension de référence	V
$V_p$	Tension de la porteuse	V
u	La commande	--
$u_{eq}$	Commande équivalente	--
$u_n$	Commande discrète	--
$\varepsilon_{\varphi r}$	Erreur en flux rotorique	Wb
$\varepsilon_{\Omega r}$	Erreur en en vitesse	Rad/s
$\varphi_r$	Flux rotorique	Wb
x	Variable linguistique.	--
$x^*$	Dégré d'appartenance de l'ensemble floue de la variable de sortie.	--
T(x)	Ensemble des termes de variable linguistique.	--
$\mu_{RED}$	Dégré d'activation de la règle.	--
e	Erreur	--
$\Delta e$	Dérivé d'erreur	--

# Glossaire

Acronyme	Signification
MAS	Machine Asynchrone.
FEM	Force électromagnétique.
MCC	Machine à Courant Continue.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
MC	Mode de Convergence.
MG	Mode Glissant.
MRP	Mode du Régime Permanent.
CSV	Commande à Structure Variable.
CMG	Commande par Mode Glissant.
SMC	Sliding Mode Control.
FLC	Fuzzy Logic Control.
RMGF	Robust Mode Glissant and Fuzzy Logic.

# 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 du contrôle du flux ainsi que du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit, ce genre d'actionneur comporte des désavantages importants en raison de son prix élevé, de ses limitations en termes de puissance et de vitesse de rotation,.....,etc [1]. Pour toutes ces raisons, le moteur à courant continu trouve ses limites d'utilisation, le moteur à courant alternatif à tendance de le remplacer dans nombreuses applications. Parmi les machines à courant alternatif, on trouve la machine-asynchrone [2].

La MAS a gagné ensuite en popularité auprès des industriels grâce à sa facilité de conception et d'entretien. Elle a été inventée par N.TESLA vers la fin du siècle dernier, lorsque celui-ci a découvert les champs magnétiques tournants créés par un système de courants polyphasés [3]. Cette simplicité s'accompagne toutefois un problème ce qu'est lié à leur dynamique non linéaire car elle rend la commande très difficile.

Pour remédier à cette problématique, divers techniques ont été développées. La commande à structure variable (CSV) et plus précisément la commande par mode glissant (CMG), par exemple, permet d'assurer la robustesse des systèmes incertains et perturbés en atténuant les effets des perturbations externes à un niveau désiré. Pour cela, on définit un critère, dit de type mode glissant. Il est donc recommandé d'utiliser des algorithmes de commande robustes à la fois pour la stabilisation et la poursuite de trajectoire. Dans cette étude, nous nous concentrons sur deux catégories de commandes dont la première est la commande par mode glissant (SMC) et la deuxième est la commande basée sur la logique floue (FLC) qui a été mise au point récemment grâce aux recherches du mathématicien Lotfi Zadeh. La commande par mode glissant offre divers bénéfices tels que sa robustesse, sa stabilité, sa facilité d'utilisation et son temps de réponse très court. Cependant, même si cette commande présente de nombreux avantages, un phénomène restreint sa généralisation dans certains systèmes industriels, c'est le phénomène de broutement[4].

Pour préserver la robustesse du mode glissant et éliminer le broutement, nous avons proposé une classe de commande qui est celle par mode glissant floue. Cette dernière est une combinaison de différentes techniques de commandes pour obtenir les meilleures performances.

## Introduction générale

Lin & Chen utilisent des algorithmes génétiques pour optimiser la combinaison SMC et FLC et réduire ainsi le phénomène de “chattering” dans le système à régler [5].

L’objectif principal de ce travail est l’étude de la commande CMG et la commande CMG-floue qui seront appliquées à la MAS. Après avoir expliqué ces techniques, certains aspects perfectibles ont été identifiés, cela concerne principalement l'erreur statique (précision), le temps de réponse de la vitesse de la MAS (rapidité).

Ce mémoire est divisé en trois chapitres :

Le premier chapitre concerne la modélisation du moteur asynchrone en vue de sa commande en utilisant le passage triphasé-biphasé. Nous abordons aussi l’étude de l’alimentation de la machine par onduleur à MLI et un redresseur triphasé.

Le deuxième chapitre consiste à développer le contrôleur par modes glissant, celle-ci repose sur les aspects des systèmes à structure variable. Cette commande sera appliquée ensuite pour la machine asynchrone.

Le troisième chapitre est consacré à la commande mode glissant floue (CMG-floue). Deux stratégies de commande seront combinées pour contrôler la MAS et qu’il s’agit du mode glissant et la logique floue. Cette nouvelle commande sera appliquée à la MAS dans le but d'examiner ses résultats avec celles de la CMG seule.

Nous concluons ce travail en présentant une conclusion générale qui résumera tous les résultats obtenus.

**Chapitre I :**  
*Modèle dynamique de la*  
**MAS**

## I.1.Introduction

La machine asynchrone est la plus employée dans les domaines industriels, dans le but de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique [6].

L'avantage principal de la machine asynchrone réside dans sa solidité, son faible coût et sa construction simple, mais cette simplicité est accompagnée d'une complexité physique à cause des interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [7].

Dans ce chapitre, on va faire la modélisation de la MAS. En premier lieu, on va établir le modèle dynamique de ce moteur dans le référentiel triphasé, on va transformer ensuite ce système triphasé à un système biphasé. Le modèle de la MAS sera déterminé en se basant sur des hypothèses simplificatrices et sera mis sous forme d'équation d'état [8].

## I.2. Définition

La machine à induction est une machine à courant alternatif. Dans ce type des machines, la vitesse angulaire de son rotor n'est pas synchronisée avec celle du champ magnétique du stator, cette particularité lui confère le nom de "machine asynchrone" [9]. Cette machine est réversible en énergie, elle a la capacité de fonctionner comme moteur ou comme générateur [10].

La machine asynchrone possède deux parties principales: la première est une armature mobile et non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits venant de la deuxième armature qui est fixe, alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator)[11].

Le circuit magnétique statorique reçoit trois enroulements statoriques bobinés en fil de cuivre isolés et alimentés par des tensions sinusoïdales. Le circuit prend la forme d'un cylindre creux séparé par un entrefer (voir figure (I.1)), on trouve à l'intérieur de ce circuit magnétique le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches des enroulements rotorique triphasé en aluminium ou en cuivre [12][13].

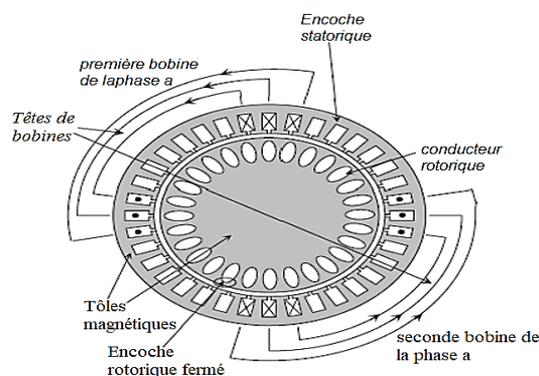


Figure I.1 : Forme générale des enroulements rotor stator [14].

### I.3. Mis en marche de la MAS

Lorsque le stator est alimenté par des courants triphasés à une fréquence  $\omega$ , cela engendre la création d'un champ rotatif. Ce dernier tourne à une vitesse angulaire  $\Omega_s$ , désignée comme la vitesse de synchronisme qui sert à générer des forces électromotrices dans les conducteurs du rotor.

Le rotor étant en court-circuit, il subit donc l'action de ces forces électromotrices, ce qui induit des courants dans ses conducteurs. Ces derniers forment un couple, étant donné que le rotor est libre et ce couple le met en rotation. Le sens de mouvement du rotor est tel qu'il s'oppose au mouvement relatif entre le champ magnétique et les conducteurs du rotor (selon la loi de LENZ), Le rotor tourne en synchronisation avec le champ rotatif. Cependant, il faut que la vitesse du rotor soit légèrement inférieure à la vitesse du champ magnétique, car si la vitesse du rotor était égale à celle du champ, il n'y aurait plus de déplacement relatif, ce qui entraînerait l'absence de courants induits et de couple électromagnétique[15].

### I.4. Modèle de la MAS dans le repère triphasé

La structure de la MAS que nous allons étudier est représentée par le schéma de la figure (I.2) :

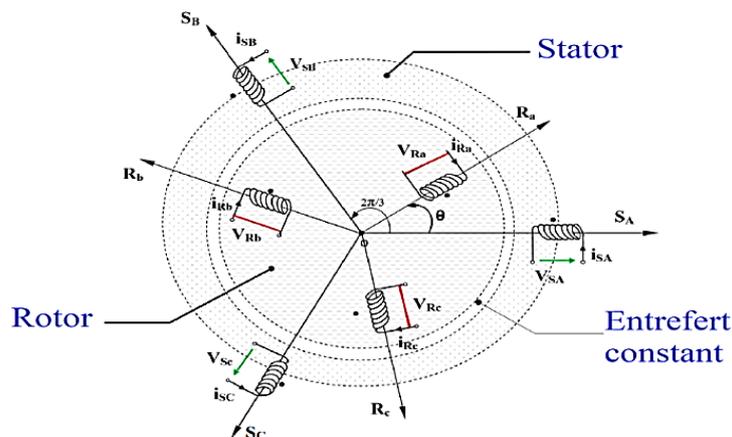


Figure I.2 : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques dans le référentiel triphasé.

#### I.4.1. Hypothèse simplificatrice

La détermination du modèle de la MAS nécessite généralement des équations très complexes en raison de sa géométrie spécifique. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser des hypothèses simplificatrices pour faciliter les calculs et les analyses de la MAS[16].

Voici quelques-unes de ces hypothèses [16]

- L'entrefer est constant.
- L'effet des encoches est négligé.
- Les pertes ferromagnétiques sont négligeables.
- L'influence de l'effet de l'échauffement, n'est pas prise en compte.

### I.4.2. Équations générales de la machine asynchrone

Selon le type de moteur, nous pouvons distinguer trois types d'équations :

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

#### I.4.2.1. Équations électriques

D'après la loi de Faraday :

$$V = R I + \frac{d}{dt} \varphi \quad (I.1)$$

On peut écrire l'équation (I.1) sous la forme matricielle suivante pour les trois phases statoriques et rotoriques [16]:

$$\begin{cases} V_{[sabc]} = R I_{[sabc]} + \frac{d}{dt} \varphi_{[sabc]} \\ V_{[rabc]} = R I_{[rabc]} + \frac{d}{dt} \varphi_{[rabc]} \end{cases} \quad (I.2)$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases, de même pour la résistance rotorique.

Le rotor étant en court-circuit, c'est-à-dire les tensions rotoriques sont égales à zéro, on a donc [16]:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.3)$$

#### I.4.2.2. Équations magnétiques

L'utilisation des hypothèses simplificatrices mentionnées précédemment entraîne l'établissement de rapports linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone. Ces relations s'écrivent comme suit [16]:

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\varphi_r] = [L_r] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [\varphi_s] &= [\varphi_{sa} \quad \varphi_{sb} \quad \varphi_{sc}]^T ; [i_s] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T \\ [\varphi_r] &= [\varphi_{ra} \quad \varphi_{rb} \quad \varphi_{rc}]^T ; [i_r] = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T \end{aligned} \quad (I.5)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} 1_s & M_s & M_s \\ M_s & 1_s & M_s \\ M_s & M_s & 1_s \end{bmatrix} ; [L_r] = \begin{bmatrix} 1_r & M_r & M_r \\ M_r & 1_r & M_r \\ M_r & M_r & 1_r \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Et :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{rs} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

En remplaçant (I.5), (I.6), (I.7) dans (I.4), on trouve :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1_s & M_s & M_s \\ M_s & 1_s & M_s \\ M_s & M_s & 1_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1_r & M_r & M_r \\ M_r & 1_r & M_r \\ M_r & M_r & 1_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.8)$$

On pose :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cdot \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_{sr} \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.9)$$

L'équation (I.8) devient donc sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

### I.4.2.3. Équations mécaniques

L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation suivante [16]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega \quad (\text{I.11})$$

## I.5. Modèle biphasé de la MAS

Pour simplifier le modèle de la MAS dans le repère tri-phasé, on utilise la transformation en modèle bi-phasé. Cette dernière permet ainsi de diminuer la difficulté du modèle triphasé en convertissant les trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements [8].

### I.5.1. Choix du référentiel

- **Référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ )**

Cette transformation est appelée aussi transformation de Clark[7].

Dans ce choix en prenant :  $\theta_s = 0$  et donc  $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = -\omega = -\Omega$ .

On privilégie ce choix à notre étude car, il est simple à utiliser.

La matrice de transformation triphasée-biphasée est la suivante [7]:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

X: représente les tensions, les courants et les flux.

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$X_0$  : composante homopolaire.

Les équations des tensions, des flux et de couple de la MAS sont réécrites dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) après avoir faire la transformation de Park comme suit:

**- Équations électriques**

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ v_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} - \omega_r \varphi_{r\beta} = 0 \\ v_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} + \omega_r \varphi_{r\alpha} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{I.14})$$

**- Équations magnétiques**

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + M_{sr} \cdot i_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + M_{sr} \cdot i_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + M_{sr} \cdot i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + M_{sr} \cdot i_{s\beta} \end{array} \right. \quad (\text{I.15})$$

**- Équation électromagnétique**

$$C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} (\varphi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{I.16})$$

• **Référentiel relié au champ tournant (d,q)**

Le référentiel (d,q) est caractérisé par:

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega = \omega_s - \omega_r$$

C'est cette dernière solution qui fait correspondre à la solution la plus complexe (les équations dans ce repère sont plus complexes que le repère ( $\alpha$ , $\beta$ )).

- **Référentiel lié au rotor (x, y)**

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \text{ Et donc : } \frac{d\theta}{dt} = \omega = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = p \cdot \Omega$$

La figure (I.3) représente la transformation que nous avons choisie pour déterminer le modèle d'état de la MAS :

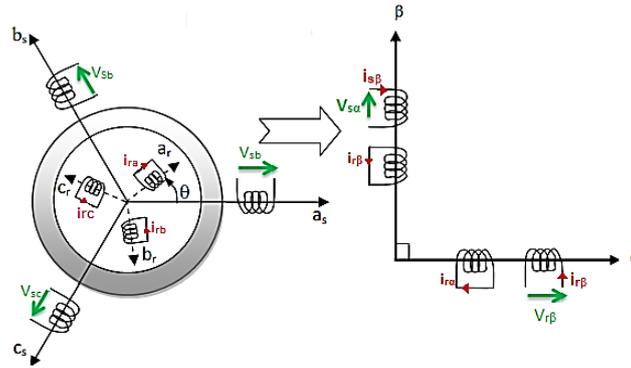


Figure I.2 : Transformation triphasé-biphasé.

### I.6. Représentation d'état

La machine asynchrone peut avoir différents modèles d'états, la différence entre ces modèles réside dans le choix du vecteur d'état x et dans l'orientation du référentiel.

La forme d'équation d'état de la MAS est non linéaire et elle s'écrit comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x) u(t) \\ y(t) = h(x) \end{cases} \tag{I.17}$$

Les combinaisons possibles pour le vecteur d'état sont :

$$X_1 = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix}; X_2 = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{sa} \\ \varphi_{s\beta} \\ \Omega \end{bmatrix}; X_3 = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{r\beta} \\ \varphi_{sa} \\ \varphi_{s\beta} \\ \Omega \end{bmatrix}; X_4 = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{ra} \\ i_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix}$$

Dans ce travail nous avons pris les choix suivants :

Le vecteur d'état c'est X<sub>1</sub> car les deux courants statoriques sont mesurables pour la commande et les deux flux rotoriques pour contrôler la norme du flux rotoriques.

Le vecteur d'entrée est :  $u(t) = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$

En remplaçant les équations (I.17), après calcul et simplification, nous nous obtenons les équations différentielles correspondantes au modèle d'état de la MAS suivant :

$$\begin{cases}
\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\alpha} + K p \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\
\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\gamma i_{s\beta} - K p \Omega \varphi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\
\frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - p \Omega \varphi_{r\beta} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} \\
\frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + p \Omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\
\frac{d\Omega}{dt} = \frac{p M}{J L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} - \frac{K_f}{J} \Omega
\end{cases} \quad (I.18)$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \gamma = \frac{1}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \quad \text{et} \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

On pose :

$$\begin{bmatrix} x_1 = i_{s\alpha} \\ x_2 = i_{s\beta} \\ x_3 = \varphi_{r\alpha} \\ x_4 = \varphi_{r\beta} \\ x_5 = \Omega \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Le modèle d'état devient donc sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + \frac{K}{T_r} x_3 + K p x_4 \\ -\gamma x_2 - K p x_5 x_3 + \frac{K}{T_r} x_4 \\ \frac{M}{T_r} x_1 - p x_5 x_4 - \frac{1}{T_r} x_3 \\ \frac{M}{T_r} x_2 + p x_5 x_3 - \frac{1}{T_r} x_4 \\ \frac{pM}{J L_r} (x_3 x_2 - x_4 x_1) - \frac{K_f}{J} x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} C_r \quad (I.19)$$

## I.7. Modélisation de l'alimentation de la MAS

Afin de contrôler la vitesse de notre machine, nous l'associons à un convertisseur statique qui délivre une tension d'amplitude et de fréquence réglable.

La MAS est précédé par un onduleur de tension à Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I). L'onduleur est alimenté par une tension continue à partir d'un réseau triphasé (220V/380V) grâce à un redresseur à diodes et un filtre LC. (Figure I.5) [17].

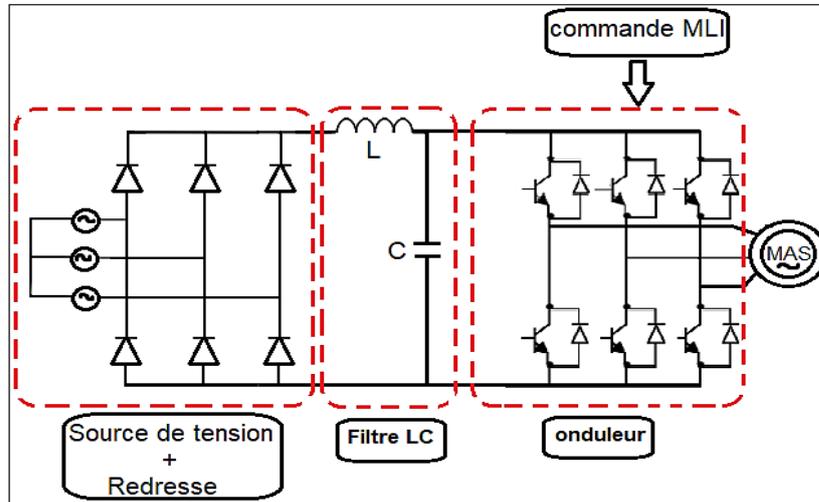


Figure I.3 : Structure générale de l'alimentation de la MAS.

### I.7.1. Modèle d'un redresseur

Le redresseur est un dispositif de conversion qui permet de convertir un courant alternatif en courant continu, offrant ainsi une source de courant-continu à partir d'une source-alternative[18].

Il existe deux types de redresseuse à double alternance triphasée, non commandé et commandé. Dans notre travail, on a opté pour le premier type qui est représenté par la figure (I.5) :

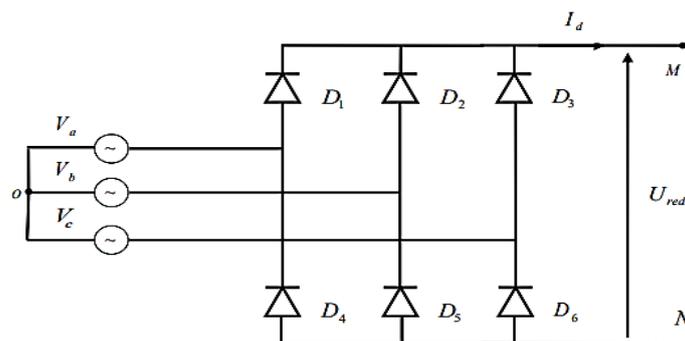


Figure I.4 : Représentation d'une redresseuse triphasée double alternance à diode.

Ce redresseur comporte deux groupes dont le premier est constitué de trois diodes  $D_i$  ( $i=1,3$ ) à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$ , ainsi, le deuxième groupe comprend trois diodes  $D_i$  ( $i=4,5$ ) avec une anode commune qui garantissent le retour du courant  $I_d$ .

$$\begin{cases} V_a = V_m \cdot \sin(\omega.t) \\ V_b = V_m \cdot \sin(\omega.t - \frac{2.\pi}{3}) \\ V_c = V_m \cdot \sin(\omega.t + \frac{2.\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.20)$$

Si l'on ignore l'effet d'empiétement, la tension redressé  $U_{red}$  correspond à la valeur maximale de la différence entre les tensions simples c'est-à-dire :

$$U_{red} = \text{Max}[V_a, V_b, V_c] - \text{Min}[V_a, V_b, V_c]$$

La figure (I.6) présente la configuration des signaux des tensions triphasées ainsi que la forme de la tension redressée :

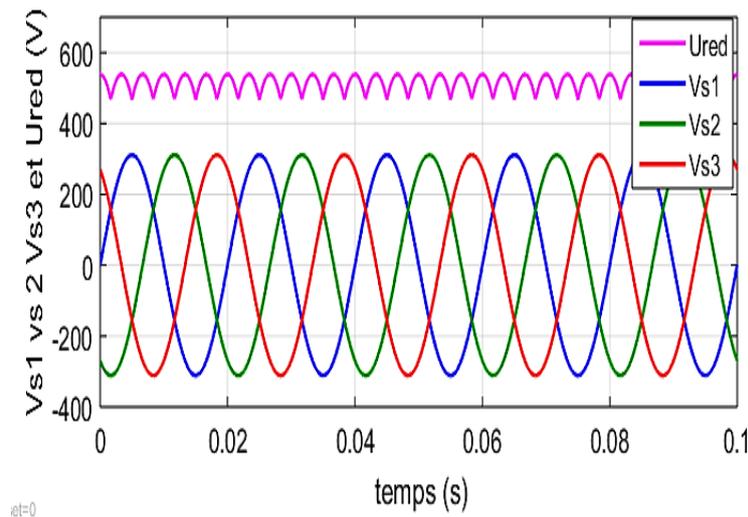


Figure I.5 : Exemple de différentes allures d'un redresseur triphasé non commandé.

Le calcul de la moyenne de la tension redressée donne:

$$U_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

Il y a des oscillations de valeur moyenne positive au niveau de la tension de la sortie du redresseur, cela nécessite l'utilisation d'un filtre pour filtrer cette tension.

### I.7.2. Modélisation d'un filtre LC

Voir la figure (I.7) qui représente le schéma d'un filtre LC :

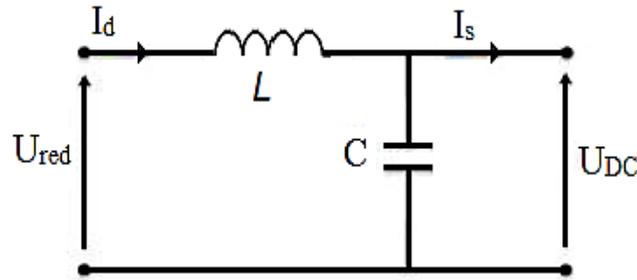


Figure I 6:Schéma présente un filtre RC.

Le rôle de la capacité est une source de tension à l'entrée de l'onduleur, elle permet de fournir de l'énergie réactive à la machine [19].

La fonction transfert de ce filtre est la suivante:

$$F(p) = \frac{U_{DC}(p)}{U_{red}(p)} = \frac{1}{1 + LC.p} \tag{I.21}$$

Pour réaliser un bon filtrage on utilise une inductance de 400 mH, capacité C de 600 µF.

### I.7.3 Modélisation d'un onduleur

L'onduleur de tension tel qu'il est représenté sur la figure (I.8), convertit une tension continue à une tension alternative triphasée. Il impose une forme de tension spécifique à la machine, indépendamment du courant absorbé[20].

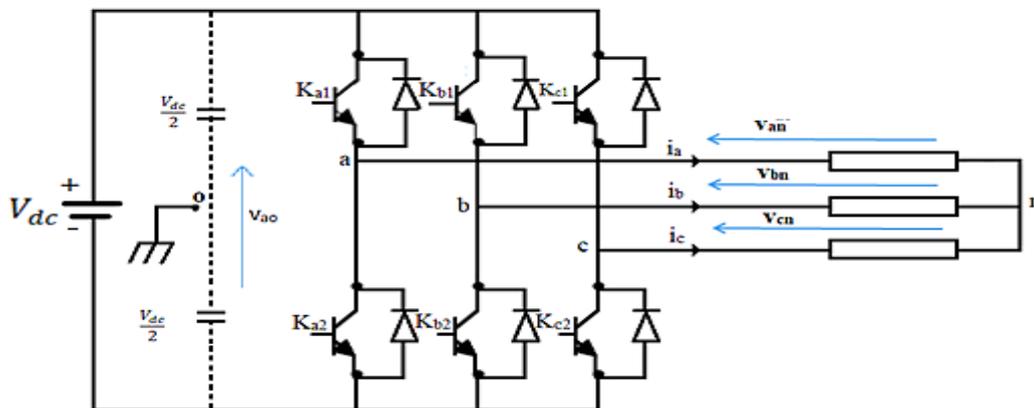


Figure I.7 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

D'après le schéma ci-dessus, on peut déterminer les tensions composées à partir des tensions simples :

$$\begin{aligned}
 V_{ao} &= \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2}, S_a = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2}, S_a = 0 \end{cases} \Rightarrow V_{ao} = K_a \frac{V_{dc}}{2} \\
 V_{bo} &= \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2}, S_b = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2}, S_b = 0 \end{cases} \Rightarrow V_{bo} = K_b \frac{V_{dc}}{2} \\
 V_{co} &= \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2}, S_c = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2}, S_c = 0 \end{cases} \Rightarrow V_{co} = K_c \frac{V_{dc}}{2}
 \end{aligned} \tag{I.22}$$

On a :

$$V_{ao} = V_{bo} = V_{co} = 0$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{oa} + V_{an} = V_{on} \\ V_{ob} + V_{bn} = V_{on} \\ V_{oc} + V_{cn} = V_{on} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} -V_{ao} + V_{an} = V_{on} \\ -V_{bo} + V_{bn} = V_{on} \\ -V_{co} + V_{cn} = V_{on} \end{cases} \tag{I.23}$$

Et on peut déduire :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{on} + V_{ao} \\ V_{bn} = V_{on} + V_{bo} \\ V_{cn} = V_{on} + V_{co} \end{cases} \Rightarrow V_{on} = -\frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \tag{I.24}$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées, on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + (V_{ao} + V_{bo} + V_{co})(-1/3) \\ V_{bn} = V_{bo} + (V_{ao} + V_{bo} + V_{co})(-1/3) \\ V_{cn} = V_{co} + (V_{ao} + V_{bo} + V_{co})(-1/3) \end{cases} \tag{I.25}$$

L'équation (1.25) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \frac{V_{dc}}{2} \\ S_b \frac{V_{dc}}{2} \\ S_c \frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

D'où sa nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Les tensions simples générées par l'onduleur seront déterminées à partir des signaux de commande  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  [10].

#### I.7.4. Commande MLI

Dans notre travail nous nous sommes intéressés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI pour commander l'onduleur de tension. Cette technique revient à ordonner les interrupteurs afin de fournir à la MAS une séquence d'impulsions d'amplitude fixe. Il existe plusieurs possibilités de réalisation de ce signal, comme par exemple la MLI\_ST (modulation d'impulsion avec une forme d'onde sinusoïdale-triangulaire)[21].

##### I.7.4.1. Principe de la MLI sinus-triangle

La (MLI\_ST) est une commande classique constituée de trois modulantes sinusoïdaux de même amplitude  $A_{ref}$  et de même fréquence  $f_{ref}$ , déphasées entre eux par  $120^\circ$ , combinées à une porteuse triangulaire d'amplitude  $A_p$  et de fréquence élevée  $f_p$ . Les instants où les interrupteurs du pont s'activent sont donnés par les intersections entre la forme d'onde porteuse et les signaux modulateurs. Ces points d'intersection définissent alors les angles de commutation. Figure (I.9) offre un aperçu schématique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI), tandis que la figure (I.10) propose un exemple de chronogramme pour une MLI\_ST, appliquée à une seule phase.

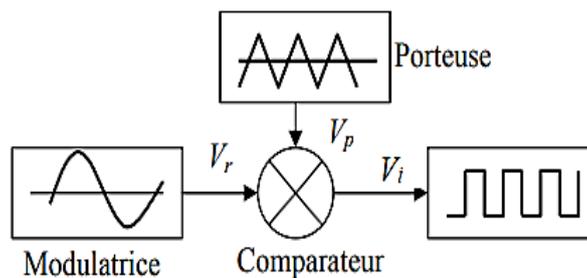


Figure I.8: Schéma synoptique sur le fonctionnement de la MLI.

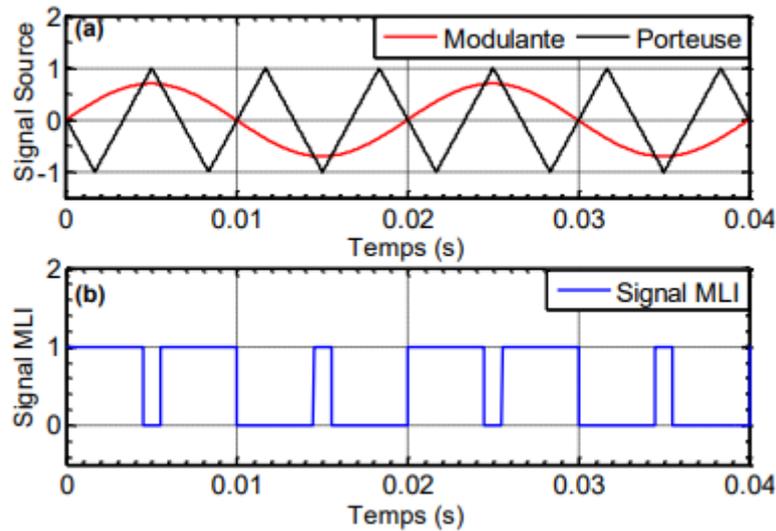


Figure I.9 : Chronogramme pour une MLI<sub>ST</sub> d'une seule phase.

La technique de commande MLI<sub>ST</sub> transforme une tension modulante à fréquence variable en une série de créneaux successifs. [22] avec :  $f_p > f_{ref}$ .

Les tensions de commande des comparateurs étant limitées à deux valeurs distinctes,  $+E/2$  et  $-E/2$ , les tensions de sortie se manifestent sous forme d'ondes bipolaires. [23].

La loi de modulation est formulée par :

$$V_i = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } V_{ri} \geq V_p \\ -\frac{E}{2} & \text{si } V_{ri} < V_p \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

Avec:  $i = A, B, C$ .

Cette méthode se distingue par deux paramètres clés :

- **L'indice de modulation**  $m$ , qui représente le rapport entre la fréquence de modulation  $f_p$  et la fréquence de référence  $f_r$  :

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

- **Le taux de modulation**, symbolisé par  $r$ , est calculé en divisant l'amplitude  $V_r$  de la tension de référence par l'amplitude  $V_p$  de la porteuse :

$$r = \frac{V_r}{V_p}$$

### I.7.4.2. Modélisation de la commande MLI

On suppose que les trois ondes modulatrices sont sinusoïdales telles que :

$$\begin{cases} v_{rA} = V_r \cdot \sin(\omega.t) \\ v_{rB} = V_r \cdot \sin(\omega.t - \frac{2.\pi}{3}) \\ v_{rC} = V_r \cdot \sin(\omega.t + \frac{2.\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.29)$$

L'équation de la porteuse commune ayant pour expression :

$$v_p = \begin{cases} V_p \cdot \left( -1 - \frac{4.t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ 0, \frac{T_p}{2} \right] \\ V_p \cdot \left( +3 - \frac{4.t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ \frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} ; T_p = \frac{1}{f_p} \quad (I.30)$$

L'état de l'interrupteur :

$$S_i = \begin{cases} +1 & \text{si } V_{ri} \geq V_p \\ -1 & \text{si } V_{ri} < V_p \end{cases}$$

## I.8. Résultats de simulation

Nous présentons dans cette partie les résultats de simulation de la MAS alimentée par une source de tension triphasée alternative associée à un redressé; filtre LC et un onduleur MLI à deux niveaux.

Nous abordons d'abord la simulation de la MAS au démarrage à vide, puis nous introduisons un couple résistant  $C_r$  lorsque  $t \in [0.6, 1.5] \cap [2.1, 3]$ s.

Les simulations réalisées aboutissent aux résultats représentés par Figure (I.11).

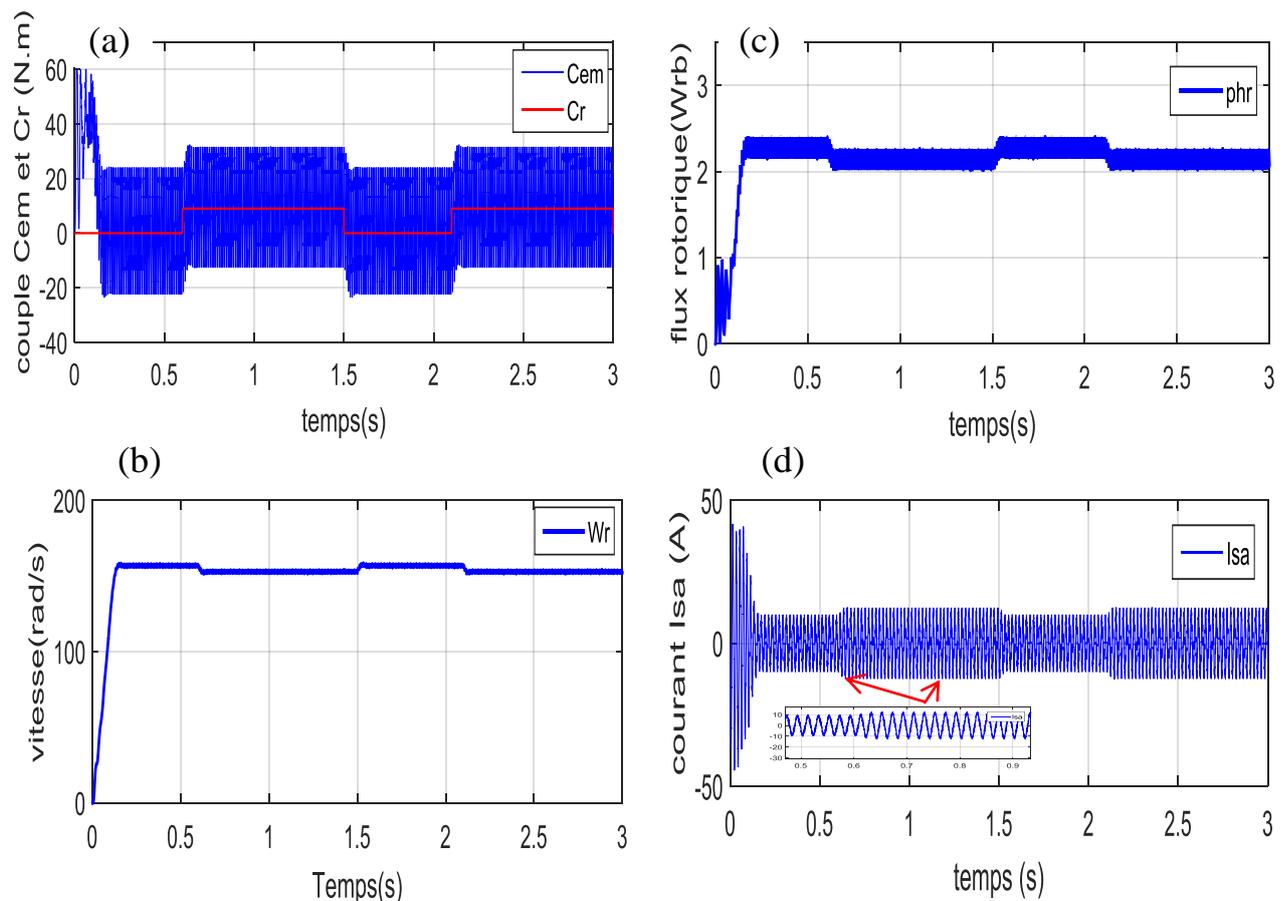


Figure I.10 : Résultat de simulation de la MAS avec variation de couple de charge, (a):Couple électromagnétique, (b): Vitesse angulaire, (c):Flux rotorique, (d): Courant de phase a.

### I.8.1. Interprétation des résultats

A partir de Figure (I.11,b) nous pouvons observer une évolution presque linéaire de la vitesse au début du démarrage et en régime permanent cette vitesse se stabilise à 157 rad/s, avec un temps de réponse de 0.15s jusqu'à l'application d'un couple résistant de 9 N.m ou -9 N.m lorsque  $t \in [0.6, 1.5] \cup [2.1, 3]$  s. A ces intervalles de temps, on constate que la vitesse diminue et marque une erreur statique qui persiste. Cela revient à l'absence du régulateur qui peut rejeter cette perturbation.

La figure (I.11,d) montre que pendant le démarrage le courant de phase statorique atteint un pic important de 40 A et présente des oscillations considérables, puis il se stabilise à une valeur efficace de 10A avec une forme très proche de l'onde sinusoïdale. On remarque aussi que à chaque fois que lorsque nous appliquons le couple résistant à  $t \in [0.6, 1.5] \cup [2.1, 3]$ , le courant augmentent pour atteindre une valeur maximale de 12.5 A avec la même forme sinusoïdale, par contre lors de la suppression du couple résistant, ce courant revient à sa valeur de 10 A.

A partir de Figure (I.11.a), on remarque qu'au début de démarrage de 0 et 0.12s, le couple électromagnétique atteint une valeur maximale de 60 N.m. Ensuite, l'allure de ce couple  $C_{em}$  suit celle du couple résistant.

A partir de Figure (I.11.b), on observe que lorsque la machine est sollicitée par une charge perturbatrice de  $C_r$  à  $t \in [0.6, 1.5] \cap [2.1, 3]$ , le flux magnétique diminue et il rejoint sa valeur initiale lorsqu'on supprime la charge. Cela explique le couplage qui existe entre le flux et le couple électromagnétique.

## I.9. Conclusion

Nous avons présenté dans ce présent chapitre une modélisation de la MAS, qui nous a permis d'établir son modèle mathématique complexe. Nous avons simplifié ensuite ce modèle grâce à l'application de la transformation triphasée biphasée ( $\alpha, \beta$ ) et cela pour faciliter l'analyse et la commande de notre système. Nous avons étudié ensuite les différents convertisseurs utilisés dans cette modélisation, et nous avons particulièrement étudié la commande MLI de type sinus-triangle, une technique très répandue dans les convertisseurs de puissance.

D'autre part, nous avons simulé la MAS en boucle ouverte à l'aide du logiciel MATLAB, ce qui nous a permis d'observer le comportement de cette machine et sa réaction lorsqu'elle est soumise à une charge ( $C_r$ ). Nous avons constaté par la suite que la principale contrainte de cette machine est sa chute significative de vitesse lorsqu'elle est chargée. On a observé aussi d'après les résultats obtenus qu'il y ait un fort couplage entre le couple électromagnétique et le flux.

Pour remédier à ce problème de chute de vitesse et fort couplage, différentes stratégies de contrôle ont été développées, pour pouvoir placer cette machine dans des processus industrielle nécessitant des valeurs de vitesse constantes. Parmi ces méthodes la commande par mode glissant qui fera l'objet du chapitre suivant.

**Chapitre II :**  
*Commande de la MAS par  
Mode glissant*

## Chapitre II : Commande de la MAS par mode glissant

### II.1. Introduction

Les études dans le domaine de la commande des machines électriques se concentrent surtout sur l'utilisation des commandes robustes. L'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance entraîne une évolution de ces techniques. Parmi les exemples, nous mentionnons les contrôleurs suivants: floue, adaptative, à structure variable telle que le contrôleur par mode de glissant, etc[24]. Cette dernière est récemment mise en marche pour résoudre le problème dont les paramètres du système varient, en fournissant une erreur statique nulle, une réponse rapide, ainsi qu'un système de contrôle stable et robuste. Cette technique est réputée par sa simplicité et sa robustesse. Cette approche a été créée en Union soviétique afin de résoudre les problèmes de diverses applications.

Il s'agit d'une technique de réglage qui consiste à commuter la structure d'un système de manière à ce que le vecteur d'état " $x$ " suive une trajectoire  $S(x)=0$  dans l'espace d'état. Cette méthode de gestion s'ajuste aux changements des paramètres du procédé à contrôler[24].

Au cours de ce chapitre, nous allons présenter quelques concepts essentiels de la commande à structure variable, ainsi que quelques concepts fondamentaux de la théorie des modes glissants. Nous allons également présenter une application à la machine à induction ainsi que les résultats de simulation.

### II.2. Concept général du contrôleur mode glissant

#### II.2.1. Principe de fonctionnement

Le contrôle par mode glissant implique d'orienter la trajectoire d'état d'un procédé envers sa surface de glissement (SG) et de la faire commuter autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre, ce qui explique le phénomène de glissement. Les caractéristiques des CMG sont [25] :

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.
- La dynamique du système en mode de glissement dépend exclusivement du choix des coefficients de la SG.
- La robustesse face à la variation de certains types de paramètres du procédé.

Les trois phases distinctes qui caractérisent la trajectoire dans le plan de phase sont (voir FigureII.1)[26]:

- **Mode de convergence (MC)** : C'est la phase où la variable à régler se déplace depuis n'importe quel point initial dans le plan de phase et converge vers la surface de commutation  $S(x_1, x_2)=0$ . Ce mode est défini par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Mode de glissement (MG)** : C'est la phase où la variable d'état atteint la surface de glissement et se dirige vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est définie par la surface de glissement  $S(x)=0$  [26].

- **Mode du régime permanent (MRP)** : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [26].

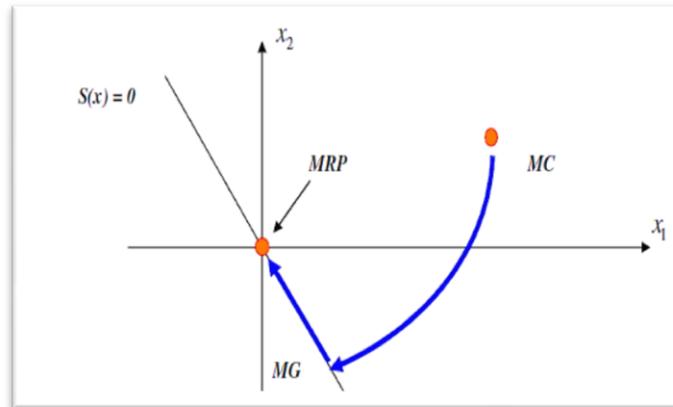


Figure II.1: Diverses phases de trajectoire dans le plan de Phase.

## II.2.2. Étapes de l'algorithme

La conception de l'algorithme de CMG intègre systématiquement les problèmes de stabilité et de performance, en suivant principalement trois étapes complémentaires définies par [27] :

- Sélection des surfaces de glissement.
- Élaboration des critères d'existence et de convergence du mode glissant.
- Établissement d'un contrôleur CMG.

### II.2.2.1. Sélection de la surface de glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour un processus non linéaire suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x) + g(x).u(t) \quad (\text{II.1})$$

$x \in R^n$  est un vecteur d'état,  $u \in R^m$  est le vecteur de commande,  $f(x,t) \in R^n$ ,  $g(x,t) \in R^{n \times m}$ .

La forme générale de la surface de glissement, proposée par « J.J.Slotinie » et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par[28] :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$\lambda$  : Coefficient positif.

$e = x - x_d$  : Écart de la variable à régler.

$x_d$  : Valeur désirée.

$n$  : Ordre du système.

$S(x)$  : Surface de glissement assurant la convergence de l'erreur 'e' vers zéro pour un bon choix du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande.

L'objectif de cette commande est de maintenir la surface  $S(x)$  aussi proche de zéro que possible dont la seule solution est l'annulation de l'erreur  $e(x) = 0$ , avec un choix approprié du paramètre  $\lambda$ . Ceci pose un défi de suivi de trajectoire, impliquant une linéarisation précise de l'écart tout en garantissant la convergence requise. [29]

### II.2.2.2 Élaboration des critères d'existence et de convergence

Les critères d'existence et de convergence déterminent la capacité des dynamiques du système à converger vers la surface de glissement et à y demeurer, en dépit des perturbations. Deux types de conditions sont ainsi présentés par la suite.

- **Fonction directe de commutation**

Cette première condition de convergence, la plus ancienne, a été avancée et examinée par EMILYANOV et UTKIN. Son objectif est d'induire une dynamique convergente vers zéro pour la surface. Cette condition est exprimée de la manière suivante :

$$S(x) \times \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.3})$$

Dans ce contexte, il est nécessaire d'introduire les valeurs appropriées à gauche et à droite de la commutation pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ .

- **Fonction de Lyapunov :**

C'est une fonction définie positive  $V(x) > 0$  qui doit être décroître par la loi de commande correspondante.

Le principe repose sur le choix d'une surface  $S(x)$  qui assure l'attraction des variables à contrôler vers leurs consignes et de construire une commande  $u(t)$ , tel que la fonction de Lyapunov est définie par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.4})$$

En dérivant (II.4), on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \times \dot{S}(x) \quad (\text{II.5})$$

Pour assurer la décroissance de la fonction  $V(x)$ , il faut s'assurer que sa dérivée est négative  $S(x) \times \dot{S}(x) < 0$ .

L'équation  $V(x) = \frac{1}{2}S^2(x)$  explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimé par  $S^2(x)$  décroît au fil de temps, forçant la trajectoire du système à converger vers la surface depuis ses deux côtés.

Dans cette condition, un régime de glissement idéal est atteint, avec une fréquence de commutation infinie[25].

Cette fonction de Lyapunov sert à évaluer les performances de la commande et à analyser la robustesse et la stabilité des systèmes non linéaires.

### I.2.2.3. Établissement d'un contrôleur CMG

Après avoir choisi la surface de glissement et le critère de convergence, il reste à déterminer la commande requise pour ramener les variables d'état vers leurs points d'équilibre tout en respectant la condition d'existence du mode de glissement.[30].

La commande CMG est constituée à partir de deux parties : une partie continue qui décrit la dynamique du système pendant le glissement, et une partie discontinue qui décrit la dynamique pendant la convergence. Cette dernière est particulièrement importante en commande non linéaire, car elle sert à éliminer les effets des imprécisions et des perturbations qui influent sur le modèle.[30]. La commande CMG est donnée par :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{II.6})$$

- **Commande équivalente**  $u_{eq}$

Elle est proposée par Filippov et Utkin et sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)$ .

Elle est calculée en imposant que la dérivée de la surface est nulle,  $\dot{S}(x) = 0$ , et peut être considérée comme une forme spécifique de retour d'état dans la commande, intervenant lors de la commutation rapide entre les valeurs  $u_{\max}$  et  $u_{\min}$  (voir figure (II.2)).

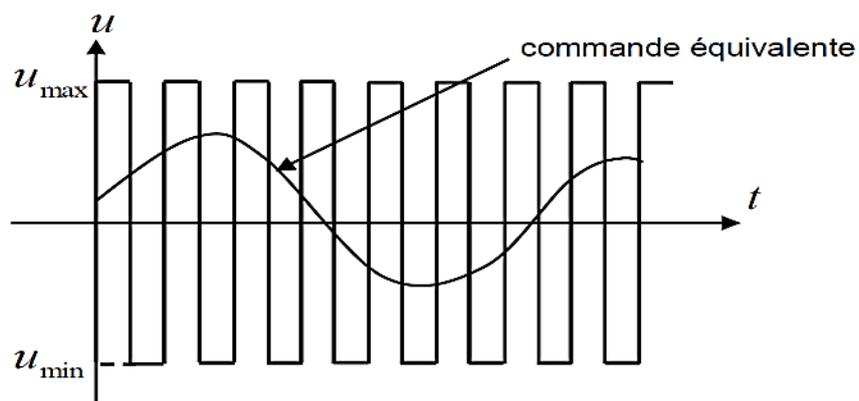


Figure II.2 : Commande équivalente.

- **Commande discrète**  $u_n$

Cette commande garantit que la variable à contrôler soit attirée vers la surface tout en répondant à la condition  $S(x).\dot{S}(x) < 0$ .

$u_n$  est calculée pour examiner la convergence malgré les imprécisions des paramètres du modèle du système. Cette condition détermine la région où le mode de glissement existe.

- *Expression analytique de la commande [30]u*

Nous avons :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x) + g(x)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} (g(x)u_n) \quad (II.7)$$

Sachant que  $\dot{S}(x) = 0$  en phase de glissement et en régime permanent. Nous obtenons donc :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x)\right)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x)\right) \quad \text{pour} \quad u_n = 0 \quad (II.8)$$

En substituant (II.8) dans (II.7). Nous obtenons:

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} (g(x)u_n) \quad (II.9)$$

Nous déterminons  $u_n$  tel quel :

$$S(x).\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} (g(x)u_n) < 0 \quad (II.10)$$

Nous choisissons  $u_n$  sous forme de relais comme suit [30]:

$$u_n = -K.\text{sign}(S) \quad (II.11)$$

$$\text{Avec : } \text{sign}(S) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (II.12)$$

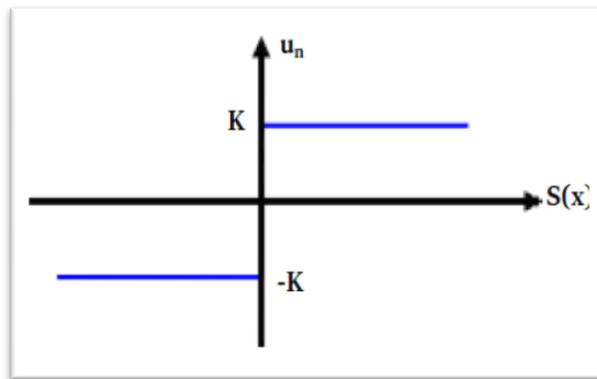


Figure II.3 : Représentation de la fonction « Sign ».

En remplaçant l'expression (II.11) dans (II.10), on abouti à:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x) K |S(x)| < 0 \quad (\text{II.12})$$

Où  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x)$  est toujours négatif pour la classe des systèmes adoptés

$K$  est un gain positif qui doit satisfaire la condition (II.12). Ce paramètre joue un rôle crucial, car un  $K$  trop petit rend le temps de réponse très grand (système lent), tandis qu'un  $K$  trop élevé engendre des oscillations importantes dans la commande. Ces oscillations peuvent exciter des dynamiques négligées (phénomène de chattering ou broutement) ou détériorer les performances du système asservi. [31].

### II.2.3. Phénomène de réticence (chattering)

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie).

Le caractère discontinue de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence ou encore broutement illustré par Figure (II.4). Ces oscillations au voisinage de la surface sont dues à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence.

Ce phénomène a plusieurs effets indésirables sur la qualité de la commande et sur le système, il peut donc:

- Diminuer la précision.
- Produire une grande perte de chaleur dans les machines électriques.
- Introduit une fatigue des parties mécaniques mobiles.

Ce phénomène est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande à structure variable.

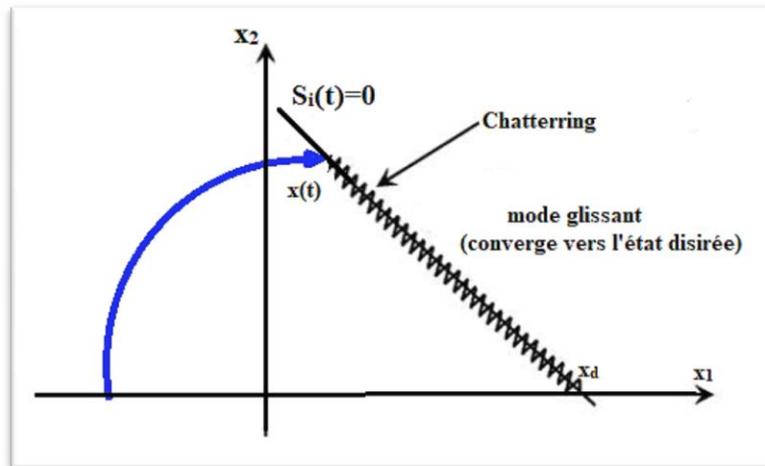


Figure II.4 : Phénomène de réticence (chattering).

Le chattering peut dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité.

La réticence implique également d'importantes excitations mécaniques au niveau des actionneurs, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les circuits électriques de puissance.

Le principal désavantage de la commande par mode glissant d'ordre un est le phénomène de réticence. Afin de résoudre cette problématique, plusieurs algorithmes à structure variable ont été créés, telles que: la commande continue dans une bande de surface, la commande avec correction intégrale en régime permanent, l'utilisation d'un observateur pour estimer la commande équivalente et les solutions par limitation de la condition de glissement peuvent être mentionnées aussi.

Pour résoudre le problème de réticence, nous allons examiner spécifiquement une méthode de synthèse où la fonction "sign" est remplacée par une fonction "Sat" ( voir Figure II.5) calculée par (II.13) pour le calcul de la commande discontinue.

$$\text{Sat}\left(\frac{S}{\varphi}\right) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \varphi \\ -1 & \text{si } S < -\varphi \\ \frac{S}{\varphi} & \text{si } S < |\varphi| \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

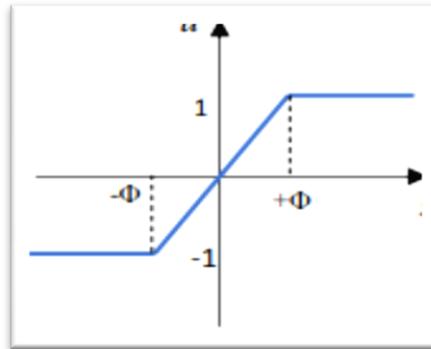


Figure II.5 : Fonction Sat.

Nous pouvons modifier la commande au niveau de la surface de glissement,  $S = 0$ , en substituant la fonction discontinue  $\text{sign}(S)$  dans la bande  $|S| < 0$  par une fonction continue.

$$\text{cont}(S) = \frac{S}{|S| + \delta} \quad \text{avec} \quad \delta > 0 \quad (\text{II.14})$$

Cette fonction est schématisée par Figure (II.6) :

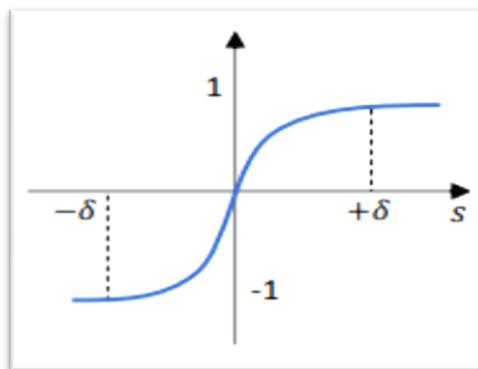


Figure II.6 : Fonction d'adossement « cont(S) ».

## II.2.5 Domaine d'application du réglage par mode glissant

L'approche du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande, à savoir:

- Le fonctionnement des valves par tout ou rien dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques qui ne possèdent que deux états stables, ouverts ou fermés.
- Les séances d'entraînement électrique pour les machines-outils ou les robots, qui impliquent soit une modification de la vitesse de rotation, soit une modification de la position. Dans cette situation, l'avantage certain du réglage par mode glissant réside dans le comportement dynamique à haute performance et la capacité de réduire facilement certaines grandeurs (telles que le courant et la vitesse de rotation).

- Les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions

### II.2.6. Avantages de la commande mode glissant

La robustesse face aux perturbations et aux incertitudes du modèle est généralement considérée comme l'un des principaux avantages d'une CMG. Contrairement à une loi de commande classique, cette approche maintient les performances dynamiques du système, malgré les variations paramétriques ou l'existence des perturbations. La réduction de l'ordre du système est un autre avantage significatif de cette méthode, simplifiant ainsi la complexité du système. Néanmoins, ces performances sont acquises au détriment de quelques inconvénients, tels que:

- La présence d'un phénomène de chattering ou broutement, résultant de la partie discontinue de cette commande, peut entraîner des effets indésirables sur les actionneurs.
- À tout moment, le système est contrôlé à une fréquence élevée, qu'il n'est pas souhaitable, et cela afin d'assurer une convergence vers les états.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes on peut citer la CMG à bande limite qui consiste à remplacer la fonction "Sign" par une fonction "Sat" [33].

## II.3. Application de la CMG à la MAS

La technique de réglage par mode glissant sera appliquée à la machine asynchrone. Pour cela, nous allons choisir deux surfaces de glissement (vitesse et flux). Nous allons opter pour le modèle d'état de la MAS qui a été déterminé dans le chapitre I par l'équation (I.19)

Avec :

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{sa} & v_{s\beta} \end{bmatrix}^T \text{ et } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{s\beta} & \varphi_{ra} & \varphi_{r\beta} & \Omega_r \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \end{bmatrix}^T$$

### II.3.1. Choix des surfaces de glissements

Nous avons choisi les surfaces de glissements des variables à contrôler : la vitesse et le flux. Ces surfaces sont de premier ordre.

➤ *Vitesse  $\Omega_r$*

$$S_1 = K_1(\Omega_r - \Omega_{r-ref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{r-ref}) \quad (\text{II.15})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_\Omega = \Omega_r - \Omega_{r-ref} \quad (\text{II.16})$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \varepsilon_\Omega + \dot{\varepsilon}_\Omega \quad (\text{II.17})$$

➤ **Flux  $\varphi_r$ :**

$$S_2 = K_2 \times (\varphi_r - \varphi_{r-ref}) + (\dot{\varphi}_r - \dot{\varphi}_{r-ref}) \quad (\text{II.18})$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\varphi_r} = \varphi_r - \varphi_{r-ref} \quad (\text{II.19})$$

On aura :

$$S_2 = K_2 \times \varepsilon_{\varphi_r} + \dot{\varepsilon}_{\varphi_r} \quad (\text{II.20})$$

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

### II.3.3. Conditions de convergence

Afin que la vitesse mécanique et le flux rotorique convergent vers leurs références  $\Omega_{r-ref}$  et  $\varphi_{r-ref}$  respectivement, les deux surfaces de glissement correspondantes soient nulles ( $S_1=0$  et  $S_2=0$ ).

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{r-ref}) + K_1 \times (\Omega_r - \Omega_{r-ref}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\varphi_r - \varphi_{r-ref}) + K_2 \times (\varphi_r - \varphi_{r-ref}) = 0. \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Il faut maintenant vérifier si la relation d'attractivité de Lyapunov ( $S_i \times \dot{S}_i < 0$ ) et celle d'invariance ( $\dot{S}_i = 0$ ) sont validées pour pouvoir réaliser le mode glissant.

### II.3.4. Loi de commande par mode glissant

Les lois de commande CMG sont les deux tensions statoriques  $V_{S\alpha}$  et  $V_{S\beta}$  et les états à contrôler de la MAS sont la vitesse et le flux rotorique ( $\Omega_r, \varphi_r$ ).

Pour le calcul, on prendra :

$$\varphi_r = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (\text{II.22})$$

La dérivée de (II.22) donne :

$$\dot{\varphi}_r = 2x_3\dot{x}_3 + 2x_4\dot{x}_4 \quad (\text{II.23})$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1(x_5 - \Omega_{r-ref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{r-ref}). \\ \dot{S}_2 = K_2(x_4 - \varphi_{r-ref}) + (\dot{x}_4 - \dot{\varphi}_{r-ref}). \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Et leurs dérivées successives sont :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1(\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{r-ref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{r-ref}). \\ \dot{S}_2 = K_2(\dot{x}_4 - \dot{\varphi}_{r-ref}) + (\ddot{x}_4 - \ddot{\varphi}_{r-ref}). \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

En utilisant le système d'équation (I.19), les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{\Omega} = \eta(x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{\Omega} = \eta(\dot{x}_2 x_3 + \dot{x}_3 x_2 - \dot{x}_1 x_4 - \dot{x}_4 x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\varphi}_r = \frac{2M}{T_r}(x_1 x_3 + x_2 x_4) - \frac{2}{T_r}(x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\varphi}_r = \frac{2.M}{T_r}(\dot{x}_1 x_3 + \dot{x}_3 x_1 + \dot{x}_2 x_4 + \dot{x}_4 x_2) \\ - \frac{2}{T_r} \left[ \frac{2M}{T_r}(x_1 x_3 + x_2 x_4) - \frac{2}{T_r}(x_3^2 + x_4^2) \right] \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Le développement de calcul, nous donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda)\eta h_2 - K \frac{C_r}{J} - p x_5 \eta(h_1 + B\varphi_r) \\ - K_1 \dot{\Omega}_{r-ref} - \ddot{\Omega}_{r-ref} + \delta \eta (x_3 V_{s\beta} - x_4 V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} (\frac{2+MB}{T_r} - K_2)\varphi_r + \frac{2M}{T_r} (\frac{M}{T_r} \times h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda)h_1 \\ + p x_5 h_2) - K_2 \dot{\varphi}_{r-ref} - \ddot{\varphi}_{r-ref} + \frac{2\delta}{T_r} M(x_4 V_{s\beta} + x_3 V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Tels que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1 x_3 + x_2 x_4 \\ h_2 = x_2 x_3 - x_1 x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Le système (II.27) peut être mis sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta x_4 & \delta x_3 \\ \delta M x_3 & \delta M x_4 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - g) h_2 - \frac{K_1}{\eta \times J} C_r - p x_5 (h_1 + B \varphi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \dot{\Omega}_{r\text{-ref}} - \frac{1}{\eta} \ddot{\Omega}_{r\text{-ref}} \\ F_2 = (\frac{2 + M \times B}{T_r} - K_2) \varphi_r + M (\frac{M}{T_r} h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - g) h_1 \\ \quad + p x_5 h_2) - \frac{T_r K_2}{2} \dot{\varphi}_{r\text{-ref}} - \frac{T_r}{2} \ddot{\varphi}_{r\text{-ref}} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

On peut mettre (II.29) sous la forme suivante:

$$\dot{S} = F + D V \quad (\text{II.31})$$

$$\text{Où : } F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} ; D = \begin{bmatrix} -\delta x_4 & \delta x_3 \\ \delta M x_3 & \delta M x_4 \end{bmatrix}$$

On vérifiant maintenant la condition de stabilité de Lyapunov ( $S_i \times \dot{S}_i < 0$ ) si elle est satisfaite.

Posons:

$$\dot{S} = -v . \text{Sgn}(S) \quad (\text{II.32})$$

Avec v est un gain positif.

En égalisant (II.31) et (II.32) on aura:

$$V = -D^{-1}.v.Sgn(S) - D^{-1}.F \quad (II.33)$$

La loi de commande est donnée comme suit:

$$V = V_{eq} + V_c \quad (II.34)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1}.F \\ V_c = -D^{-1}.v.Sgn(s) \end{cases} \quad (II.35)$$

La commande globale assurant à la fois  $S_i = 0$  et  $S_i \times \dot{S}_i < 0$  est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (II.36)$$

➤ Loi de commande équivalente

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

➤ Loi de commande de commutation

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Sgn(S_1) \\ Sgn(S_2) \end{bmatrix} \quad (II.38)$$

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

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (II.39)$$

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

$$[D] = -\delta^2.M.\phi_r \neq 0 \quad (II.40)$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \varphi_r} & \frac{x_3}{\delta M \varphi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \varphi_r} & \frac{x_4}{\delta M \varphi_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

## II.4. Simulation et Interprétation des résultats

Soit la boucle de régulation de la MAS contrôlée par la commande par mode glissant (CMG) est donnée par Figure II.7. La machine est alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI-ST.

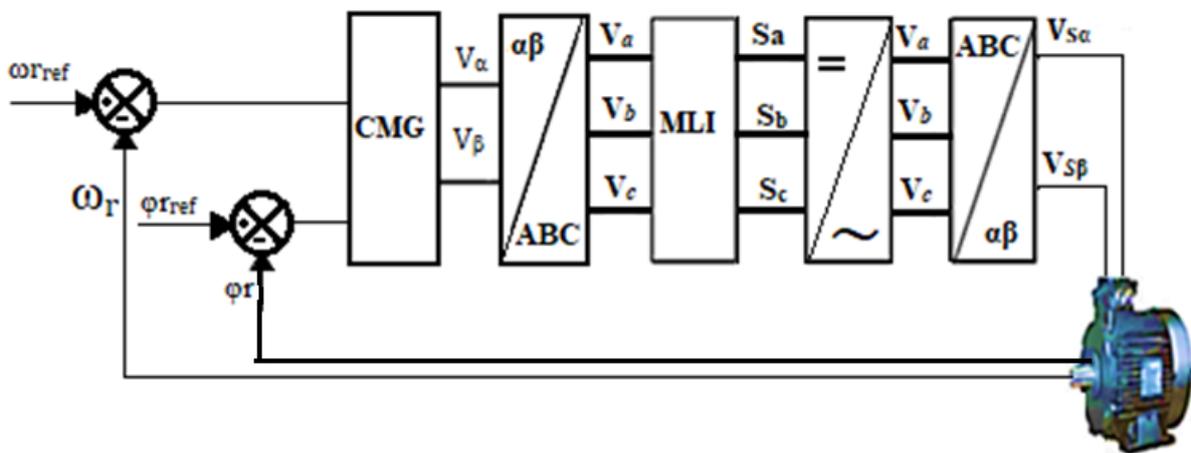


Figure II.7 : Structure générale de la commande par mode glissant de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI-ST.

### II.4.1. Résultats de simulation

L'objectif de cette simulation est la vérification des performances de la commande mode glissant appliquée à la MAS.

- **Essais à vide et en charge avec inversion du sens de rotation de la vitesse.**

La figure (II.8) représente les résultats de simulations obtenus avec un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge  $C_r$  de 10 N.m ou -10 N.m à  $t \in [0.6, 1.5] \cup [2.1, 3]$  en plus d'une variation de vitesse  $W_r$  de 100 rad/s à -100 rad/s en passant par une phase de freinage à  $t \in [2, 3]$ . Ce dernier est appliqué avant l'inversion de sens de rotation de la vitesse de la MAS car c'est une étape importante pour assurer la sécurité opérationnelle, le contrôle et la préservation du système concerné.

Cette inversion de sens de rotation de la vitesse est accompagnée par une inversion de signe de couple de charge  $C_r = -10$  N.m car ceci permet de maintenir la machine dans un fonctionnement stable (fonctionnement en mode moteur de la machine asynchrone).

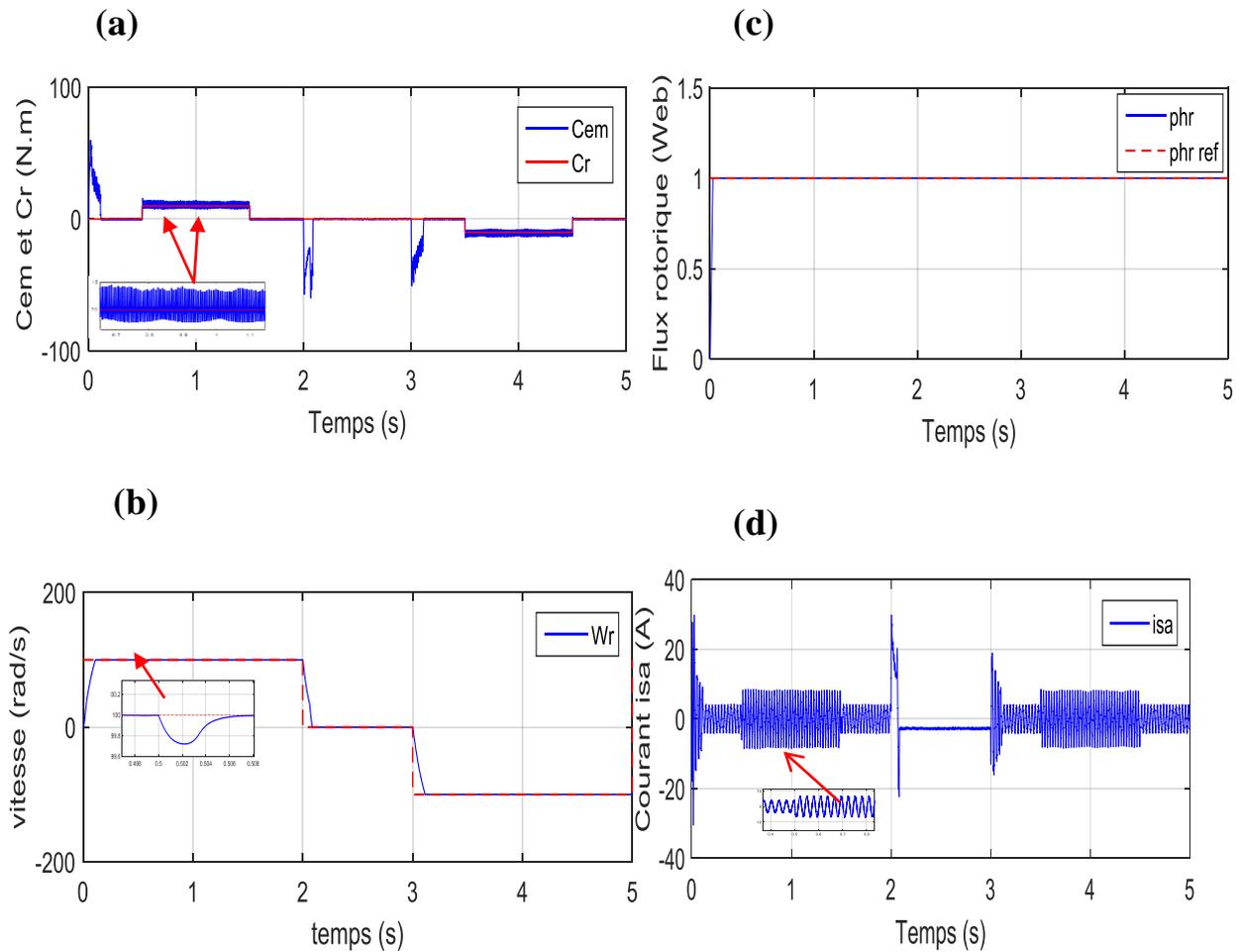


Figure II.8 : Simulation de la commande par mode de glissement appliquée à la MAS en charge avec inversion de sens de rotation de la vitesse. , (a):Couple électromagnétique, (b): Vitesse angulaire, (c):Flux rotorique, (d): Courant de phase a.

- **Essais à vide et en charge avec inversion du sens de rotation de la vitesse et test de robustesse face au variation paramétrique de la résistance rotorique ( $R_{rn} = 2 * R_{ro}$ )**

Dans ce test de simulation, nous avons gardé les mêmes perturbations considérées précédemment en ajoutant en plus un test de robustesse en variant la résistance rotorique (en prenant deux fois sa valeur) pour montrer l'importance de la technique de commande par mode glissant.

Figure (II.9) présente les résultats de simulation obtenus dans ce cas.

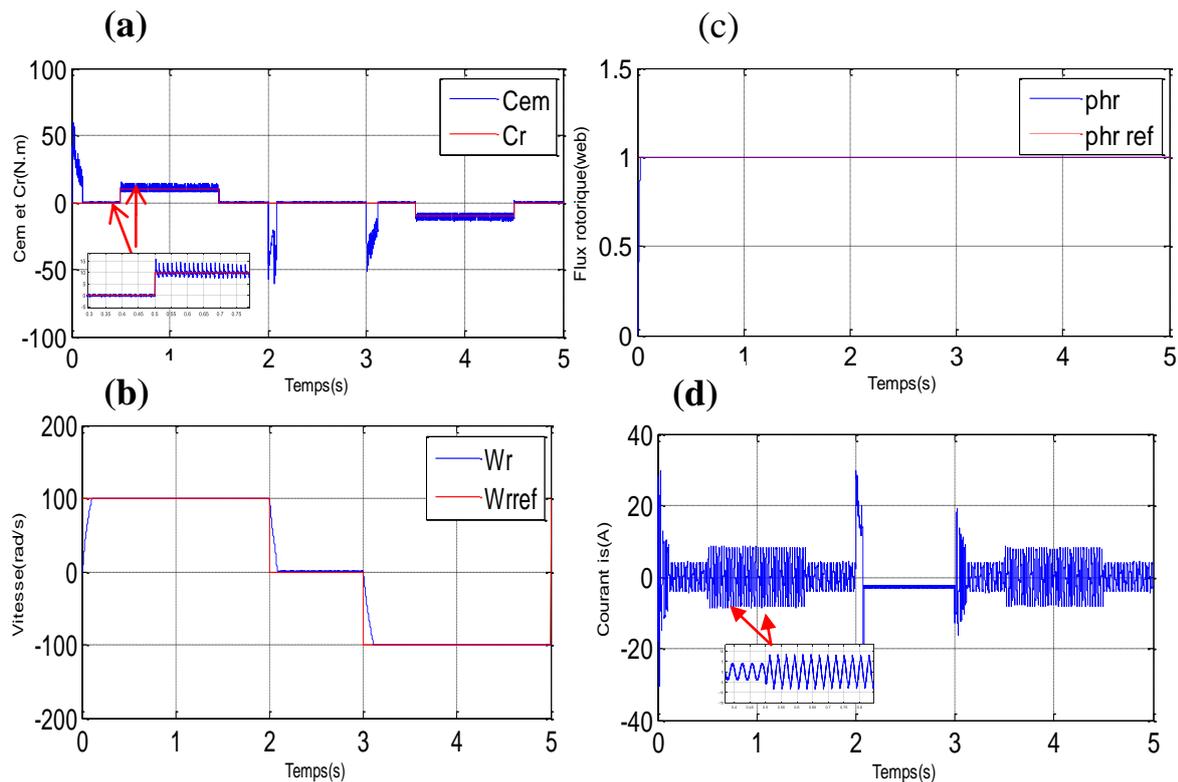


Figure II. 9 : Simulation de la commande par mode de glissement de la MAS avec variation de la résistance rotorique. (a): Couple électromagnétique, (b): Vitesse angulaire, (c): Flux rotorique, (d): Courant de phase a.

## II.4.2. Interprétation des résultats

- **Essais à vide et en charge avec inversion du sens de rotation de la vitesse.**

La figure (II.8, b) montre que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence avec un temps de réponse de 0.12s, et une erreur statique de 1%. La chute de vitesse lors de l'application du couple résistant est considérablement petite 20% de sa valeur de consigne. Cette chute rejoint sa consigne en un temps de 0.05s. Il y a donc un rejet de perturbation de Cr par la commande robuste mode glissant.

Le courant de phase représenté par la figure (II.8.d) montre un pic de valeur presque 36.5A au démarrage puis il se stabilise à une valeur de 9A avec la présence des oscillations plus au moins importantes.

La figure (II.8,a) montre qu'au début de démarrage, le couple électromagnétique atteint un pic de 60N.m et il rejoint rapidement presque la valeur du couple résistant (10N.m) une fois que la charge est appliquée avec une présence des oscillations. L'application ou la suppression du couple de charge réagit donc instantanément sur le couple électromagnétique.

A partir de figure (II.8. c), on observe qu'il y a une bonne orientation de flux rotorique sur l'axe directe car ce flux rejoint sa référence de 1 weber et cela quelques soient les perturbations considérées dans cet essai. On peut remarquer aussi que l'affectation du couple sur le flux qui est très faible.

Les résultats de simulation montrent qu'il y a toujours un découplage entre le flux et le couple.

- **Essais à vide et en charge avec inversion du sens de rotation de la vitesse et test de robustesse face à la variation paramétrique de la résistance rotorique ( $R_{rn} = 2 * R_{r0}$ )**

Les résultats de simulation de la vitesse, le couple, le flux, et le courant, dans ce cas sont similaires à ceux relevés dans le cas précédent, ce qui confirme la robustesse de la commande mode glissant face à la variation paramétrique de la résistance rotorique en plus des perturbations. Cependant on observe la présence du phénomène du chattering sur quelques grandeurs telles que la norme du flux et les signaux de commande. Ce phénomène indésirable peut engendrer la surchauffe de certains éléments électriques ainsi que la fatigue des parties mécaniques de la machine, ce qui peut les endommager. En fait, il faut toujours tenir compte de ce phénomène avant toute mise en œuvre pratique de cette commande en utilisant des techniques pouvant réduire ce broutement.

## II.5. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons abordé la commande par mode glissant de la Machine asynchrone. Nous avons tout d'abord exposé les éléments théoriques sur la CMG. Nous avons ensuite exposé les différentes étapes de l'algorithme de cette commande. Nous avons enfin appliqué la commande par mode glissant à un moteur à induction pour contrôler sa vitesse et son flux rotorique.

Les résultats des simulations obtenus mettent en évidence les avantages de la CMG face aux perturbations extérieures ainsi que sa robustesse face aux variations paramétriques. En revanche, on a observé que les performances du système peuvent être dégradées par le phénomène de chattering. Ce phénomène qui se présente sous forme de fortes oscillations sur l'organe de commande a fait l'objet de plusieurs recherches afin de le réduire.

Pour remédier à ce problème de chattering, dans le prochain chapitre nous allons proposer un réglage de la machine asynchrone par un contrôleur mode glissant flou.

**Chapitre III :**  
*Commande de la MAS par  
mode glissant flou*

### III.1. Introduction

Le domaine des mathématiques de la logique floue repose sur la théorie des probabilités et des concepts flous. Dans cette optique, une série de concepts essentiels a été élaborée. Ces concepts offrent la possibilité de prouver certains principes fondamentaux de la logique floue [34].

Dans ce chapitre nous présentons deux parties principales dont la première présente les éléments théoriques de la logique floue et la deuxième sera consacrée à l'application de la commande mode glissant basée sur la logique floue pour le contrôle de la vitesse de la MAS et cela dans le but de réduire le phénomène de chattering et pour améliorer la robustesse lors de l'application du couple de charge et la variation paramétrique de la MAS.

### III.2. Principe de la logique floue

Le professeur L. Zadeh a introduit la logique floue en 1965. Cette approche permet d'attribuer un niveau de vérité (d'appartenance) à une variable, qui peut être le langage. Cette catégorisation de l'appartenance d'un élément à une situation permet de représenter sur le plan linguistique l'observation humaine. Dès les années 70, cette théorie a été mise en œuvre pour la gestion des systèmes [34]. Grâce à ces travaux, il était possible d'appliquer des commandes de manière heuristique. Au début des années 80, les automaticiens ont commencé à élaborer une théorie de mise en œuvre de commande floue dans laquelle l'étude de la stabilité a été systématiquement introduite.

### III.3. Variables linguistiques

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme [35] [36].

- Souvent, Quelque, Beaucoup.
- Chaud, froid.
- Grand, petit,.....etc

Une variable linguistique est généralement divisée en un ensemble de termes couvrant l'intégralité de son domaine de variation. Elle est représentée par un triplé  $(x, T(x), U)$  dans lequel :

$x$  : est le nom de variable linguistique.

$T(x)$  : ensemble des termes de variable linguistique.

$U$  : l'univers de discours.

### III.4. Fonctions d'appartenance

Lors de traitement des déductions floues par ordinateur, il est nécessaire de définir les variables linguistiques à l'aide de fonctions d'appartenance. Dans ce cadre, une fonction d'appartenance  $\mu$ , dont la valeur varie entre 0 et 1, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique. On utilise fréquemment des fonctions d'appartenance de type triangulaire (a), trapézoïdal (b) ou gaussienne (c), comme illustré dans la figure (III.1). Le choix de la répartition, des chevauchements et des formes de ces fonctions doit être fait judicieusement, comme indiqué dans [35] [36].

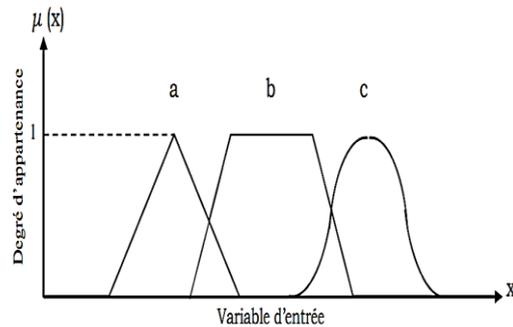


Figure III.1 : Exemple de fonctions d'appartenance.  
 a) Fonction triangulaire. b) Fonction trapézoïdale. c) Fonction gaussienne.

### III.5. Structure de base d'un contrôleur flou

Un contrôleur flou peut être représenté par Figure (III.2) suivant:

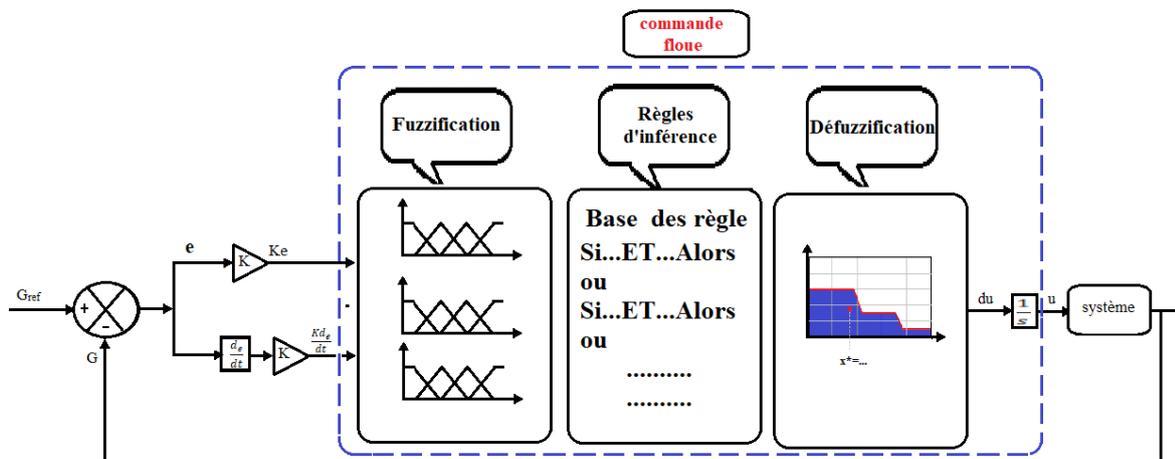


Figure III.2 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou.

Chaque bloc peut de Figure (III.2) peut être défini comme suit [37] :

1) Bloc fuzzification accomplis les fonctions suivantes d'entrées :

- Établit les plages de valeurs des fonctions d'appartenance en se basant sur les valeurs des variables.
- Effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables.

2) Bloc base de connaissance est composé de l'ensemble des renseignements que nous possédons sur le processus. Il permet de définir les fonctions d'appartenance et les règles du régulateur flou.

3) Bloc inférence, capable de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue grâce à l'implication floue et aux règles d'inférence.\*

4) Bloc défuzzification réalise les fonctions suivantes :

- Établir les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie.
- Réaliser une défuzzification qui donne un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

### III.5.1. Fuzzification

La fuzzification est l'opération qui consiste à affecter pour chaque entrée physique, un degré d'appartenance à chaque sous-ensemble flou. En d'autres termes c'est l'opération qui permet le passage du numérique (grandeurs physiques) au symbolique (variables floues).

#### Exemple 1

Un homme de taille 1.75m appartient à la catégorie de ``taille grande`` avec un degré de vérification de 50% et à la catégorie de ``taille moyenne`` avec le même degré de vérification. Tandis qu'il appartient à la catégorie de ``taille petite`` avec un degré de vérification de 0%.

Cela peut être traduit par la figure suivante [38] :

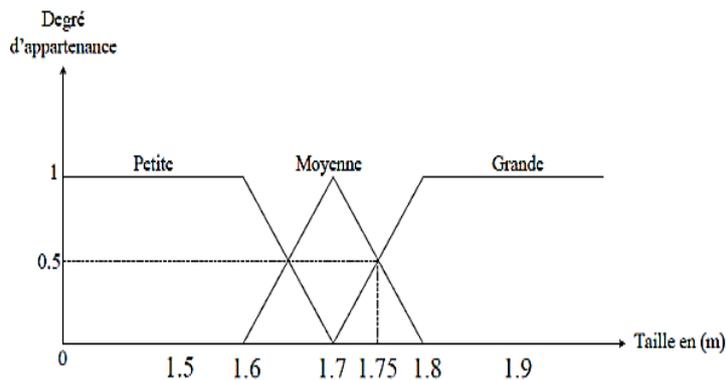


Figure III.3 : Exemple de fuzzification.

### III.5.2. Règles d'inférence floue

Cette étape consiste à appliquer les règles de la logique floue sur les grandeurs floues représentant l'erreur et sa dérivée.

Il y'a plusieurs manières pour exprimer les règles d'inférence soit, linguistiquement, symboliquement ou bien par matrice d'inférence. Dans ce dernier cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutes les règles d'inférence sous forme d'un tableau.

Les ensembles flous des variables d'entrées sont représentés par les entrées d'un tableau à deux dimensions, l'ensemble flou de la variable de sortie définit par une règle d'inférence est donné par l'intersection d'une colonne et d'une ligne dans ce tableau (voire l'exemple de tableau (III.1) [39]).

$\Delta e$ \ e	e	NG	EZ	PG
NG		EZ	NG	EZ
EZ		NG	EZ	PG
PG		EZ	PG	PG

Tableau III.1:Matrice d'inférence des règles floues.

Si on veut exprimer les règles symboliquement :

Si (e est NG et  $\Delta e$  est NG) alors  $\Delta u$  est NG

Si (e est NG et  $\Delta e$  est EZ) alors  $\Delta u$  est NG

Si (e est NG et  $\Delta e$  est PG) alors  $\Delta u$  est EZ

Si (e est EZ et  $\Delta e$  est NG) alors  $\Delta u$  est NG

Si (e est EZ et  $\Delta e$  est EZ) alors  $\Delta u$  est EZ

Si (e est EZ et  $\Delta e$  est PG) alors  $\Delta u$  est PG

Si (e est PG et  $\Delta e$  est NG) alors  $\Delta u$  est EZ

Si (e est PG et  $\Delta e$  est EZ) alors  $\Delta u$  est PG

Si (e est PG et  $\Delta e$  est PG) alors  $\Delta u$  est PG

Avec: NG (Négatif Grand), EZ (Environ Zéro), PG (Positif Grand),

### III.5.3. Méthode d'inférence[40]

Parmi les méthodes d'inférence, les trois plus usuelles sont [40]:

- **Max-Min** : Dans cette méthode l'opérateur « OU » est réalisé par la formation du maximum, l'opérateur « ET » par la formation du minimum, l'implication « ALORS » par la formation du minimum, et l'opérateur « OU » qui relie les règles est réalisé par maximum.

#### Exemple 2

On choisi la règle suivant : Si (e est P et  $\Delta e$  est Z) alors  $\Delta u$  est P

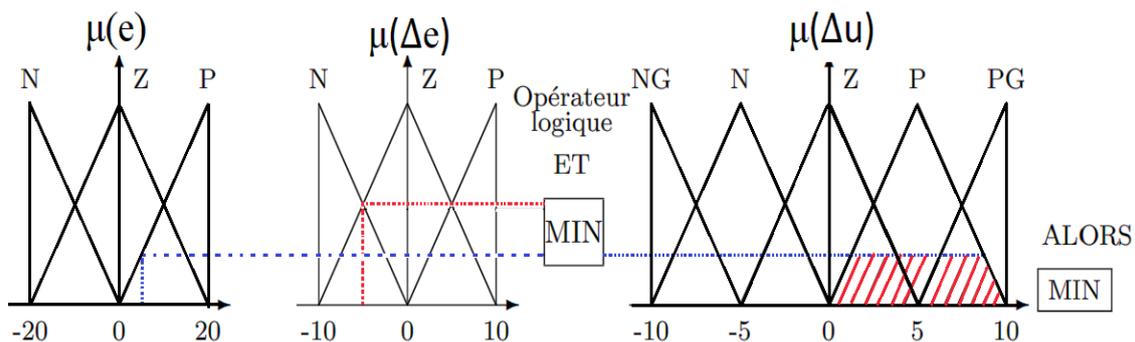


Figure III.4 : Opérateur alors dans la méthode d'interface max min.

- **Max-Produit** : Cette méthode est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur «OU» par la formation du maximum, l'opérateur «ET» par la formation minimum, l'implication « ALORS » est réalisée par la formation du produit et l'opérateur «OU» qui relie les règles est réalisé par maximum.

**Exemple 3**

On choisi la règle suivante : Si (e est P et Δe est Z) alors Δu est P

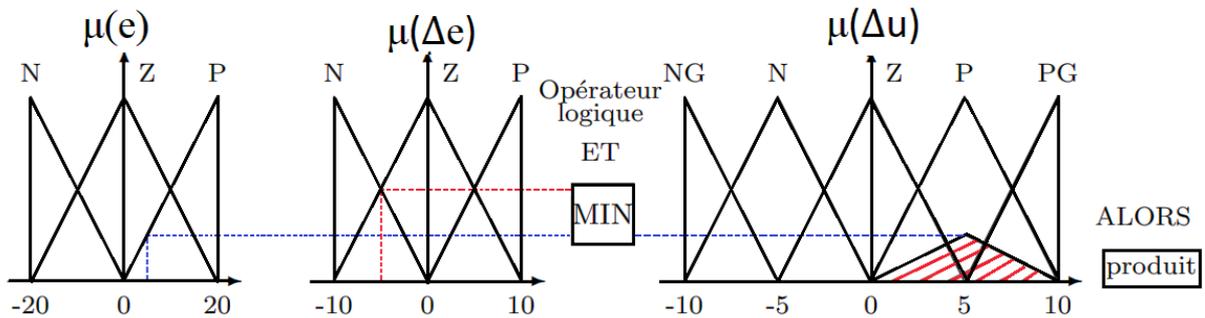


Figure III.5 : Opérateur alors dans la méthode d'interface max-Prod.

- **Somme-produit** : Dans ce cas, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, la conclusion "ALORS" réaliser par le produit aussi et l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

**III.5.4. Défuzzification**

La défuzzification vise à convertir l'ensemble flou de sortie, obtenu par le groupe des règles, en une valeur de commande précise [41], parmi les stratégies de défuzzification les plus utilisées on a :

**III.5.4.1. Méthode du la moyenne des maximum**

Cette méthode est utilisée lorsque plusieurs ensembles flous ont la même valeur maximale, dans ce cas on prend la moyenne des abscisses du maximum comme présenté dans la figure suivante [42]:

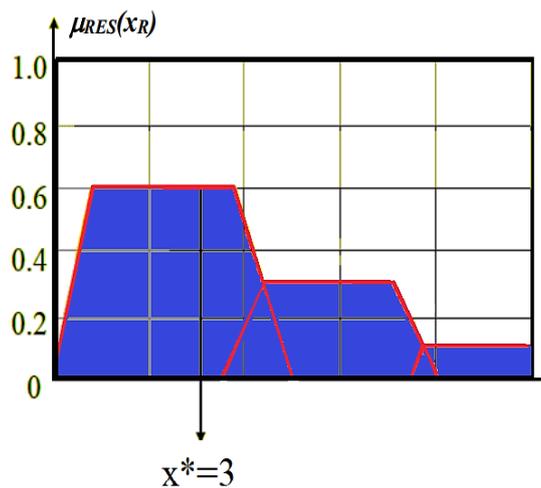


Figure III.6 : Méthode défuzzification par maxima.

**III.5.4.2. Méthode du centre de gravité**

C'est la plus utilisée dans les contrôleurs flous c'est pour ça dans notre modèle nous avons choisi cette méthode, elle permet de générer la commande de sortie en calculant l'abscisse du centre de gravité de l'espace flou résultant. Cette abscisse peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante[34] :

$$\Delta u_n = \frac{\int x.\mu(x).dx}{\int \mu(x).dx} \tag{III.1}$$

La figure (III.7) représente un exemple sur le principe de la méthode du centre de gravité :

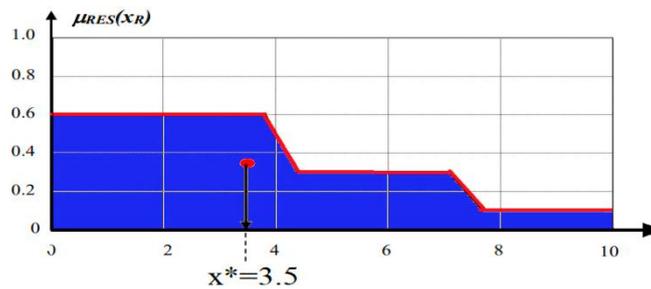


Figure III.7 : Méthode de défuzzification par méthode de centre de gravité.

**III.6. Conception du régulateur mode glissant flou appliqué à la MAS**

Dans le chapitre II, nous avons démontré que la commande mode glissant maintient la robustesse et améliore les performances du système. Cependant, le phénomène de Chattering représente son principal défaut. Pour surmonter ce problème et améliorer les performances de la commande, une combinaison de commande par logique floue et commande par mode de glissant va être proposée. Cette combinaison regroupe les avantages de deux techniques et forme un nouveau régulateur mode glissant flou (CMG-floue).

Dans cette commande CMG-floue, la fonction de saturation (sign) est remplacée par un système d'inférence flou pour lisser l'allure de commande. Voir la figure (III.8).

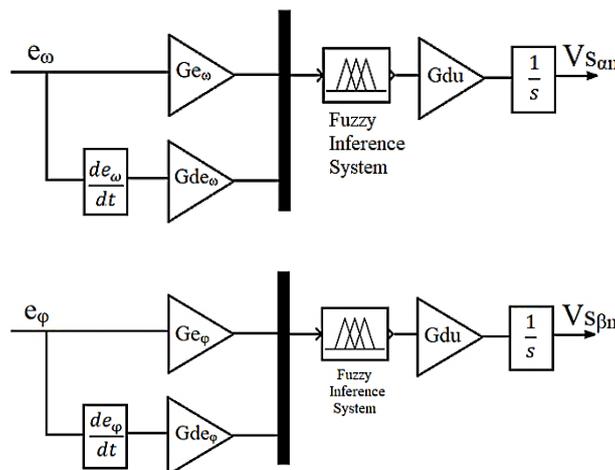


Figure III.8 : Schéma fonctionnel de la partie discontinu de la commande mode glissant flou.

### III.6.1. Fuzzification

Cette étape consiste à transformer des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues [43], pour une bonne régulation de la vitesse et de flux rotorique, on utilise deux entrées : l'erreur et son dérivée, et une sortie : la commande.

### III.6.2. Choix des fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance utilisées dans notre étude sont de type triangulaire et trapézoïdal. Les différents ensembles sont caractérisés par des désignations standards suivantes:

Négatif Grand : NG

Environ Zéro : EZ

Positif Grand : PG

La figure (III.9) montre les différentes fonctions d'appartenance de l'entrée  $e$  (l'erreur de la vitesse et de flux  $e$ ),  $de$  (la dérivée d'erreur  $\Delta e$  de vitesse et de flux) et la figure (III.10) montre les fonctions d'appartenance de la commande  $u$  respectivement.

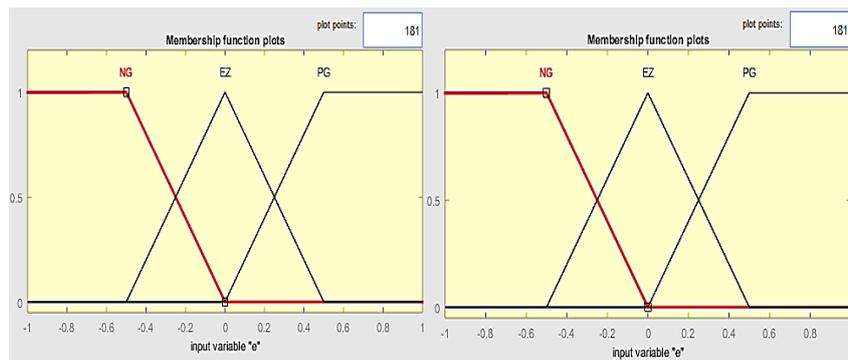


Figure III.9 : Fonctions d'appartenances des deux entrées  $e_{\omega}$  et  $\Delta e_{\omega}$ .

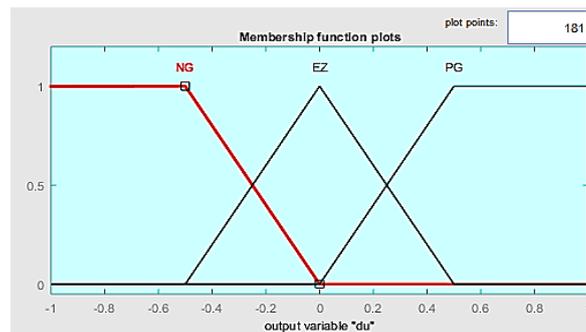


Figure III.10 : Fonctions d'appartenances de variable de sortie

### III.6.3 Base de règles et inférence floue

À partir de l'étude du comportement du système nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées (vitesse et flux). Comme nous l'avons constaté, il y a trois ensembles flous, ce qui donne neuf combinaisons possibles de ces entrées, d'où neuf règles présentées sous la forme de tableau suivant[43] :

$\Delta e$ \ e	NG	EZ	PG
NG	NG	NG	EZ
EZ	NG	EZ	PG
PG	EZ	PG	PG

Tableau III.2 : Matrice d'inférence des règles floues.

### III.7. Application de la commande CMG-floue

La figure (III.11) illustre le schéma bloc de la commande mode glissant floue :

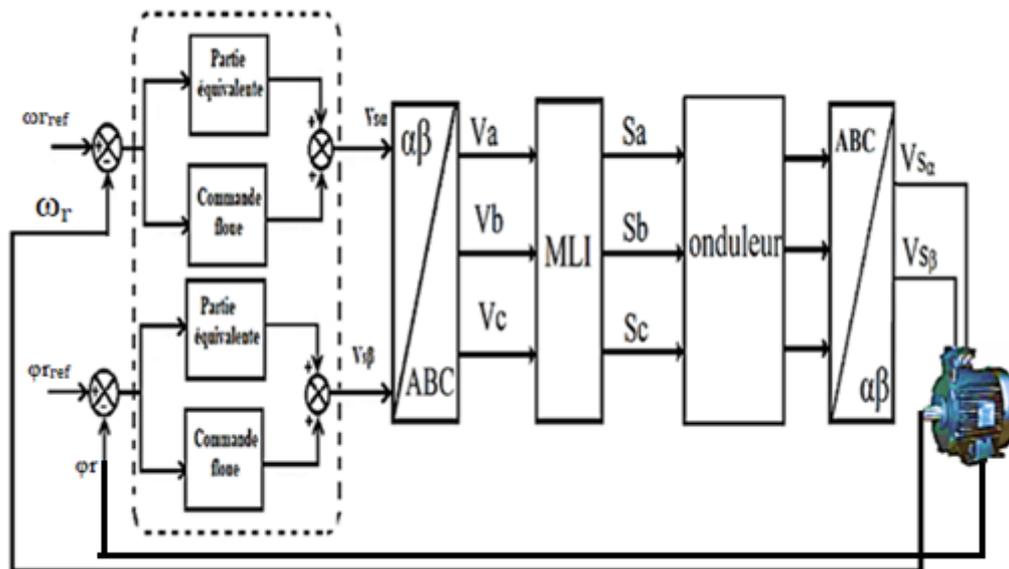


Figure III. 11:Schéma synoptique de la commande flou-mode glissant.

### III.8. Simulation et interprétation des résultats

#### III.8.1 Résultats de simulation

Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent.

L'objectif de cette simulation est la vérification des améliorations théoriques offertes par le contrôleur CMG-flou proposé dans ce chapitre. Pour cela, nous simulons cette commande appliquée à la MAS dans les mêmes conditions que la commande par mode de glissement seule appliquée à la MAS.

La figure (III.12) représentent les résultats de simulations obtenus avec un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 10 N.m ou -10 N.m à différents niveaux au fil du temps définis comme suit :

$$t= [0 \ 0.5 \ 0.5 \ 1.5 \ 1.5 \ 3.5 \ 3.5 \ 4.5 \ 4.5 \ 5]$$

$$Cr= [0 \ 0 \ 10 \ 10 \ 0 \ 0 \ -10 \ -10 \ 0 \ 0]$$

Et avec une variation de vitesse donnée comme suit :

$$t= [0 \ 2 \ 2 \ 3 \ 3 \ 5 \ ]$$

$$\Omega_r= [100 \ 100 \ 0 \ 0 \ -100 \ -100]$$

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de la commande par mode glissant floue, on a effectué ensuite des tests de robustesse (inversion de sens de rotation, variation de la résistance statorique et variation de la charge). Figures (III.13) présentent les résultats de simulation ainsi acquis.

- **MAS en charge et à vide avec inversion du sens de rotation de la vitesse.**

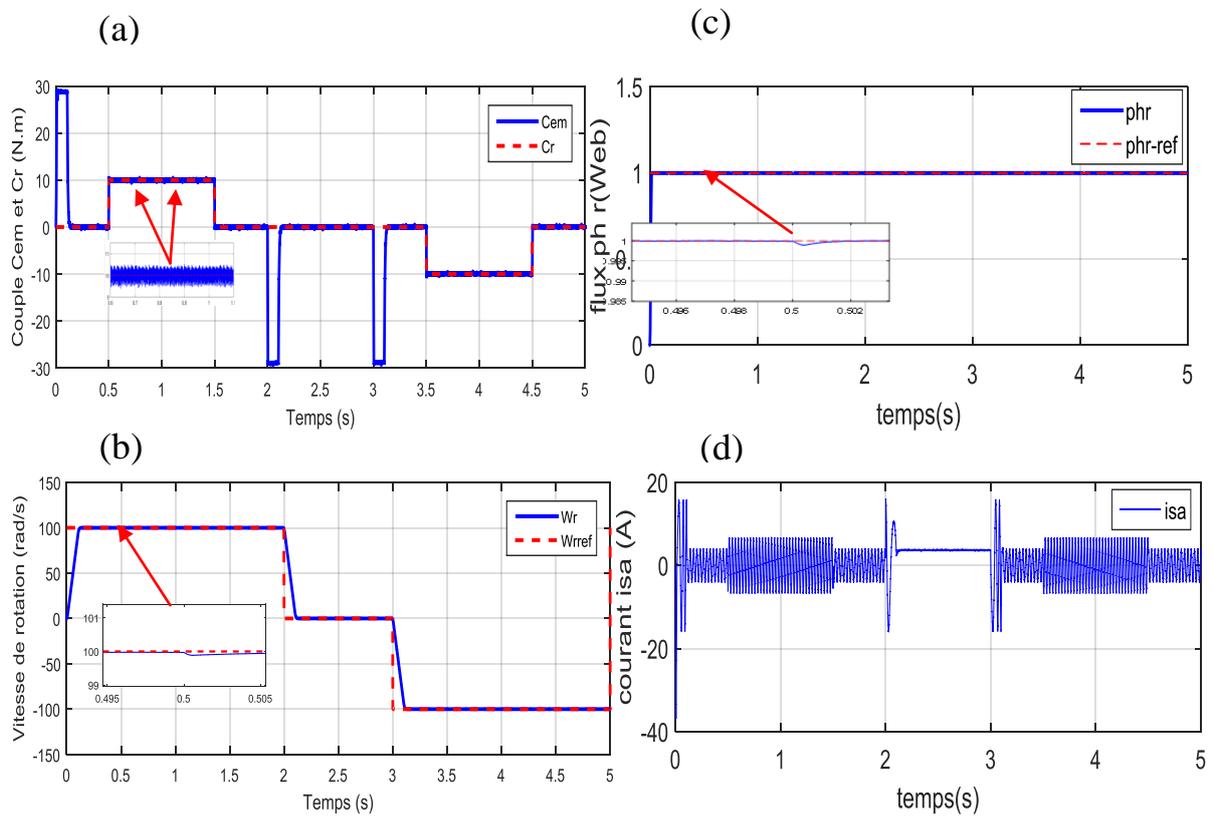


Figure III.12 : Simulation de la commande CMG-floue de la MAS en charge et à vide avec inversion du sens de rotation. (a):Couple électromagnétique, (b): Vitesse angulaire, (c):Flux rotorique, (d): Courant de phase a.

- **MAS en charge et à vide avec inversion du sens de rotation de la vitesse et test de robustesse face au variation paramétrique de la résistance rotorique ( $R_{rn} = 2 * R_{ro}$ )**

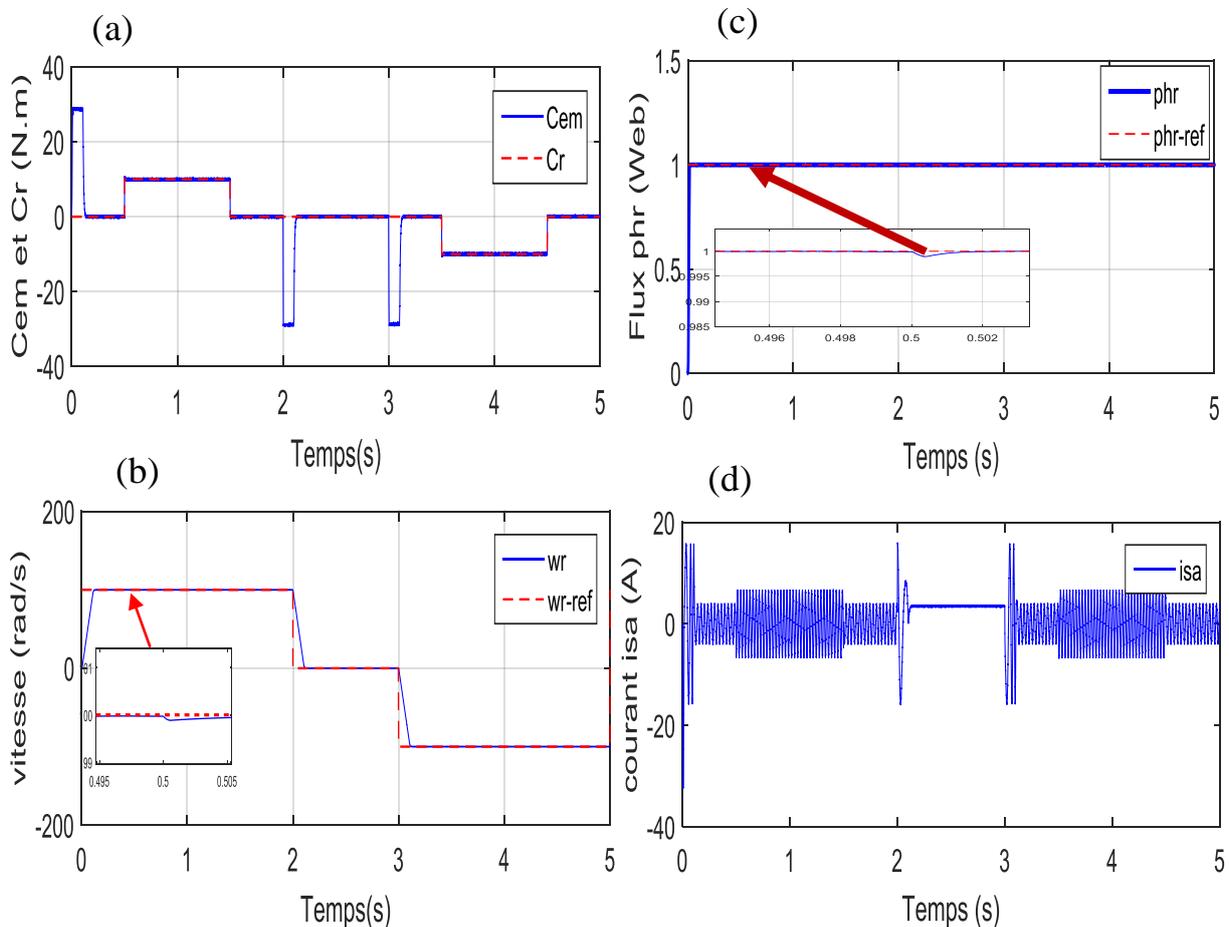


Figure III.13 : Simulation de la commande CMG-floue de la MAS face à la variation de la résistance rotorique. (a): Couple électromagnétique, (b): Vitesse angulaire, (c): Flux rotorique, (d): Courant de phase a.

### III.8.2 Interprétation des résultats

En examinant les résultats de simulations données par les figures (III.12) et (III.13), nous pouvons remarquer les biens faits de la commande mode glissant floue à travers les allures des graphes de la vitesse, le couple électromagnétique et le flux où les oscillations sont considérablement diminuées. Il y a donc une suppression du phénomène de chattering.

- **MAS en charge et à vide avec inversion du sens de rotation de la vitesse.**

Pour les différents profils de test de poursuite, la vitesse de rotation qui est représenté par la figure (III.12.b) suit sa référence sans dépassement. Cela indique qu'il y a une amélioration du temps de réponse (rapidité) qui est égale à 0.12s dans ce cas. La chute de vitesse lors de l'introduction du couple résistant dans cette commande est très petite environ 7% de sa valeur

de consigne. Cette chute de vitesse a été rejetée rapidement par la CMG-floue (0.01s) si on la compare avec la chute de vitesse rejetée par la commande CMG seule.

A partir de Figure (III.12.c) on observe qu'il y a une excellente orientation de flux rotorique sur l'axe directe qui tend vers sa référence de  $1 W_r$  au régime établi.

La figure (III. 12.b) illustre que l'application ou la suppression du couple de charge réagit instantanément sur le couple électromagnétique.

La composante de courant statorique marque un pic de presque 36A au démarrage puis il se stabilise à sa valeur désirée 4A (voire la figure (III.12.d)).

On constate que le couple électromagnétique et le courant marquent des pics, lors de l'inversion du sens de rotation, puis ils se stabilisent en régime permanent. On constate aussi une variation négligeable au niveau des composantes du flux rotorique ce qui confirme que le découplage persiste toujours.

On peut dire enfin que nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour la vitesse, le flux, et le courant rotorique, face à la variation de la vitesse de la MAS ainsi que l'introduction ou l'annulation de la charge et l'avantage major de cette commande CMG-floue, c'est la diminution du broutement.

- **MAS en charge et à vide avec inversion du sens de rotation de la vitesse et test de robustesse face au variation paramétrique de la résistance rotorique ( $R_{rn} = 2 * R_{ro}$ )**

En constatant les résultats donnés par Figure (III.13), on peut relever les mêmes remarques enregistrées dans la partie précédente.

On a aussi remarqué que la variation de  $R_r$  n'affecte pas le phénomène de chattering qui a été réduit grâce à cette nouvelle commande CMG-floue.

On peut conclure enfin que cette commande présente une bonne robustesse en présence de la variation paramétrique et des perturbations diverses.

### III.9. Étude comparative entre CMG et CMG-floue

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus dans les chapitres II et III, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les deux commandes considérées dans ce mémoire, à savoir, CMG et CMG-floue. Cette étude va nous aider à choisir la commande appropriée. Les performances offertes par chaque type de commande sont regroupées dans le tableau (III,3).

	Mode glissant	Mode glissant floue
<b>Rapidité</b>		
<b>Temps de repense de la vitesse (s)</b>	0.1	0.1
<b>Précision</b>		
<b>Erreur statique de la vitesse (ras/s)</b>	0.01	0.01
<b>Effet chattering</b>		
<b>Ondulation de couple <math>C_{em}</math> (Nm)</b>	6	0.8
<b>Effet chattering</b>		
<b>THD (courant <math>i_s</math>)%</b>	37	26

Tableau III. 3 : Comparaison entre (SMC et FSMC).

A partir de Tableau III.3, on remarque que la commande CMG et CMG-floue donne des performances similaires concernant la rapidité et la précision. Cependant la CMG-floue réduit considérablement l'effet chattering causé par la fonction sign de la commande CMG.

### **III.10. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle commande robuste mode glissant floue basée sur la combinaison des principes de la commande mode glissant d'ordre 1 et la logique floue. Les différents résultats de la simulation obtenus montrent la haute performance (rapidité, stabilité et précision) et la robustesse du contrôleur CMG-floue face aux variations paramétriques et des perturbations externes. Cette commande a prouvé son efficacité en réduisant le phénomène de chattering qui nuise le bon fonctionnement de la machine asynchrone.

L'étude comparative effectuée entre les performances de la CMG et celles de CMG-floue a montré que la CMG-floue a abouti à de meilleurs résultats

## Conclusion générale

La caractéristique non linéaire et la variation paramétrique de la machine asynchrone durant son fonctionnement posent un problème de commande conduisant à utiliser des commandes non linéaires et robuste afin d'obtenir de bonnes performances.

Dans ce travail, nous avons étudié par simulation numérique, en utilisant le Matlab/Simulink, la commande d'une machine asynchrone. Notre objectif concerne le réglage de la vitesse de la machine asynchrone alimenté par un onduleur de tension et un redresseur triphasé. Ainsi nous nous sommes intéressés par la commande par mode de glissant et la commande par mode glissant floue appliquées à la machine asynchrone est de comparer les performances et la robustesse de chaque commande.

Dans le chapitre I, nous avons présenté la modélisation de la MAS à partir des équations mathématiques en utilisant la matrice de Park pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la machine asynchrone. Les simulations réalisées ont démontré l'impact de l'application de la charge.

Nous avons présenté ensuite, dans le chapitre II, la commande par modes glissants ainsi que ses avantages (simplicité de conception, robustesse face à des perturbations externes (couple de charge) ainsi que les variations paramétriques (résistance et changement de sens de rotation de la vitesse). Nous rappelons également le principal inconvénient de ce type de commande est l'existence d'un phénomène indésirable appelé "chattering". Des simulations ont été présentées pour illustrer les améliorations apportées par cette approche ainsi que l'inconvénient major de cette commande et qui est ce phénomène de broutement.

Dans le troisième chapitre nous avons développé une loi de commande hybride qui combine la commande CMG avec la logique floue ce qui donne une commande CMG-floue. L'application de ce contrôleur au modèle de la machine asynchrone a permis, tenant compte des variations paramétriques et perturbations externe dues à la charge, une régulation très satisfaisante de flux et de la vitesse en réduisant l'effet chattering.

Nous avons fait à la fin une étude comparative entre les deux types de commande CMG et CMG-floue et nous avons remarqué que les performances offertes par la commande CMG-floue sont nettement meilleures que celles acquies à partir de la commande par mode glissant.

Ce travail est loin d'être terminer, il reste quelques points à examiner tel que:

- Tester ces commandes sur un processus réel;
- Utiliser des méthodes d'optimisation pour déterminer les gains des deux régulateurs CMG et CMG-floue;
- Utiliser d'autres méthodes pour réduire l'effet chattering comme la commande mode glissant d'ordre supérieur.

## Annexe

### A.1 Paramètre de la MAS

Nom	Valeur	Unité
Puissance nominale	1.5	<i>KW</i>
Tension nominale	220	<i>V</i>
Fréquence nominale	50	<i>Hz</i>
Nombre de pair de pole	2	
Résistance statorique	4.85	$\Omega$
Résistance rotorique	3.805	$\Omega$
Coefficient d'induction statorique	$274^e-3$	<i>H</i>
Coefficient d'induction rotorique	$274^e-3$	<i>H</i>
Coefficient d'induction mutuelle	$285^e-3$	<i>H</i>
Moment d'inertie	0.031	<i>N.s/rad</i>

### A.2 Constants de la commande par mode glissant

$K_1$	1000
$K_2$	50000
$V_1$	70000
$V_2$	30000

### A.3 Les constants modes glissant flous

$K_{ew}$	1/10
$K_{e\phi}$	10
$K_{dew}$	50
$K_{dew}$	1/25
$K_{de\phi}$	0.005
$K_{duw}$	90

### A.4 Condition de simulation Matlab

Type	Fixed-step
Ode45	(Runge Kutta order 4)
Fixed-step Size (fundamental sample time)	0.00001
Tasking mode for periodic sample time	Auto

## Bibliographie

- [1].A. Teggat,"Étude comparative entre la commande vectorielle a flux oriente et la commande directe du couple de la machine asynchrone", Mémoire pour obtenir le diplôme de Master, Université d'Ouargla, 2016.
- [2].A. Ameer,"Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Mémoire pour obtenir le diplôme de Magister, Université de Batna 2, 2003.
- [3].S. Rezgui,"commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel", Mémoire pour obtenir le diplôme de Magister, Université de Constantine, 2009
- [4].A. Toufik. "Commande des Systèmes Non Linéaires par mode glissant Flou", Mémoire pour obtenir le diplôme de Magister en AUTOMATIQUE Magister en automatique, Université de Biskra, 2009.
- [5].K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui, J. Zaytoon, "Commande hybride par mode glissant flou appliquée à un moteur à induction", Proc.du CIFA', Douze (Tunisie), 2004.
- [6].R. Bendali "Commande par mode glissant de la machine asynchrone", Mémoire pour obtenir le diplôme de Master, Université Mouloud Mammeri Tizi Ouzou, 2012.
- [7].S. Rezgui, H. Benalla, "Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel", Université Frères Mentouri Constantine 1, 2009.
- [8].M. Nour, "Commande floue direct du couple électromagnétique d'une machine asynchrone", Mémoire pour obtenir le diplôme de Magister, École normale supérieure de l'enseignement technique d'Oran, 2007 .
- [9].M. Aiachi, K. Cherade, "Commande Robuste RST d'une Machine Asynchrone", Mémoire pour obtenir le diplôme de Master, Université d'Ouargla, 2015.
- [10]. M. Loucif, "Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur", Université Aboubakr Belkaid–Tlemcen–Faculté de Technologie, 2016.
- [11]. F. Chaouche, M. Chaouche, M. Negrouche. "Étude et expérimentation d'un variateur de vitesse pour machine asynchrone", Mémoire pour obtenir le diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri Tizi Ouzou, 2010.
- [12]. A. Ait Arkoub, A. Mouhoub Ali, A. Marzouk, "Calcul des performances d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil sous environnement FEMM", Mémoire pour obtenir le diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri Tizi Ouzou, 2011.
- [13]. G. Buche, "Commande vectorielle de machine Asynchrone en environnement TEMPS Réel MATLAB/Simulink". Thèse D'ingénieur C.N.A.M en automatisme Industriel, (C.U.E.F.A) 'GRENOBLE' ,2001.
- [14]. A. Guettab, "Effets de l'alimentation sur la détection des défauts dans une machine asynchrone à cage basée sur l'analyse de signal du courant", Mémoire pour obtenir le diplôme Magister, Université Hassiba Benbouali de Chlef, 2012.

## Bibliographie

- [15]. B. Lounissi, H. Benzzaoui, "L'utilisation de la méthode de PRONY pour la détection des défauts de court-circuit enter spires dans la MAS", Mémoire pour obtenir le diplôme de Master, Université Mohamed Khider de Biskra, 2020.
- [16]. A. Yahdou, "Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique", Mémoire pour obtenir le diplôme Magister, Université Hassiba Benbouali de Chlef, 2011.
- [17]. A. Aoued, A. Bounoua, "Commande d'un moteur asynchrone pour un processus industriel", Mémoire pour obtenir le diplôme de Master, Université Ibn Khaldoun Tiaret, 2022.
- [18]. Z. Tir, D. Chekima, "Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue", Mémoire pour obtenir le diplôme de Master, Université d'EL-Oued, 2014.
- [19]. S. Alia, S. Guedda, "Commande Vectorielle d'une Machine à Induction", Mémoire pour obtenir le diplôme de Master, Université d'EL-Oued, 2018.
- [20]. K. Boukhellout, M. Oudjai, "Étude et modélisation de l'association machine asynchrone-onduleur de tension", Université de Jijel, 2018.
- [21]. A. Kerfi, "La commande vectorielle d'un onduleur triphasée à deux niveaux", Mémoire pour obtenir le diplôme de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2023.
- [22]. S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse", Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2005.
- [23]. A. Mechernene, "Commande neuro-floue adaptative pour la régulation d'un moteur asynchrone", Mémoire pour obtenir diplôme de Magister, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf Oran, 2008.
- [24]. A. Khedimallah, Y. Bousdira, "Commandes non linéaires à base d'un observateur d'un robot mobile", Université de Jijel, 2020.
- [25]. M. Nouadja, L. Chacha, "Commande par mode glissant appliquée à un système électro-énergétique", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, Université d'Ouargla, 2017.
- [26]. B. Amirat, "commande des systèmes non linéaires par mode glissant", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, Université d'Ouargla, 2020.
- [27]. H. Bühler, "Réglage par mode de glissement", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
- [28]. T. Amieur, "Commande des systèmes non linéaire multivariables par mode glissant", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, Université de Tebessa, 2023.
- [29]. H. Chaouche, S. Serroui, "Contrôleur de vitesse du moteur à induction triphasé par mode glissant", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, Université d'Ouargla, 2022.
- [30]. H. Chouiref, S. Souiri, "Commande en vitesse par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanent", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, Université d'Ouargla, 2017.
- [31]. Y. Belkendil M.H. Bekhedda, "Alimentation a Correction de Facteur de Puissance (PFC) Commande par Mode Glissant", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, Université d'Ain-Temouchent, 2017.
- [32]. R. Benayache "Contribution A La Commande Robuste Des Systèmes Non Linéaire Incertains : Application A Un Système Hydraulique", thèse doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.
- [33]. I. Chekkaf, M.A. Bouziane, "La commande par mode glissant des hacheurs boost à deux niveaux", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, École supérieur en sciences appliquées de Tlemcen, 2019.

## Bibliographie

- [34]. A. Chaiba, "Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse doctorat, Université de Batna 2, 2010.
- [35]. H. Bühler, "Réglage par logique floue", Presses Polytechniques et Universitaire Romandes, 1994.
- [36]. A. Tlemçani, "Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série", Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [37]. A. Chikhi, "Conception d'une commande floue du couple (FDTC) de la machine asynchrone basée sur la SVM", Thèse doctorat, Université de Batna, 2013.
- [38]. Y. Elibia, "Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté", Mémoire pour obtenir diplôme de Magistère, Université de Batna, 2009.
- [39]. L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
- [40]. A. Aissaoui, "étude comparative entre deux technique mode glissant et logique floue pour la Commande d'une machine asynchrone double stator", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, Université d'Ouargla, 2021.
- [41]. B. Benhellal, "Commande floue mode glissant application sur le système de grue 3D", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, Université d'Ouargla, 2016.
- [42]. H. Hitoum, "La commande floue : Application à la régulation de température", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, Université Centre Mila, 2020.
- [43]. Y. Laggoun, H. Limane, "Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue", Mémoire pour obtenir diplôme de Master, 2017.

### Résumé

Ces dernières années, les moteurs asynchrones sont plus en plus utilisés dans les applications industrielles en raison de leurs nombreux avantages. Cependant le contrôle de ce type de machine pose quelques problèmes liés à la stabilité de la machine. Dans ce mémoire, plusieurs algorithmes ont été développés et implémentés. Dans la première partie, une présentation de la commande par mode glissant a été abordée, dans deuxième la partie une des techniques de l'intelligence artificielle est proposée : il s'agit plus précisément d'une commande hybride par mode glissant floue afin d'améliorer les performances obtenues et réduire le phénomène de Chattering.

**Mots clés :** Machine asynchrone, commande par mode glissant, logique floue, commande hybride, mode glissant-flou.

### Abstract

In recent years, induction motors have been increasingly used in industrial applications due to their many advantages. However, the control of this type of machine poses a number of problems related to machine stability. In this thesis, several algorithms have been developed and implemented. In the first part, a presentation of sliding mode control is given. In the second part, one of the artificial intelligence techniques is proposed: more precisely, a hybrid fuzzy sliding mode control to improve the performance obtained and reduces the chattering phenomenon.

**Key words:** induction machine, sliding mode control, fuzzy logic, hybrid control, fuzzy-sliding mode.

### ملخص

في السنوات الاخيرة، أصبحت المحركات غير المتزامنة ذات شعبية متزايدة في التطبيقات الصناعية بسبب مزاياها العديدة. ومع ذلك، فإن التحكم في هذا النوع من الآلات يطرح بعض المشكلات على استقرار الآلة.

في هذه المذكرة تم تطوير العديد من أنواع التحكم وتطبيقها. في الجزء الأول، تم مناقشة عرض التحكم بالوضع المنزلق، وفي الجزء الثاني تم التطرق إلى إحدى تقنيات الذكاء الاصطناعي ويقترح بشكل عملي أكثر التحكم بالوضع المنزلق المضرب من أجل تحسين الأداء وتقليل ظاهرة شاترينغ.

**الكلمات المفتاحية:** الآلة غير المتزامنة، التحكم في الوضع المنزلق، المنطق الضبابي، التحكم الهجين، الوضع المنزلق الغامض.