



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la
Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhrad El-Oued

Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Command Electrique

Thème

COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Devant le jury la composé de :

M.Mrezgga Izidine	Président
M.Idriss baba Arbi	Encadreur
M.Allag Mariam	Examineur

Présenté par :

Hanancha Abdelhakim
Youboui Nourelislam

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2018/2019

Remerciements

Nous tenons à remercier premièrement Dieu Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

Nous tenons également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur monsieur Idriss baba Arbi Lakhdar Docteur à l'université de Universit Echahid Hamma Lakhrad El-Oued , pour avoir d'abord proposé ce thème et suivi le déroulement de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.

Nous remercie les membres du jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à réaliser ce travail.

Nous remercie aussi tous les enseignants du département génie électrique qui ont contribué à notre formation

Enfin, Nous tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mon très chère ma mère.

A la mémoire de mon père.

A mes frères et sœurs.

A mes tantes et oncles.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A tous ceux que j'aime.

Abdelhakim Hanancha

Dédicace

*Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et l'unique qui m'offre le
courage
et la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie,
Je dédie ce modeste travail*

A ma mère.

A mon père.

A mes frères et mes sœurs.

A tout ma famille.

*A mes amis et mes collègues de la promotion 2019
« commande électrique ».*

A mes féaux amis (chaque un à son nom).

Younboui Nourelislam

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction	3
I.2. Constitution de la machine asynchrone	3
I.2.1. Stator	4
I.2.2. Rotor	4
I.3. Principe de fonctionnement d'une MAS.....	5
I.4. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	6
I.5. Hypothèses simplificatrices de la MAS	6
I.6. Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	7
I.7. La mise en équation du moteur asynchrone.....	7
I.7.1. Equations électriques	8
I.7.2. Equations magnétiques	8
I.7.3. Equation électromagnétique	9
I.8. Transformation de Park	9
a) Passage direct : triphasé au diphasé	11
b) Passage inverse : diphasé au triphasé	11
I.9. Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone triphasée	12
I.9.1. Equations électriques	12
I.9.2. Equations magnétiques	12
I.9.3. Equation électromagnétique	12
I.10. définition des différents référentiels	13
I.10.1. Référentiel lié au rotor ($x-y$).....	13
I.10.2. Référentiel lié au champ tournant ($d-q$)	13
I.11. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone triphasé	14
I.12. Simulation du modèle de la machine asynchrone	16
I.13. Interprétation des résultats de simulation	18
I.14. Conclusion	19

Chapitre II : Commande par mode glissement de la MAS

II.1. Introduction	20
II.2. Objectif de la commande par mode glissement	21
II.3. Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissant	21
II.3.1. Régime glissement idéal	22
II.3.2. Régime glissement réel	23
II.4. Description du mode glissant	23
II.4.1. Définition du mode glissant	23
II.4.2. Explication du phénomène du glissement	23
II.5. Principe de l'algorithme de commande par mode de glissement	24
II.5.1. Choix des surfaces de glissement	24
II.5.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	25
• Approche directe	25
• Approche de Lyapunov	25
II.5.3. Détermination de la loi de commande	26
II.5.4. Formulation des expressions générales de la commande par modes glissants	29
II.5.5. Régime glissant	30
II.5.6. Convergence en temps fini	30
II.5.7. Phénomène de broutement	31
II.6. Avantages de la commande par mode glissement	32
II.7. Inconvénient de la commande par modes glissants	32
II.8. Domaine d'application du réglage par mode glissement	33
II.8.1. Régulateur de la vitesse rotorique	33
II.8.2. Régulateur du flux rotorique	34
II.8.3. Régulation du courant directe isd	35
II.8.4. Régulateur du courant quadrature isq	36
II.9. Simulation de la commande par mode glissement	37
II-10. Résultats de simulation	38
II.11. Conclusion	41

Chapitre III : Commande par logique floue

III.1. Introduction	42
III.2. L'idée de la logique floue	43
III.3. La commande par Logique flou	43
III.4. Notion de base de la logique floue	43
III.4.1. logique floue	43
III.4.2. Ensemble flou	43
III.4.3. Variable linguistique	44
III.4.4. Fonctions d'appartenance	45
• Fonction triangulaire	45
• Fonction trapézoïdale	45
• Fonction gaussienne	45
• Fonction sigmoïdale	45
III.4.5. Règles floues	46
III.5. Régulateur floue	46
III.5.1 interface de fuzzification	47
III.5.2. Base de règles	47
III.5.3. Mécanisme d'inférence floue	48
III.5.4 interface de défuzzification	48
III.6. Réglage et commande par la logique floue	49
• La fuzzification	49
• l'inférence floue	49
• La défuzzification	49
III.7. principe de la logique floue	48
III.8. opérateurs de la logique floue	50
• cas de l'opérateur <i>ET</i>	51
• cas de l'opérateur <i>OU</i>	51
• cas de l'opérateur <i>ALORS</i>	51
III.9. Domaine d'application	51
III.10. Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue	52
III.11 Conclusion.	52

Chapitre IV : Commande *par mode glissement floue*

IV.1. Introduction	53
IV.2. Commande par mode glissant flou	54
IV.3.Choix des fonctions d'appartenance	54
IV.4. Simulation de la commande par mode glissement flou	56
IV.5. Résultats de simulation	57
IV.6. Etude comparative entre le réglage par MG et celle par MGF	61
IV.7. Etude Comparative	62
IV.8. Test de la robustesse pour les commandes	62
IV.8.1 variation de vitesse	62
IV.8.2 variation de l'inversion vitesse	64
IV.8.3 variation de la résistance rotorique	65
IV.8.4 la variation de la couple de charge	67
IV.9. Conclusion	68
Conclusion générale	69
ANNEXE A	
Références bibliographiques	

Liste des figures

Liste des figures

Figure (I.1) : Schéma représente la MAS	3
Figure. (I.2) : le stator de la MAS	4
Figure (I.3) : le rotor de la MAS	5
Figure (I.4) : Schématique de la MAS	7
Figure (I.5): Référentiel tournant d'axes (u,v)	10
Figure (I.6) : Le schéma bloc du modèle de la MAS.....	17
Figure (I.7) : Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=1.5s$	18
Figure (II.1) : Convergence du système glissement.....	20
Figure (II.2) : Glissement idéal.....	21
Figure (II.3) : Glissement réel.....	21
Figure (II.4) : Démonstration du mode de glissement.....	22
Figure (II.5) : Fonction <i>sign</i> (non linéarité tout ou rien) [9].....	26
Figure (II.6) : Phénomène de broutement [9].....	26
Figure (II.7) : Fonction de saturation ($\varepsilon > 0$ et <i>petit</i>)[9].....	27
Figure (II.8) : Fonction de classe $C^1(\varepsilon > 0$ et <i>petit</i>)[9].....	28
Figure (II.9) : Convergence de la trajectoire vers la surface S.....	28
Figure (II.10) : Phénomène de broutement	30
Figure (II.11): Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement..	32
Figure (II.12) Schéma bloc de la commande par mode glissant de la MAS.....	35
Figure (II.13) : Résultats de simulation de MAS pour fonctionnement à vide.....	37
Figure (II.14) : Résultats de simulation de MAS pour fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=2s$	39

Figure (III.1) : Fonction d'appartenance.....	44
Figure (III.2) : Représentation graphique d'une variable linguistique.....	44
Figure (III.3) : Forme des fonctions d'appartenance usuelles.....	46
Figure (III .4): Schéma synoptique d'un contrôleur flou.....	47
Figure (III.5) : Fonctions d'appartenances.....	47
Figure (III.6) : Exemple de matrice des règles.....	48
Figure (III.7) : Schéma général d'un régulateur flou.....	49
Figure (IV .1) :Fonction d'appartenance de la surface.....	54
Figure (IV.2) : Fonction d'appartenance de la dérivée de la surface.....	54
Figure (IV.3) : Fonction d'appartenance de la valeur de K.....	55
Figure (IV.4) : Schéma bloc de la commande par mode glissant flou de la MAS.....	56
Figure (IV.5) : Résultats de simulation de MAS pour fonctionnement à vide.....	58
Figure (IV.6) : Résultats de simulation de MAS pour fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=2s$	60
Figure (IV.7) : Commande Mode Glissement.....	61
Figure(IV.8) : Commande Mode Glissement floue	61
Figure (IV.9) : Commande Mode Glissement Variation De Vitesse	63
Figure (IV.10) : Commande Mode Glissement floue Variation De Vitesse	63
Figure(IV.11) : Commande Mode Glissement Variation De L'inversion Vitesse	65
Figure (IV.12) : Commande Mode Glissement floue Variation De L'inversion Vitesse.....	65
Figure (IV.13) : Commande Mode Glissement Variation De La Résistance Rotorique	66
Figure (IV.14) : Commande Mode Glissement floue Variation De La Résistance Rotorique.....	66
Figure (IV.15) : Commande Mode Glissement La Variation De La Couple De Charge.....	68
Figure(IV.16) : Commande Mode Glissement floue La Variation De La Couple De Charge.....	68

Liste des Acronymes et Symboles

Liste des Acronymes et Symboles

Acronymes

MAS	: Machine Asynchrone
PI	: Régulateur proportionnel intégral
MG	: mode glissement
RLF	: le régulateur par logique flou

Symboles

f	: Coefficient de frottement visqueux
ω_s, ω et ω_r	: Pulsations statorique, rotorique, et de glissement
p	: Nombre de paires de pôles
Ω	: La vitesse mécanique
r_a	: l'axe de la phase rotorique
s_a	: l'axe fixe de la phase statorique
t	: Variable temporelle
V	: Tension
i	: Courant
C_r	: Couple résistant
σ	: Coefficient de dispersion
T_r	: Constante de temps rotorique
R_t	: Résistance totale ramenée au stator
v_{eff}	: Valeur efficace des tensions d'alimentation.
ω_s	: Pulsation d'alimentation
λ	: gain positif
r	: degré relatif
$e(x) = x^* - x$	: écart de la variable à réguler
U_{eq}	: Commande équivalente
U_n	: Commande de convergence

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industriel présente l'avantage d'être robuste, et peu coûteuse. mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

L'utilisation du moteur asynchrone dans la variation de vitesse n'est pas une chose nouvelle, elle se distingue des moteurs à courant continu par sa puissance massique, sa vitesse maximale supérieure, sa robustesse et son faible coût. L'absence de collecteur mécanique lui permet d'être le moteur privilégié de nombreux domaines comme l'aérospatiale, la chimie, ou la médecine. Cependant ces avantages ont longtemps été inhibés par la complexité de la commande.

Le couplage non linéaire existant entre le flux magnétique et le couple moteur est de nature non linéaire plus complexe à mettre en œuvre que celui d'un moteur à courant continu.

Malgré cela ; depuis plusieurs années, la place de moteur à induction dans les applications industrielles ne cesse de croître. Elle présentait l'année dernière un marché de 1200 millions de dollars avec une augmentation annuelle de 15%. [12]

Cette présence du moteur asynchrone dans les entraînements à vitesse variable est due à l'évolution technologique, dans le domaine informatique et dans le domaine d'électronique de puissance.

Les recherches ont donné un essor appréciable à la commande par mode de glissement. et la commande par logique floue.

La commande par mode glissant qui a été développée en Union soviétique il y a plus de 30 ans, fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Elle possède des avantages incontestables pour les systèmes mal identifiés ou à paramètres variables. Cependant la nature commutante (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement. Les contrôleurs par mode glissant diffèrent des contrôleurs simples de relais, c'est-à-dire ils se fondent sur la commutation à grande vitesse parmi les valeurs de commande. Les progrès effectués dans le domaine de l'électronique de puissance ont rendu l'instrument de commutation à grande vitesse pratiquement réalisable. Cette méthode associée aux systèmes à structure variable. Elle

permet la commutation directe des organes de commande sans introduire des retards supplémentaires, en outre l'obtention lois de commande robustes et performantes. [2]

La commande par logique floue permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des études théoriques approfondies, mais elle souffre d'inconvénients entre autre, on énumère : le nombre de règles lorsque il est grand entraîne la complexité de l'analyse. Aussi le manque en outils théoriques se ressent lors de l'analyse des performances et de la stabilité pour le système à commander.

Dans ce travail nous nous intéressons à l'étude de comparaison entre la commande mode glissement et par mode de glissement flou du moteur asynchrone par la simulation sous l'environnement MATLAB / Simulink.

Ce travail est structure comme suit:

Introduction générale.

Le première chapitre est consacre à la modélisation et la simulation du moteur asynchrone.

Le deuxième chapitre présentera la théorie de la technique du réglage par mode de glissant

Le Troisième chapitre traite la théorie de la technique de la commande floue

Le quatrième chapitre traite la simulation de la technique du réglage par mode de glissant flou. en suit étudié une comparaison entre la commande mode de glissement et mode de glissement flou. terminera par conclusion générale ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'information utilisées.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction

La machine asynchrone est plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait sa facilité de mise en œuvre, de son faible coût, de son bon rendement et son excellente fiabilité[1]. Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égale. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique [2]. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

Dans ce chapitre on donne premièrement une généralité sur la MAS, Puis on passe au développement du modèle de la MAS (machine asynchrone) à partir des équations générales suivit par la transformation de PARK et le choix du référentiel afin d'obtenir la représentation d'état du modèle. La simulation de ce modèle est réalisée par le logiciel SIMULINK sous MATLAB. Enfin on arrive à faire l'interprétation de ces résultats.

I.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator, et une partie mobile appelée rotor comme montre la figure suivante [2].

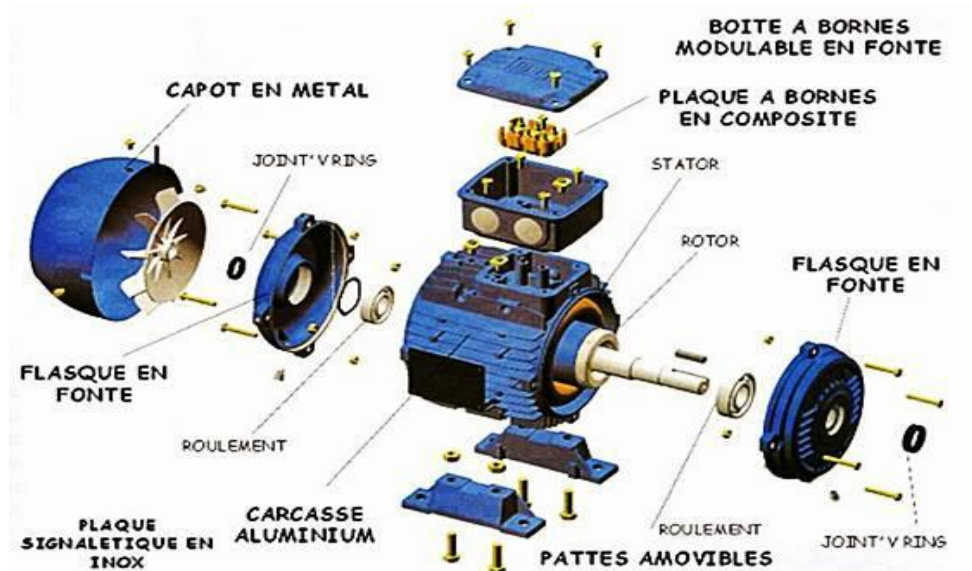


Figure (I.1) : Schéma représente la MAS.

I.2.1. Stator :

il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer, le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [3].

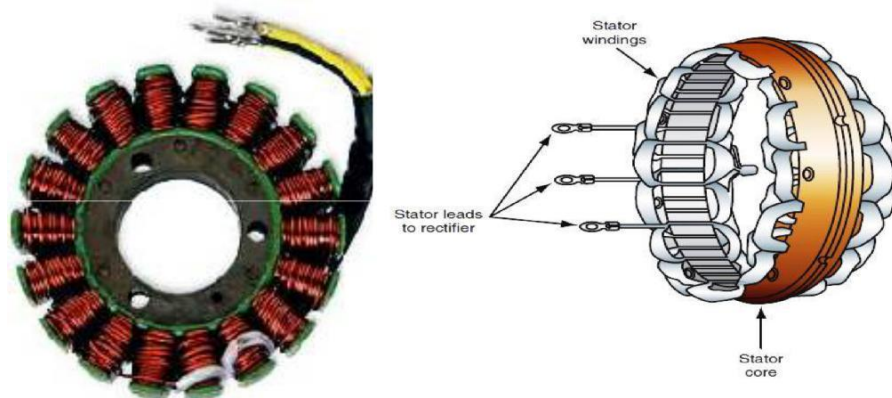


Figure. (I.2) : le stator de la MAS.

I.2.2. Rotor :

Le circuit magnétique du rotor est constitué d'un assemblage de tôles ferromagnétiques rainurées. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. On trouve deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil [2].

- **Rotor à cage d'écureuil** : Il est constitué de barres conductrices très souvent en aluminium. Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices. On dit que le rotor est en court-circuit.

Sa résistance électrique est très faible. Schéma de principe d'une cage d'écureuil.

- **Rotor bobiné :** Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches où sont placés des conducteurs formant des bobinages. On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues et trois balais. Ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur.

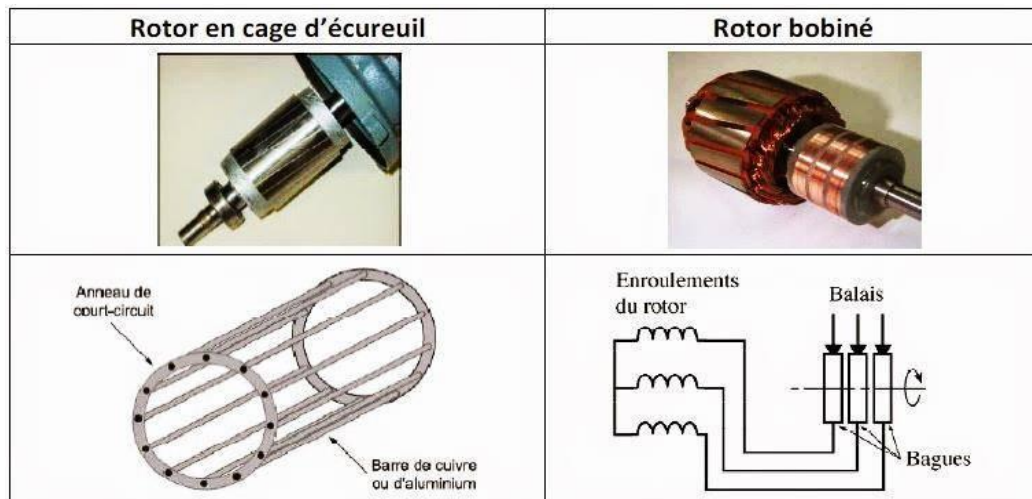


Figure. (I.3) : le rotor de la MAS.

I.3. Principe de fonctionnement d'une MAS :

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Le stator est constitué schématiquement de trois bobinages

décalés de $\frac{2\pi}{3}$ et alimentés par un système de tensions équilibrées de fréquence f . Ces trois bobines créent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme $\frac{\omega_s}{p}$ ou $\frac{2\pi f}{p}$ qui se répartit sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine. La vitesse de rotation synchrone du champ magnétique tournant $\frac{\omega_r}{s}$ est $\frac{f}{p} \cdot p$ en étant le nombre de paires de pôles. Dans le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil, le rotor est constitué par un ensemble de barres longitudinales court-circuitées par deux anneaux et n'est pas accessible de l'extérieur. Ce fait explique sa robustesse par rapport aux autres machines électriques, mais aussi les difficultés rencontrées pour la commander.

Par la suite, on considère que le rotor en court-circuit est équivalent à un enroulement triphasé. Quand le rotor tourne à la vitesse Ω , les courants rotoriques ont pour pulsation $\omega_s - \omega$.

Si $\omega = \omega_s$ le rotor serait soumis à un champ fixe dans son espace, avec pour conséquence la nullité des courants induits et du couple électromagnétique. On parle alors de synchronisme. Ainsi la vitesse du rotor Ω est nécessairement inférieure à $\frac{\omega_s}{p}$ en fonctionnement normal. La différence $\omega_s - \omega$ est appelée pulsation de glissement et donne une image du couple.[5]

I-4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans les points suivants:

✓ **Avantages :**

- Structure simple.
- robuste et facile à construire .
- coût réduit.
- absence d'un système bagues balais.

✓ **Inconvénient :**

- Non découplage naturel.
- Non linéarités [6].

I.4. Hypothèses simplificatrices de la MAS : Dans ce qui suit la machine asynchrone est considérée fonctionner en moteur ; ce dernier avec la répartition de ses enroulements et son organisation complexes des phénomènes difficile à contrôler qui se manifestent dedans tel la saturation, l'hystérésis, les courants de Foucault et d'autres ; alors certaines hypothèses simplificatrices négligent ces phénomènes sont à prendre en considération afin d'aboutir à des résultats suffisamment satisfaisants.

Ces hypothèses sont :

- * Parfaite symétrie de la machine (symétrie axiale, enroulement triphasés équilibrés).
- * La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs.

- * La distribution spatiale des forces magnétomotrices est supposée sinusoïdale le long de l'entrefer.
- * La saturation dans le circuit magnétique est négligée.
- * Phénomène d'hystérésis négligée.
- * Le rotor à cage est décrit par un enroulement triphasé équilibré.[5]

I.5. Modèle dynamique de la machine asynchrone :

La structure générale de la machine asynchrone est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statorique sont décalés entre un d'un angle ($2/3$), ainsi que les axes rotorique [4]. L'angle représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique r_a et l'axe fixe de la phase statorique s_a . Les axes rotorique tournant avec ω_r par rapport aux axes statorique fixessont représentés par la figure suivante.

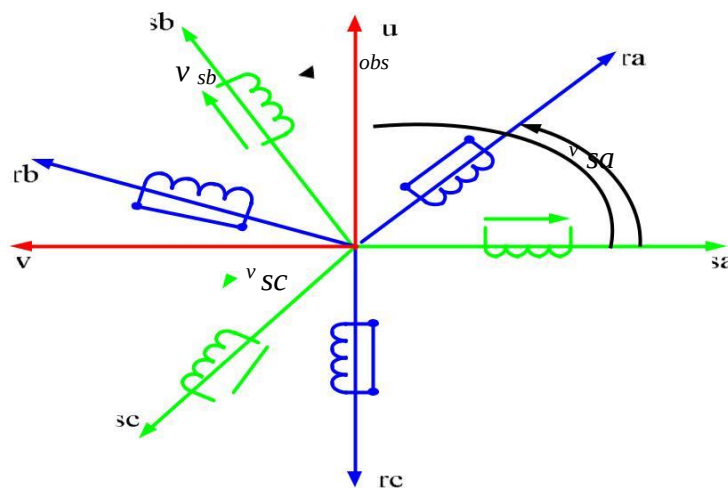


Fig. (I.4) : Schématique de la MAS

I.6 La mise en équation du moteur asynchrone :

Beaucoup de représentation sont adoptées pour cette mise en équation selon le référentiel choisi pour repérer les enroulements statoriques et rotoriques, le comportement de la machine asynchrone peut être traduit par trois types d'équations[5] :

- * Equations électriques ;
- * Equations magnétiques ;
- * Equations mécaniques ;

I.6.1. Equations électriques :

La loi de Faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions appliquées sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages comme suit

$$v = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{I.1})$$

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotorique sous forme matricielle sont:

$$\begin{bmatrix} v_{s_a} \\ v_{s_b} \\ v_{s_c} \\ v_{r_a} \\ v_{r_b} \\ v_{r_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_a} \\ i_{s_b} \\ i_{s_c} \\ i_{r_a} \\ i_{r_b} \\ i_{r_c} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s_a} \\ \phi_{s_b} \\ \phi_{s_c} \\ \phi_{r_a} \\ \phi_{r_b} \\ \phi_{r_c} \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

D'une manière plus raccourcie:

$$\begin{aligned} [v_{s_{abc}}] &= [R_s] [i_{s_{abc}}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s_{abc}}] \\ [v_{r_{abc}}] &= [R_r] [i_{r_{abc}}] + \frac{d}{dt} [\phi_{r_{abc}}] \end{aligned} \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$\begin{aligned} [v_{s_{abc}}] &= [v_{s_a} \quad v_{s_b} \quad v_{s_c}]^T && : \text{Vecteur de tension statorique.} \\ [v_{r_{abc}}] &= [v_{r_a} \quad v_{r_b} \quad v_{r_c}]^T && : \text{Vecteur de tension rotorique.} \\ [i_{s_{abc}}] &= [i_{s_a} \quad i_{s_b} \quad i_{s_c}]^T && : \text{Vecteur de courant statorique.} \\ [i_{r_{abc}}] &= [i_{r_a} \quad i_{r_b} \quad i_{r_c}]^T && : \text{Vecteur de courant rotorique.} \\ [\phi_{s_{abc}}] &= [\phi_{s_a} \quad \phi_{s_b} \quad \phi_{s_c}]^T && : \text{Vecteur de flux statorique.} \\ [\phi_{r_{abc}}] &= [\phi_{r_a} \quad \phi_{r_b} \quad \phi_{r_c}]^T && : \text{Vecteur de flux rotorique.} \end{aligned}$$

I.6.2. Equations magnétiques : Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux /inductance propre),

Les équations des flux en fonctions des courants sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s_{abc}} \\ \phi_{r_{abc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_{abc}} \\ i_{r_{abc}} \end{bmatrix} \quad (\text{1.4})$$

Les équations magnétiques représentant les flux statoriques et rotorique sont représentés par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & L_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

D'une manière plus raccourcie:

$$\begin{cases} \phi_{sa_{bc}} = [L_{ss}] [i_{sa_{bc}}] + [M_{sr}] [i_{ra_{bc}}] \\ \phi_{ra_{bc}} = [L_{rr}] [i_{ra_{bc}}] + [M_{rs}] [i_{sa_{bc}}] \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

$$\text{Où } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix},$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = [M_0] \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Avec:

L_s, L_r : Inductance propre d'une phase statorique (rotorique).

M_s, M_r : Inductance mutuelle entre phases statoriques (rotoriques).

$M_{1,2,3}$: Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$[M_{sr}] = [M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator rotor.

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

I.6.3. Equation électromagnétique : L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega \quad (I.7)$$

Après transformation, nous obtenons :

$$C_{em} = p \left[i_{s_{abc}} \right]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] \left[i_{r_{abc}} \right] \quad (I.8)$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor.

F : coefficient de frottement visqueux.

C_e : couple électromagnétique

P : Nombre de pair de pole

I.7. Transformation de Park :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, cette conversion est appelée souvent transformation des axes, cette transformation représente la projection des trois phases des enroulement (a, b, c) de la machine sur un repère à deux enroulement biphasé orthogonal ($\mathbf{u}$, $\mathbf{v}$, $\mathbf{o}$), les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique [7]. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [8]. Où $\mathbf{u}$ est l'axe directe, $\mathbf{v}$ l'axe en quadrature et $\mathbf{o}$ l'axe homopolaire (axe supplémentaire) comme le montre la figure (I.5)

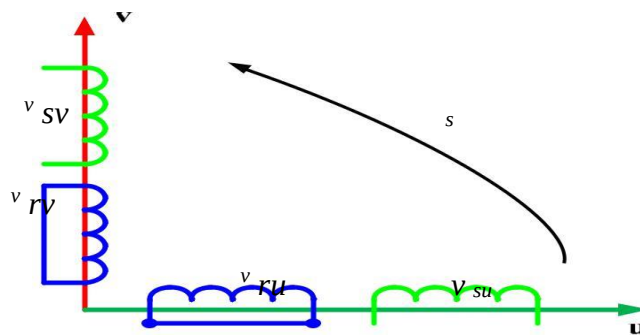


Figure (I.5): Référentiel tournant d'axes (u,v)

Physiquement, l'application de la transformation de Park à la MAS correspond à une transformation des trois bobines (statorique et rotorique) à deux bobines équivalentes reprenant la même considération la matrice de passage du système triphasé au système biphasé (u, v) est donnée par [9]

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

a) Passage direct : triphasé au biphasé :

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[X_{uvo}] = [P(\theta)][X_{abc}]$$

$[P(\theta)]$: La matrice de passage direct de Park.

X: La matrice de passage direct de Park.

X0: La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

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

b) Passage inverse : biphasé au triphasé : La transformée de Park inverse est nécessaire

pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{uvo}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{abc}] \quad (\text{I.11})$$

Et la matrice de passage inverse de Park inverse est donnée par :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

θ : Angle entre l'axe magnétique et l'axe longitudinale.

I.8 Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone triphasée :

La figure (I.5) représente la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine

biphasée équivalente issue de la transformation de Park [10].

I.8.1. Equations électriques : En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé au système biphasé (u, v) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de Park [9].

$$\begin{cases} v_{su} = R_s i_{su} + \frac{d\phi_{su}}{dt} - \omega_{ac} \phi_{sv} \\ v_{sv} = R_s i_{sv} + \frac{d\phi_{sv}}{dt} - \omega_{ac} \phi_{su} \\ 0 = R_r i_{ru} + \frac{d\phi_{ru}}{dt} - (\omega_{ac} - \omega) \phi_{rv} \\ 0 = R_r i_{rv} + \frac{d\phi_{rv}}{dt} - (\omega_{ac} - \omega) \phi_{ru} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

I.8.2. Equations magnétiques : Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

$$\begin{cases} \phi_{su} = L_s i_{su} + M i_{rv} \\ \phi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{ru} \\ \phi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{sv} \\ \phi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{su} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$L_s = L_s - M$: Inductance cyclique propre du stator

$L_r = L_r - M$: Inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator- rotor.

I.8.3. Equation électromagnétique : Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I.7) devient sous la forme suivante:

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_{r_u} i_{s_v} - \phi_{r_v} i_{s_u}) \quad (\text{I.15})$$

I.9.définition des différents référentiels

Le choix du référentiel est déterminé par l'objectif de l'application [11]. On peut fixer le repère $\mathbf{u}, \mathbf{v}$ au stator, au rotor ou au champ tournant.

- Le repère d'axes $\mathbf{u}, \mathbf{v}$ fixe lié au stator θ . Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation ω_s . Cette méthode est généralement utilisée dans l'étude des observateurs ($\mathbf{u}, \mathbf{v} = \alpha, \beta$).
- Le repère d'axes $\mathbf{u}, \mathbf{v}$ lié au rotor θ . Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation ω_r .
- Le repère d'axes $\mathbf{u}, \mathbf{v}$ lié au champ tournant θ_{sl} . En régime permanent les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est retenue dans l'étude de la commande ω_s .

I.9.1. Référentiel lié au rotor (x-y) : Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r et ce traduit par ces conditions[12]: $\omega_{obc} = \omega_r$:

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{s_x} = R_s i_{s_x} + \frac{d\phi_{s_x}}{dt} - \omega_r \phi_{s_y} \\ v_{s_y} = R_s i_{s_y} + \frac{d\phi_{s_y}}{dt} + \omega_r \phi_{s_x} \\ v_{r_x} = 0 = R_r i_{r_x} + \frac{d\phi_{r_x}}{dt} \\ v_{r_y} = 0 = R_r i_{r_y} + \frac{d\phi_{r_y}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.16})$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs rotorique

I.9.2. Référentiel lié au champ tournant (d-q) :

La vitesse du repère de Park est celle du champ $\omega_{obc} = \omega_s$.

Les équations de système prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I. 17})$$

I.10. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone triphasé :

Afin de trouver une résolution analytique pour le système d'équation du modèle Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques i_{ds}, i_{qs} et les flux rotoriques ϕ_{dr}, ϕ_{qr} comme variables d'états.[13] D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques a partir des équation (I-15) et (I-16)

$$\text{Pour les courants rotoriques : } \begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

$$\text{Pour le flux statorique : } \begin{cases} \phi_{ds} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

En reportant ces dernières relations dans (I-17) et (I-18), on aboutira aux systèmes d'équations Suivant [1]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{dr} + \omega \frac{L_m}{T_r} \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \omega \frac{L_m}{T_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + \omega_g \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \omega_g \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \end{array} \right. \quad (I-20)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Le coefficient de dispersion.}$$

On peut mettre (I-19) modèle sous la forme d'équation d'état :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu$$

Où $x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T$ est le vecteur des variables d'état

Et $u = [u_{ds} \ u_{qs}]^T$ représente le vecteur des entrées commandables.

$$[A] = [A_{11}] + \omega_s [A_{12}]$$

Après tout calculs fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega L_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & \frac{\omega L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega_s \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_s & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} \frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & 0 \\ 0 & \frac{-R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}, A_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec:

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

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

$R_t = R_r + \frac{M^2}{T_r L_r}$: Résistance totale ramenée au stator.

I.11. Simulation du modèle de la machine asynchrone :

La simulation du modèle de la MAS est réalisée à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB. La machine asynchrone dont les paramètres sont donnés en Annexe A, est alimentée directement par le réseau triphasé. La simulation sera faite dans le référentiel (α, β) pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide. Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent être présentée comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sa} = \sqrt{2}v_{eff} \sin(\omega_s t) \\ v_{sb} = \sqrt{2}v_{eff} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc} = \sqrt{2}v_{eff} \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad (I-21)$$

Avec :

v_{eff} : Valeur efficace des tensions d'alimentation.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

La figure (I.6) représente le schéma de modélisation de la MAS.

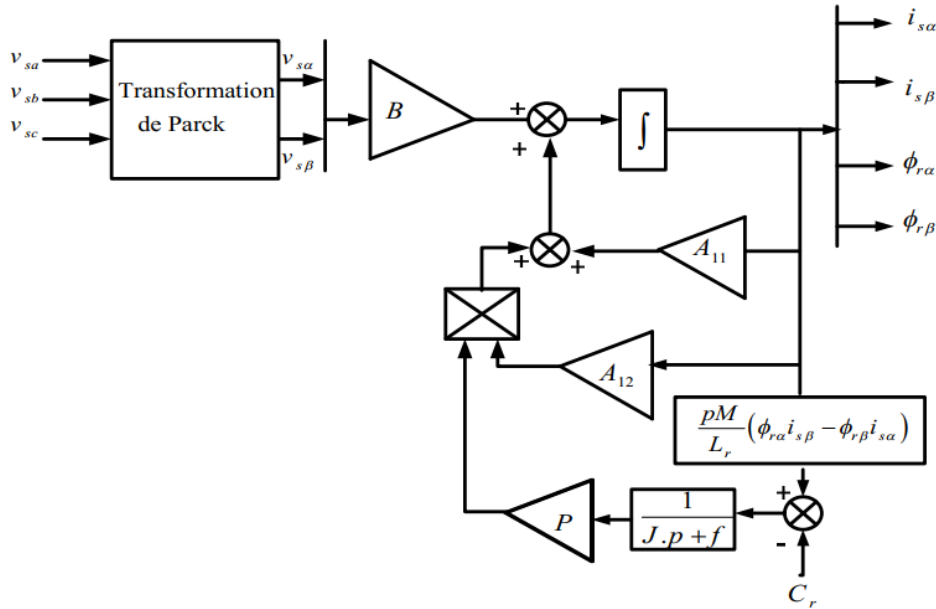


Figure (I.6) : Le schéma bloc du modèle de la MAS.

Les résultats de simulation donnés par la figure (I.6) représentent l'évolution des grandeurs fondamentales de la machine asynchrone à savoir : la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, les courants statoriques et les flux rotorique. La simulation a été réalisée pour un démarrage à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t = 1.5s$

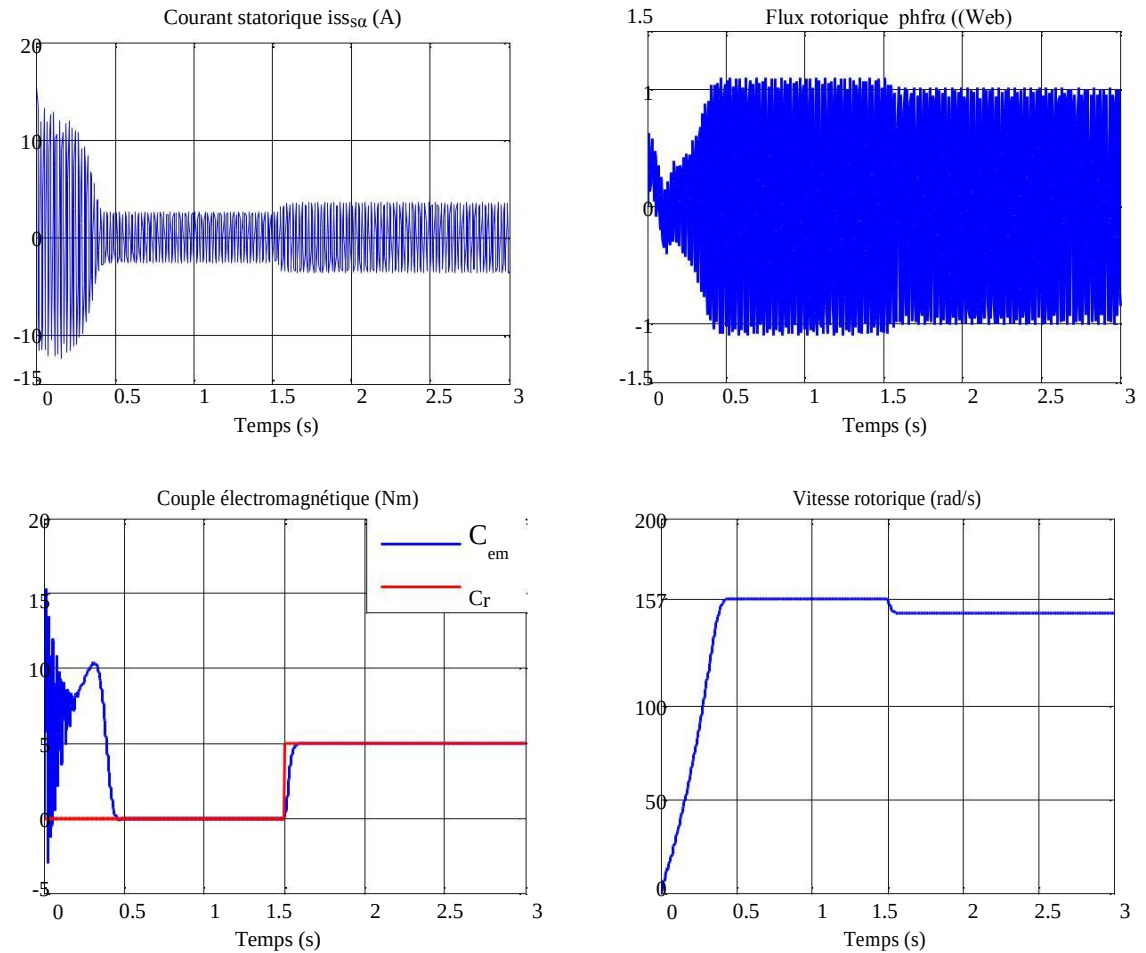


Figure (I.7) : Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide
avec une variation de charge à l'instant $t=1.5s$.

I.12. Interprétation des résultats de simulation :

Les résultats de simulation est égalé montrent que la vitesse augmente linéaire puis se stabilise à une valeur presque la vitesse de synchronisme, quand on applique la charge la vitesse subit à une diminution.

Les résultats de simulation montrent aussi que le couple électromagnétique atteint une valeur maximale au régime de démarrage, puis il diminue jusqu'à sa valeur finale dans le cas à vide, et il se stabilise à la valeur de la charge nominale.

I.13. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous a permis de recueillir des connaissances concernant les machines asynchrone, à savoir la constitution, le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients .En suite, on a représenté la modélisation et la simulation d'une machine à induction. Ce type de machine s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction; par contre son modèle est fortement non linéaire. Actuellement les outils informatiques disponibles permettent sa simulation d'une façon plus adéquate. Le processus de démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide avec variation de charge. Les résultats obtenus montrent la justesse du modèle développé, on peut constater que la charge joue un rôle effectif pour la machine à cause de la diminution de vitesse qu'elle résulte. Pour cette raison, le chapitre deuxième traite la commande par mode de glissement.

Chapitre II

Commande par mode

Glissement de MAS

II.1. Introduction

La commande par mode glissant qui a été développée en Union soviétique il y a plus de 30 ans, fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Elle possède des avantages incontestables pour les systèmes mal identifiés ou à paramètres variables. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients : un phénomène de chattering qui peut causer l'instabilité et qui a un effet néfaste sur les actionneurs

Dans ce chapitre, nous présentons les éléments fondamentaux du formalisme de la commande par mode de glissement. Tout d'abord, nous présenterons les différentes structures de contrôle par les modes de glissement, après, nous expliquons brièvement le principe de cette commande, et le choix de la surface de glissement. et nous allons enfin montrer les avantages apportés par ce type de réglage par rapport à ceux obtenus par les régulateurs classiques PI, après illustration et visualisation des résultats de simulation.

II.2. Objectif de la commande par mode glissement :

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

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite régulation et stabilité
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface[14]

II.3. Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissant :

La théorie du mode glissant est le prolongement de l'étude des systèmes à structure variable[15]. Les premiers travaux concernant ces systèmes de commande ont été proposés et élaborés audébut des années 50 par Emelyanov, puis par d'autres chercheurs comme Utkin à partir des résultats des études du mathématicien Filipov. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit Pour étudier quelques applications. Aux Etats-Unis, cette théorie est introduite par Slotine et au Japon par Young, Harasma et Hashimoto. Il a fallu attendre les années 80, pour que le concept de Cette théorie trouve ses applications dans plusieurs domaines notamment dans les systèmes de commande et serait parmi les techniques de contrôle non linéaire les plus efficaces et les plus robustes. En résumé[9], une commande par régime glissant est divisée en deux parties:

*Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.

*Définition d'une loi de commande qui conduit le système jusqu'à cette région de l'espace d'état.

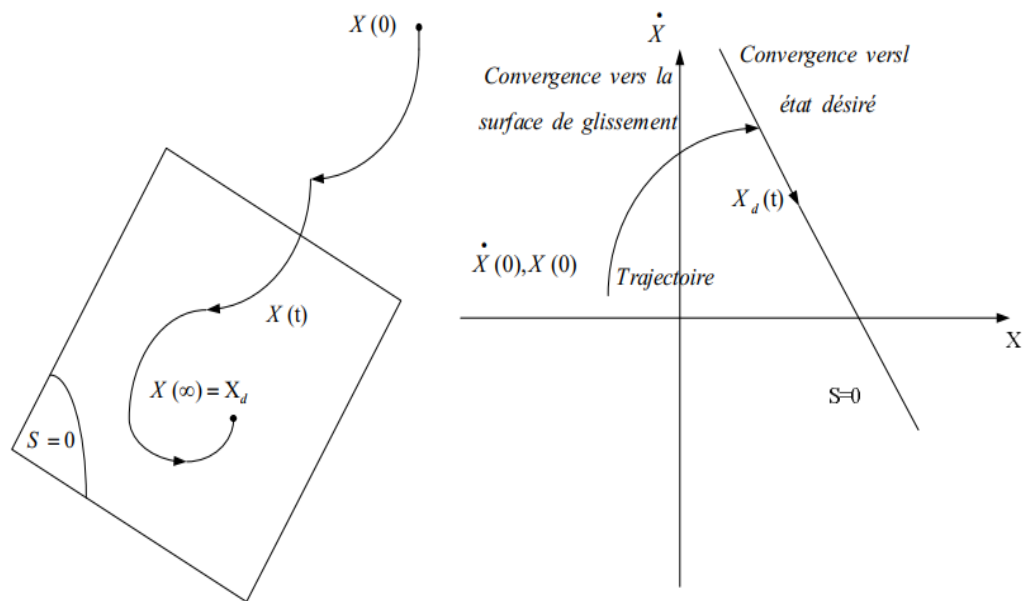


Figure. (II.1) : Convergence du système glissement.

II.3.1. Régime de glissement idéal :

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x)=0$. Le régime glissement idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle [21], le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation $S(x)$ [9].

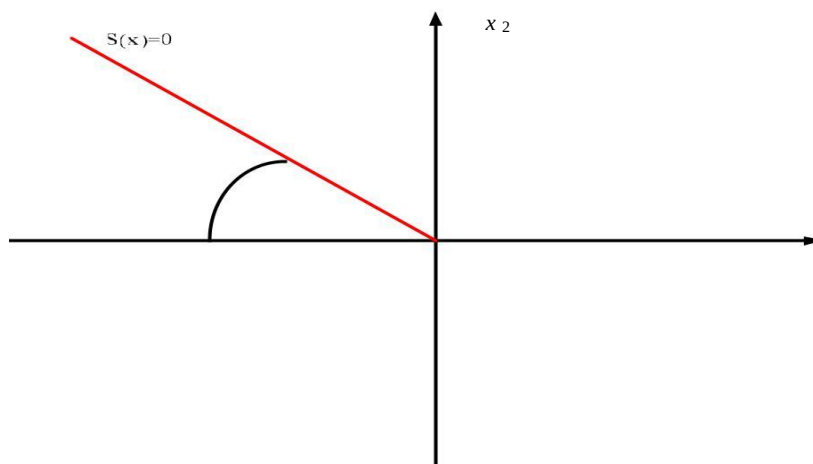


Figure. (II.2) : Glissement idéal.

II.3.2. Régime glissement réel :

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissement reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité [9].

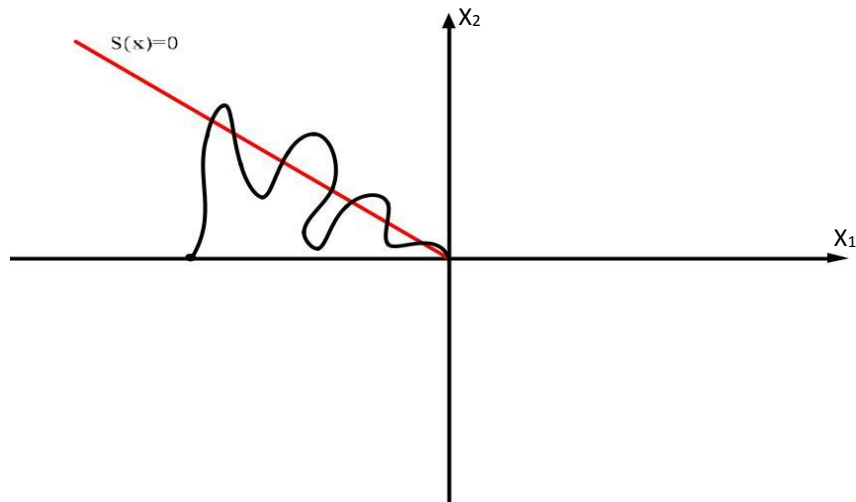


Figure. (II.3) : Glissement réel.

II.4. Description du mode glissant :

II.4.1. Définition du mode glissant :

La technologie des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [15].

II.4.2. Explication du phénomène du glissement :

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre $U_{\max}$ et $U_{\min}$ [15]. Ce phénomène est démontré à l'aide de la figure II.5 pour un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_{s1} et x_{s2} .

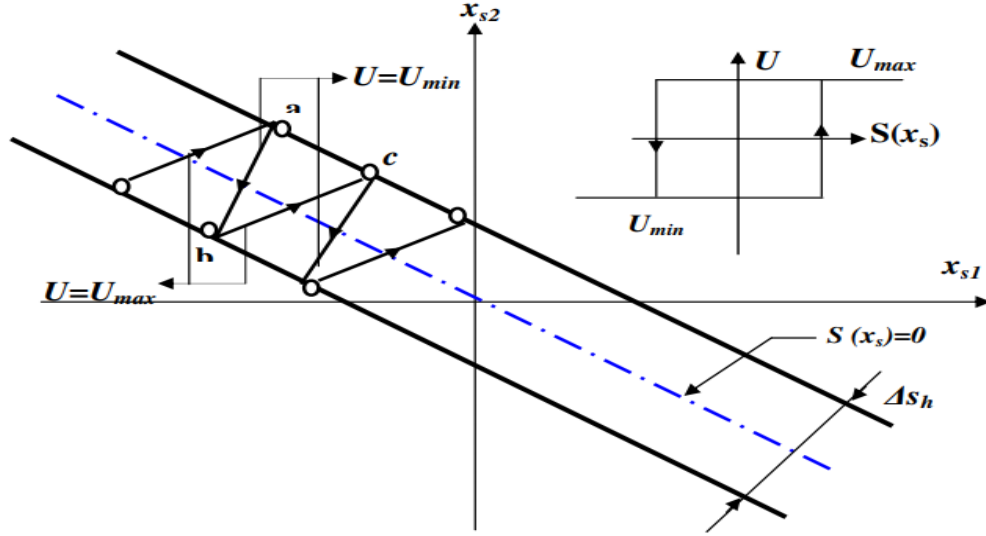


Figure II.4. Démonstration du mode de glissement.

II.5. Principe de l'algorithme de commande par mode de glissement :

L'idée de base de la commande par régime glissant est premièrement d'attirer les états du système dans une région convenablement sélectionnée, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en trois parties [9]:

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissement.
- Détermination de la loi de commande

II.5.1 Choix des surfaces de glissement :

On considère le modèle d'état suivant :

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

Où $[X] \in R^n$ est le vecteur d'état, $[U] \in R^m$ le vecteur de commande, avec $n > m$

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x^* plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [16].

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

Avec :

λ : gain positif;

$e(x) = x^* - x$: écart de la variable à réguler ;

r : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que : $\frac{\partial s}{\partial x} \neq 0$ assurant la contrôlabilité ;

$S(x)$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

II.5.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [16]. On présente deux types d'approches qui sont:

• Approche directe :

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [17] :

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

• Approche de Lyapunov :

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

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

En dérivant cette dernière on obtient :

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

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.6})$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [16].

II.5.3 Détermination de la loi de commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement. L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité.

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

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{II.7})$$

U_{eq} Correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $pS(x) = 0$

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [16].

Afin de mettre en évidence le développement précédant, on considère le système d'état (II.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U . La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$pS(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (\text{II.8})$$

En remplaçant (II.1) et (II.7) dans (II.8), on trouve:

$$pS(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (\text{II.9})$$

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

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (\text{II.10})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (\text{II.11})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (II.9), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (\text{II.12})$$

Et la condition d'attractivité $S(x) \dot{S}(x) < 0$ devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n < 0 \quad (\text{II.13})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B]$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign* (figure II.5).

$$U_n = K_x \operatorname{sign} S(x) \quad (\text{II.14})$$

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x}[B]$

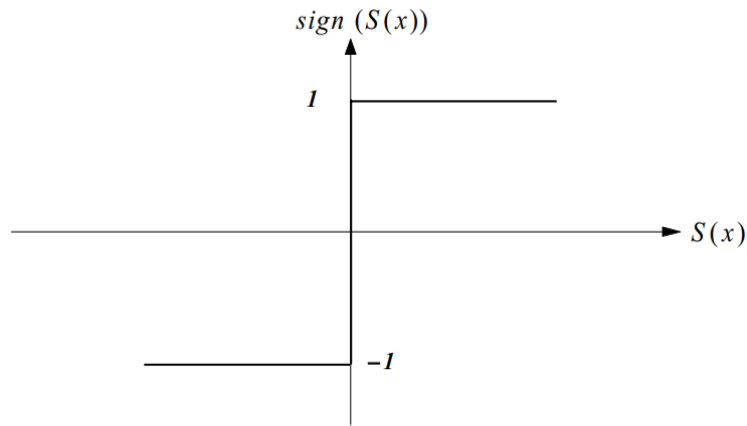


Figure II.5 : Fonction sign (non linéarité tout ou rien) [18]

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes de hautes fréquences. La figure II.6 représente le phénomène broutement.

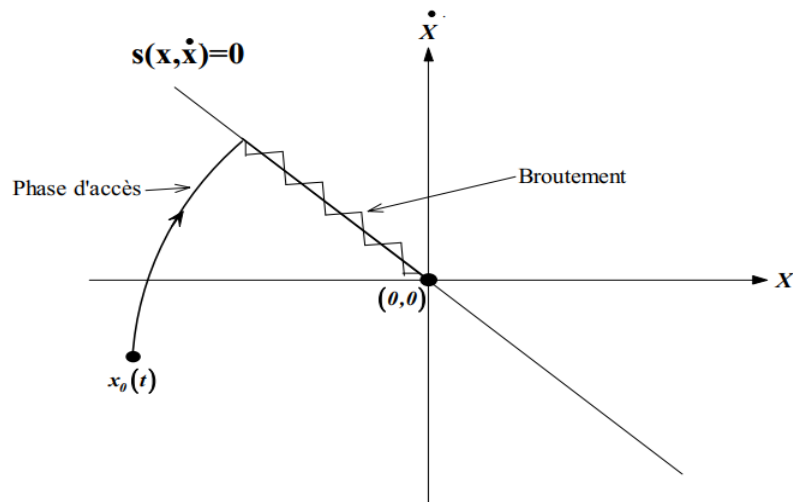
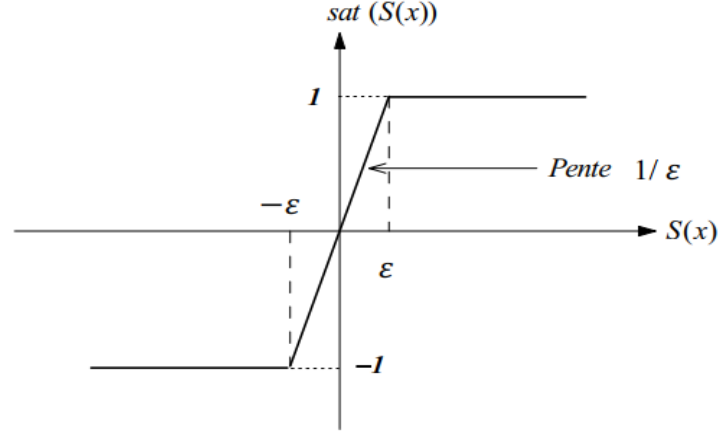


Figure II.6 : Phénomène de broutement [18]

Néanmoins, le broutement peut être réduit (ou éliminé) en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (figure II.7).

$$\text{sat}(S(x)) = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x) > \varepsilon \\ -1 & \text{si } S(x) < -\varepsilon \\ \frac{S(x)}{\varepsilon} & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases}$$

Figure II.7 : Fonction de saturation ($\varepsilon > 0$ et petit)[18]

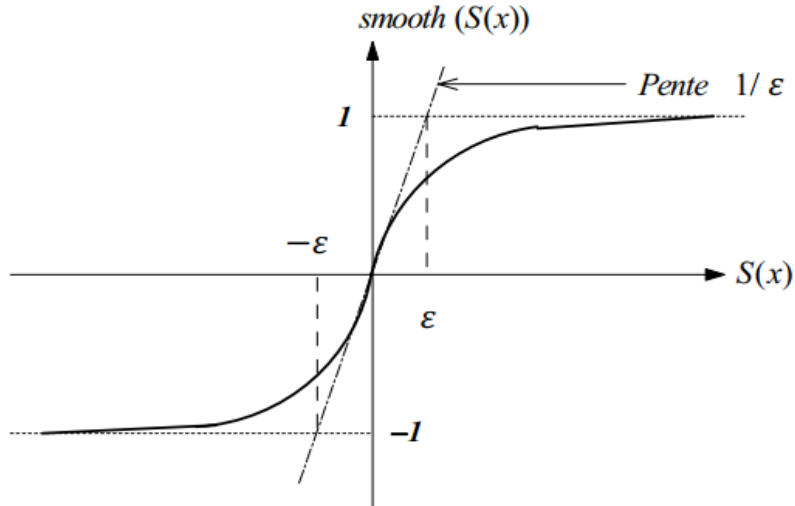
Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe C^1 On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (figure III.5).

$$\text{smooth } S(x) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{II.16})$$

$$\text{D'où, on aura la commande douce suivante : } U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{II.17})$$

Figure II.8 : Fonction de classe C^1 ($\varepsilon > 0$ et petit)[18]

II.5.4 Formulation des expressions générales de la commande par modes glissants :

Considérons le système dynamique décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\dot{x}(t) = f(t, x, u) \quad (\text{II.18})$$

Où f une fonction continue (en x et t), $[x = x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ représente le vecteur des variables d'état, t le temps et le vecteur $u \in R^m$ de commande qui peut éventuellement dépendre du temps. On définit une fonction continue S tel que:

$$S = S(x) \quad (\text{II.19})$$

Pour maintenir l'état représentant l'évolution du système sur la surface S , on définit le vecteur de commande u qui commute entre deux fonctions $U^+(x)$ et $U^-(x)$ continues, comme suit:

$$U = \begin{cases} U^+(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U^-(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

La surface S sépare l'espace d'état en deux régions disjointes $S(x) > 0$ et $S(x) < 0$ et les commutations ont pour but de contraindre la trajectoire à suivre cette surface. Si $S(x) = 0$, le phénomène de glissement devient idéal comme le montre la figure (II.9) [20].

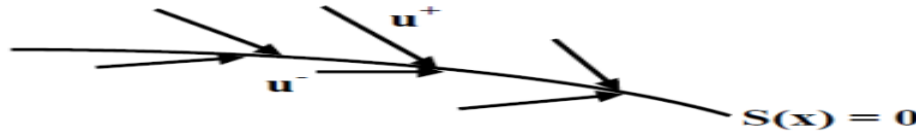


Figure (II.9) Convergence de la trajectoire vers la surface S

Les trajectoires du système sur la surface S ne sont pas clairement définies puisque le vecteur de commande u n'est pas défini pour $S=0$. Filippov a introduit une solution à ce problème en termes d'inclusion différentielle [19].

II.5.5 Régime glissant :

Si pour tout vecteur d'état initial $(t(x)=0) \in S$ la trajectoire d'état reste dans l'hypersurface S , $t(x) \in S$

$\forall t > t_0$ alors $t(x)$ est un mode glissant pour le système [15].

II.5.6 Convergence en temps fini :

Soit, pour un système mono-variable, la fonction de Lyapunov suivante [21] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.21})$$

La dérivée de V est donnée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{II.22})$$

Pour résoudre un tel problème, la dynamique de la surface de glissement est spécifiée par la loi:

$$\dot{S}(x) = -\lambda \cdot \text{sign}S(x) \quad (\text{II.23})$$

Où λ : est une constante strictement positive.

$$\dot{V} = S.\dot{S} < -\lambda|S| \quad (\text{II.24})$$

L'intégration de (II.23) entre le temps initial $t=0$ et le temps de convergence $t = t_c$, permet d'aboutir:

$$S(t_c) - S(0) \leq -(\lambda t_c - 0) \quad (\text{II.25})$$

La surface S sera atteinte durant un temps fini donné par :

$$t_c = \frac{S(t=0)}{\lambda} \quad (\text{II-26})$$

Il apparait que c'est le caractère discontinu de la loi de commande qui permet d'obtenir une convergence en un temps fini sur la surface S et la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieur réduisant l'ordre du système [12].

II.5.7 Phénomène de broutement :

Le régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Cependant, pour une utilisation pratique, la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface appelé phénomène de réticence. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement (figure (II.10)).

Ainsi, les commutations trop rapides peuvent exciter les dynamiques hautes fréquences non modélisées des actionneurs et des capteurs lors de la synthèse de la loi de commande provoquant leurs usures rapide et induisant des pertes énergétiques non négligeables surtout au niveau des circuits de puissance électrique. Elles peuvent aussi dégrader les performances et même conduire à l'instabilité du système [22].

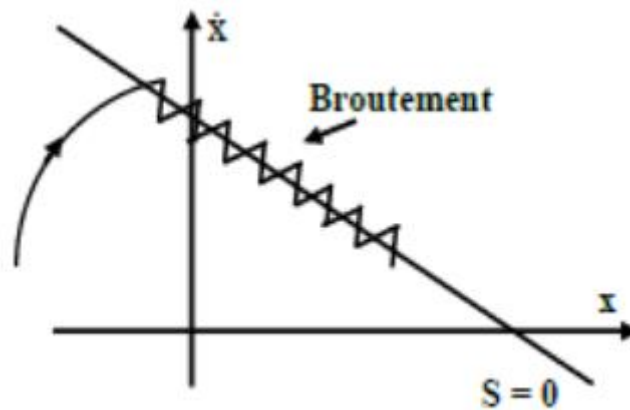


Figure (II.10) Phénomène de broutement

II.6. Avantages de la commande par mode glissement :

Cette commande présente les caractéristiques suivantes [24] :

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

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

Nous avons présenté l'aspect théorique de la commande à structure variable et ces différentes structures. Nous avons d'abord fait un rappel sur le mode glissant. Ensuite on a défini les conceptions nécessaires de cette commande comme le choix convenable de surface de commutation et la loi de commande, enfin la manière par laquelle réduire le phénomène debroutement résultant par la loi de commande [24].

II.7 Inconvénient de la commande par modes glissants

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Evidement, pour une utilisation pratique, seule une commutation à une fréquence finie est possible. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé chattering [10] [25]. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les deux principales raisons à l'origine de ce phénomène sont, d'une part, les

retards de commutation au niveau de la commande et, d'autre part, la présence de dynamiques « parasites » en série avec les systèmes commandés. Ces dynamiques regroupent les dynamiques des actionneurs et des capteurs présents dans le système bouclé et sont généralement négligées lors de la synthèse de la loi de commande. Ainsi les commutations trop rapides de la commutation discontinue sont susceptible d'exciter les modes propres des dynamiques négligées. Ce phénomène peut être si pénalisant que l'utilisation d'une loi de commande par modes glissants peut, dans certaines applications, être à proscrire, vu que son utilisation peut dégrader les performances et même conduire à l'instabilité [26], en plus le chattering peut provoquer d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs et à terme engendrer leur usure rapide [10].

II.8 Domaine d'application du réglage par mode glissement :

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissement à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de trois surfaces sur les deux axes[] .La boucle interne permet de contrôler les courants « i_{ds} et i_{qs} » et la boucle externe la vitesse " Ω_r ".

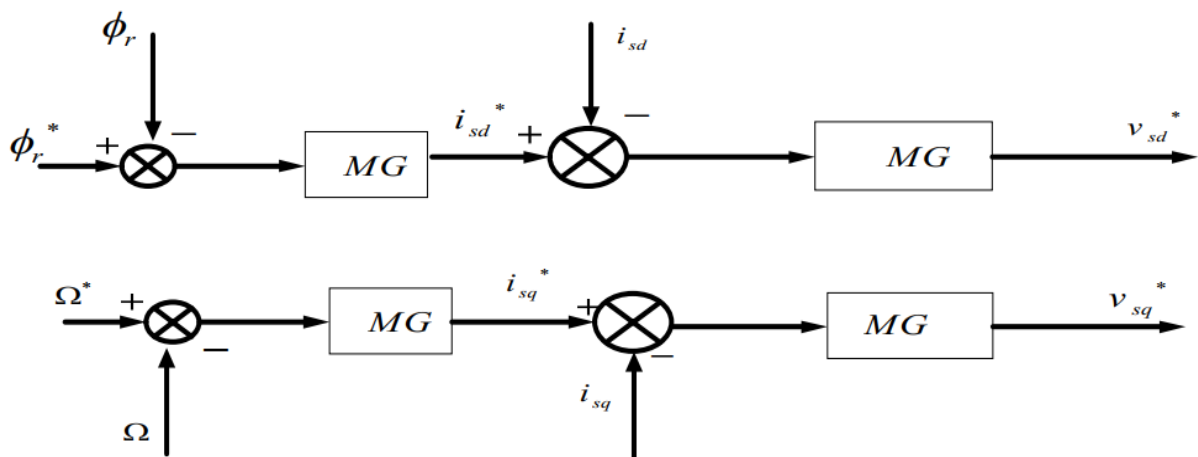


Figure. (II.11): Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement.

II.8.1 Régulateur de la vitesse rotorique:

On choisit la surface de vitesse comme suite :

$$S_{\Omega} = \Omega^* - \Omega \quad (\text{II.27})$$

La dérivée de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.28})$$

On applique la condition suivante :

$$\begin{cases} \frac{dS_{\Omega}}{dt} = 0 \\ i_{sq_n} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

On obtient :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega) = 0 \quad (\text{II.30})$$

On trouve :

$$i_{sq_eq} = \frac{L_r}{PM.\phi_r} \phi_r (C_r + f\Omega) \quad (\text{II.31})$$

Durant le régime de mode glissement:

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = -K \cdot \text{sgn}_{-} S_{\Omega} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.32})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{d\Omega}{dt} = K \cdot \text{sgn}_{-} S_{\Omega} \quad (\text{II.33})$$

Donc la composante non linéaire est donné par :

$$i_{sq_n} = K_{\Omega} \cdot \text{sgn}_{-} S_{\Omega} + \frac{L_r}{PM.\phi_r} \phi_r (C_r + f\Omega) \quad (\text{II.34})$$

Finalement le courant de référence est donné par :

$$i_{sq}^* = K_{\Omega} \cdot \text{sgn}_{-} S_{\Omega} + \frac{2L_r}{PM.\phi_r} \phi_r (C_r + f\Omega) \quad (\text{II.35})$$

II.8.2 Régulateur du flux rotorique:

On choisit la surface de vitesse comme suite :

$$S_{\phi} = \phi_r^* - \phi_r \quad (\text{II.36})$$

La dérivée de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{\phi}}{dt} = \frac{d\phi_r^*}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{II.37})$$

On applique la condition suivante :

$$\begin{cases} \frac{dS_\phi}{dt} = 0 \\ i_{sd_n} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

On obtient :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} (M i_{sd} - \phi_r) = 0 \quad (\text{II.39})$$

La composante équivalente est donné par :

$$i_{sq_eq} = \frac{1}{M} \phi_r \quad (\text{II.40})$$

Durant le régime de glissement :

$$\frac{dS_\phi}{dt} = -K \cdot \text{sgn}_{-} S_\phi = \frac{d\phi_r^*}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{II.41})$$

Après simplification on trouve :

$$i_{sd_n} = K_\phi \cdot \text{sgn}_{-} S_\phi \frac{1}{M} \phi_r \quad (\text{II.42})$$

Le courant de référence est donné par :

$$i_{sd}^* = K_\phi \cdot \text{sgn}_{-} S_\phi \frac{2}{M} \phi_r \quad (\text{II.43})$$

II.8.3 Régulation du courant directe i_{sd}

La surface du courant est donné par :

$$S_{i_{sd}} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (\text{II.44})$$

La dérivé de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{i_{sd}}}{dt} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} = 0 \quad (\text{II.45})$$

A partir simplification on obtient :

$$\frac{dS_{i_{sd}}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(v_{sd} - R_t i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \right) \quad (\text{II.46})$$

La composante équivalente de tension est donné par :

$$V_{sd_eq} = \sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} - R_t i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \quad (\text{II.47})$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{isd}}{dt} - k \cdot \text{sgn} \cdot S_{isd} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} \quad (\text{II.48})$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -k \cdot \text{sgn} \cdot S_{isd} + \frac{di_{sd}^*}{dt} \quad (\text{II.49})$$

Après simplification on trouve la composante non linéaire de la tension :

$$V_{sd_n} = \sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} - R_t i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r + k_{isd} \cdot \text{sgn} \cdot S_{isd} \quad (\text{II.50})$$

La composante directe de tension de références est donné par :

$$V_{sd}^* = k_{isd} \cdot \text{sgn} \cdot S_{isd} + 2 \left(\sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} - R_t i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \right) \quad (\text{II.51})$$

II.8.4 Régulateur du courant quadrature i_{sq} :

La surface du courant est donné par :

$$S_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (\text{II.52})$$

La dérivé de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{isd}}{dt} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} = 0 \quad (\text{II.53})$$

A partir simplification on obtient :

$$\frac{dS_{isd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(v_{sq} - R_t i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_r \right) \quad (\text{II.54})$$

La composante équivalente de tension est donné par :

$$V_{sq_eq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} - R_t i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (\text{II.55})$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{isd}}{dt} - k \cdot \text{sgn} \cdot S_{isd} = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{sq}}{dt} \quad (\text{II.56})$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -k_{isd} \cdot \text{sgn} \cdot S_{isd} + \frac{di_{sq}^*}{dt} \quad (\text{II.57})$$

Après simplification on trouve la composante non linéaire de la tension :

$$V_{sq_n} = \sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} - R_t i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \phi_r + k_{isd} \cdot \text{sgn} \cdot S_{isd} \quad (\text{II.58})$$

La composante directe de tension de références est donné par :

$$V_{sd}^* = k_{isd} \cdot \text{sgn} \cdot S_{isd} + 2 \left(\sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} - R_t i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_r \right) \quad (\text{II.59})$$

Le choix des gains (k_{isd} , k_{isd} , k_{ϕ} et k_{Ω}) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

II.9 Simulation de la commande par mode glissement

La figure (II-12) représente le schéma bloc de simulation du réglage par mode glissement . Le choix de les gains se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur .on notons que les gains des régulateurs sont donnés en annexe.

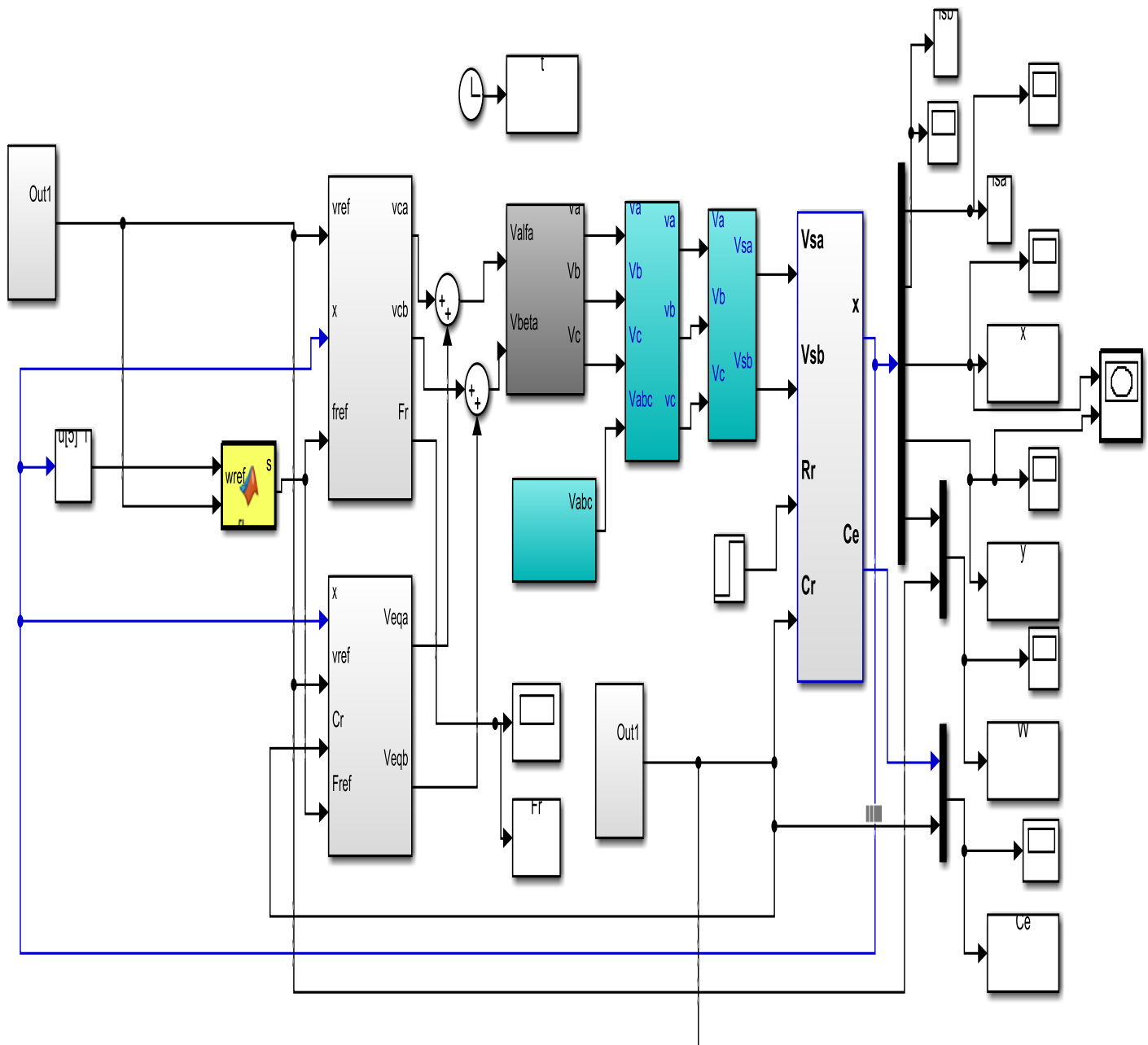


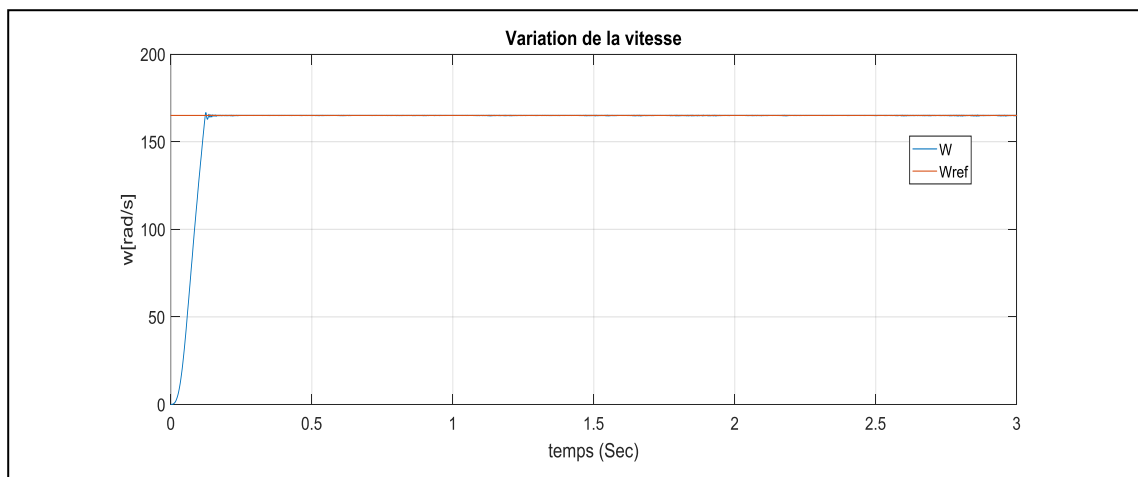
Figure (II-12) Schéma bloc de la commande par mode glissant de la MAS

II-10 Résultats de simulation

Nous avons simulé la commande par mode de glissement de la MAS. Les figures

II-13, II-14 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, la machine entraîne par une vitesse de 165 rad/s, à l'instant $t=2$ s on applique une charge nominale de $C_r=10$ N.m. On remarque avant l'application de la charge que la vitesse possède presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge aucune influence sur l'allure de vitesse est constatée. Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge. Le flux suit correctement la référence.

A) Essais à vide :



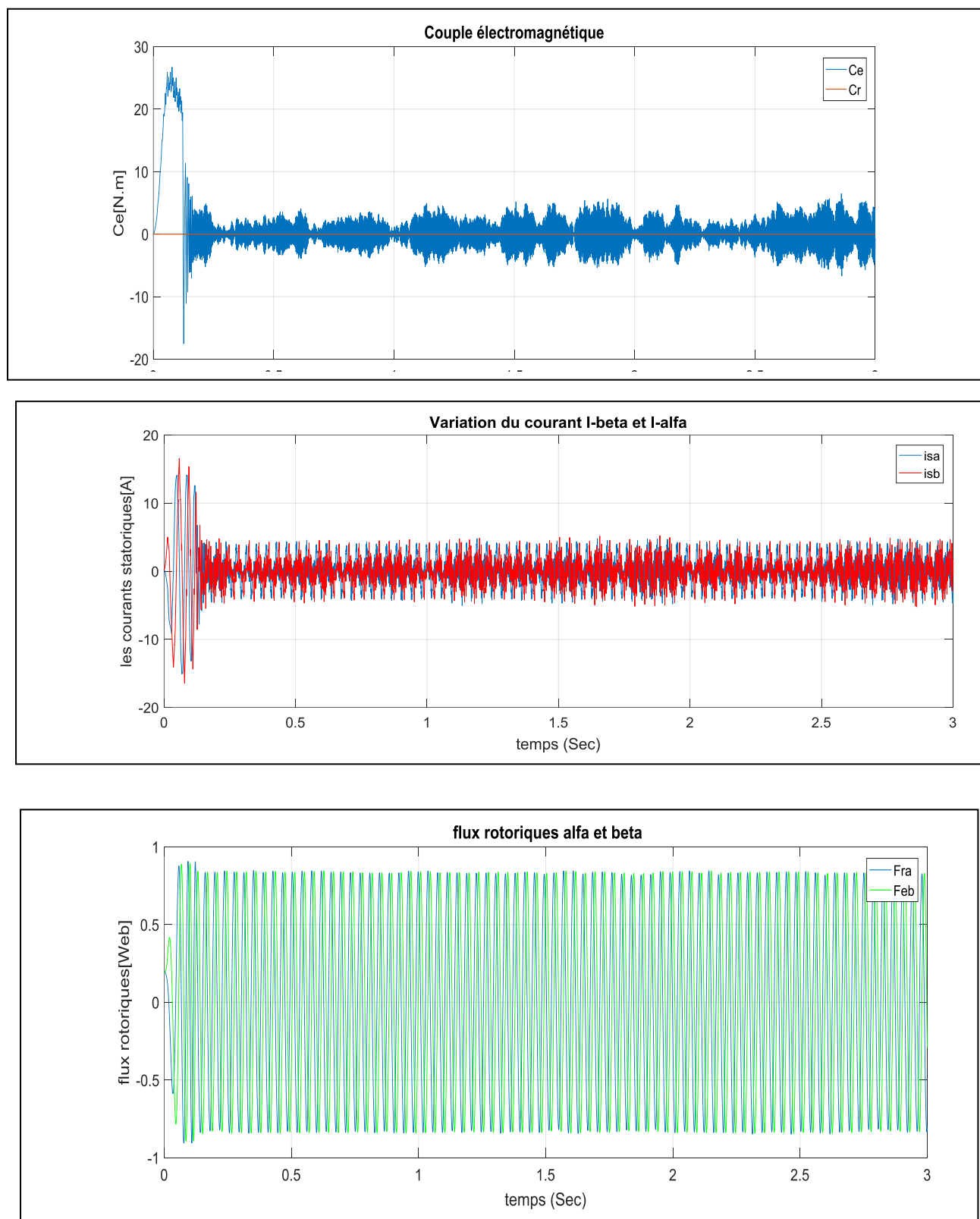
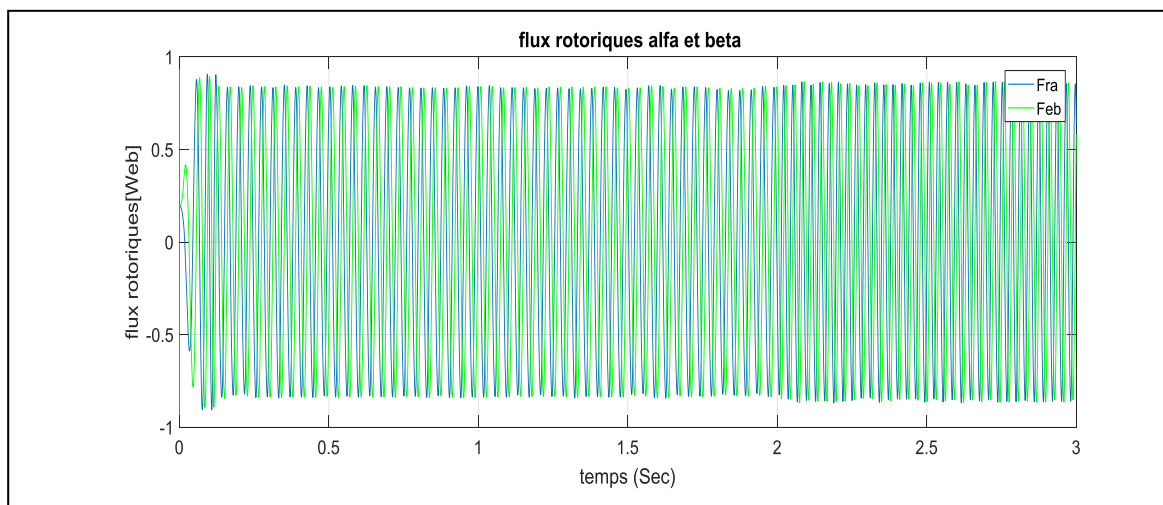
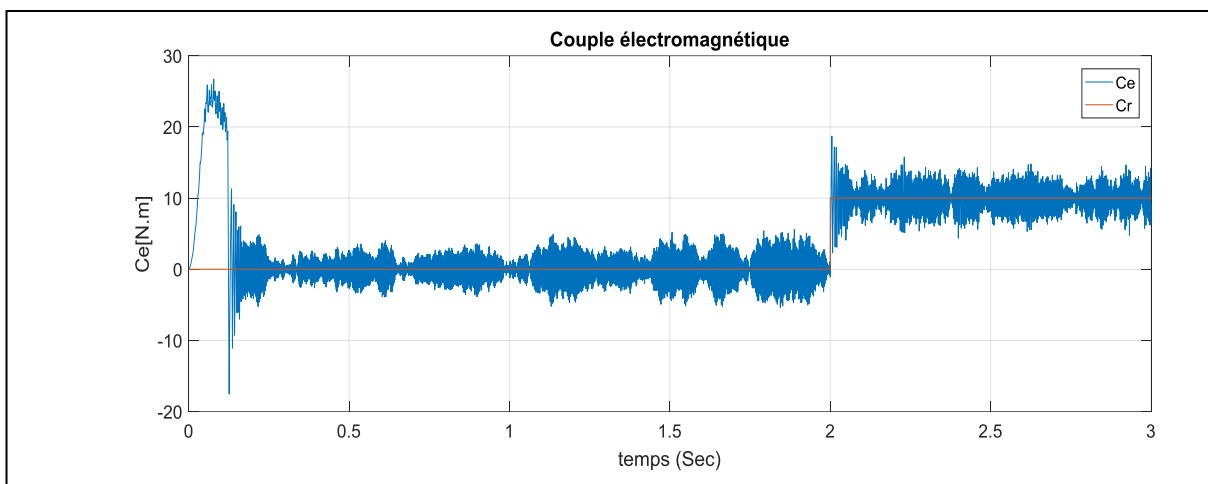
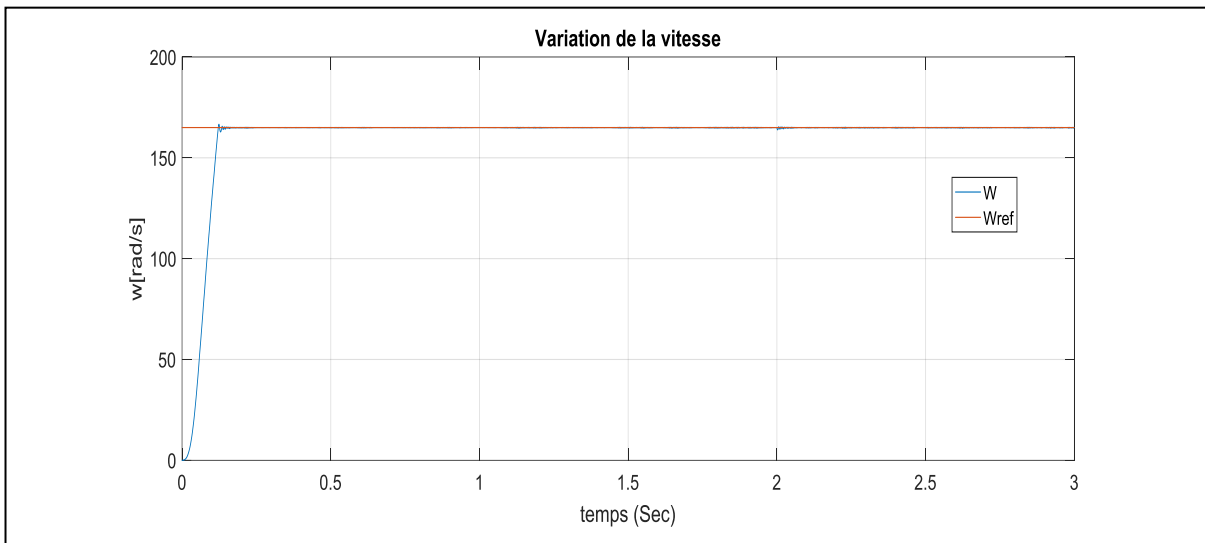


Figure. (II.12) : Résultats de simulation de MAS pour fonctionnement à vide

A) Essais en charge



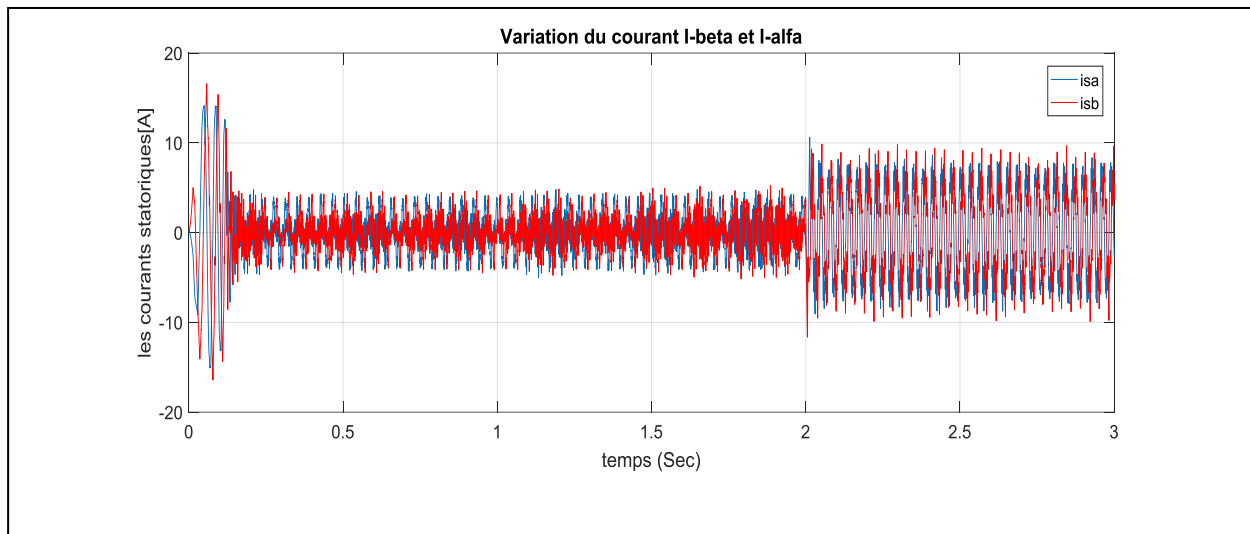


Figure. (II.13) : Résultats de simulation de MAS pour fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=2s$

III-8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par mode glissement de la machine asynchrone. On a d'abord présenté le principe de cette commande et sa description. Puis, on a élaboré et appliqué le modèle de la commande par mode glissant. Enfin, on a présenté et discuté les résultats de la simulation. On a conclu que la commande par mode glissant est insensible et robuste vis-à-vis de la variation de la charge.

La commande par mode de glissement est très robuste, car une fois le système atteint ce mode est resté, sa dynamique est définie par la surface de glissement, donc sa dynamique est indépendante des paramètres variables. Mais à condition d'ajouter un terme avec la commande qui dépend du signe de la surface de commutation.

Les résultats de simulation montrent que les réponses de la vitesse rotoique obtenues avec le réglage par MG sont plus rapides et le réglage de la vitesse par mode glissement, apporte des améliorations remarquables. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est à dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

Chapitre III

Commande par logique floue

III.1. Introduction :

La recherche dans l'intelligence artificielle est très fascinante et incitante, où un très grand nombre de la communauté scientifique ont investi leurs efforts dans ce domaine. Les neurologistes ont essayé de comprendre la microstructure du cerveau permettant une modélisation du système nerveux. D'autre part les psychologues et les psychiatres ont essayé d'analyser notre système de pensée permettant le développement de la logique floue.

La logique floue est de grande actualité, elle permet d'exploiter l'expérience humaine dans le domaine de la commande avec la capacité de prendre en charge le traitement des variables incertaines et imprécises. C'est pourquoi les spécialistes recherchent les meilleures stratégies de commande, permettant des réglages avec les meilleures performances possibles. Le principe du réglage par logique floue part du constat suivant : dans les problèmes de régulation auxquels il est confronté, l'homme ne suit pas, l'image de ces inventions, un modèle mathématique fait de valeurs numériques et des équations. Au contraire il utilise des termes tels que « un peu chaud, allé beaucoup plus vite, freiner à fond, etc.,... », Ainsi que ses propres connaissances qu'il a dans le domaine. Ces connaissances sont, le plus souvent, acquises de façon empirique. Le principe du réglage par la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple), mais des variables linguistiques, proche de langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font intervenir qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. Sur la base de ce principe des différentes réalisations ont vu le jour [27].

Bien que la logique floue possède un champ d'application extrêmement vaste (commande, classification, aide à la décision,...) nous intéressons ici qu'à son utilisation dans le cadre de la commande. Tout d'abord, nous présentons les notions de base de la logique floue, et le principe de commande le régulateur floue et ces connaissances sont suffisantes pour aborder l'utilisation de la logique floue en commande.

III.2. L'idée de la logique floue :

Comme La science s'appuie sur la notion de mesure, la question qui se pose est : comment représenter les valeurs non mesurables? Comment représenter ce qui est incertain ou subjectif ? Comment représenter les termes du langage humain ?. Les descriptions linguistiques d'un système sont souvent vagues. Mais le flou n'est pas imprécis. Si une donnée n'est pas connue précisément, elle peut être exprimée par un intervalle de confiance précis [28]. Cet intervalle est un ensemble de valeurs possible pour la donnée.

III.3. La commande par Logique flou

Cette méthode est en pleine expansion. En effet, elle permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique[30].

III.4. Notion de base de la logique floue

Dans cette section, nous présenterons la théorie de la logique floue et ses principes de base pour pouvoir construire un régulateur flou[30]

III.4.1. logique floue

La logique floue fut développée par Lofti A. Zadeh en 1965 à partir de sa théorie des sous-ensembles flous .Les sous-ensembles flous sont une manière mathématique de représenter l'imprécision de la langue naturelle, ils peuvent être considérés comme une généralisation de la théorie des ensembles classiques [Zadeh, 1965; Kaufmann, 1973; C-T.Lin et Lee, 1996; Jang et al., 1997; Ross, 2005; Tong-Tong, 1995]. La logique floue est aussi appelée "logique linguistique" car ses valeurs de vérité sont des mots du langage courant :

"plutôt vrai, presque faux, loin, si loin, près de, grand, petit...". La logique floue a pour objectif l'étude de la représentation des connaissances imprécises, des raisonnements approchés et elle cherche à modéliser les notions vagues du langage naturel pour pallier l'inadéquation de la théorie des ensembles classiques dans ce domaine [29].

III.4.2. Ensemble flou

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément

défini. Dans un domaine continu les ensembles flous sont définis par leurs fonctions d'appartenance. Tandis que dans le cas discret les ensembles flous sont des valeurs discrètes dans l'intervalle $[0, 1]$. [30]

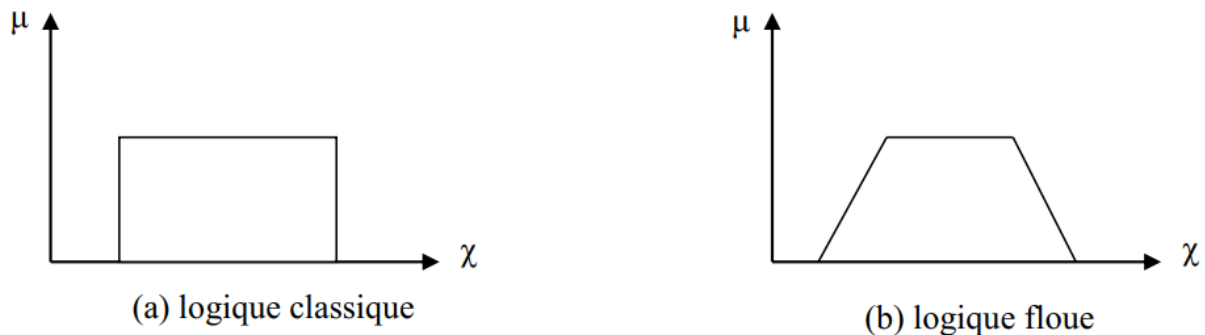


Figure III.1-Fonction d'appartenance

III.4.2. Variable linguistique

La variable linguistique peut être représentée par un triplet $(x, T(x), U)$ dans lequel x est le nom de la variable linguistique, $T(x)$ l'ensemble des valeurs linguistiques de x et U l'univers de discours. La figure (III.2) illustre un exemple de variable linguistique 'Vitesse', ses valeurs linguistiques sont définies comme suit :

$$T(V) = \{Petite, Moyenne, Grande\}$$

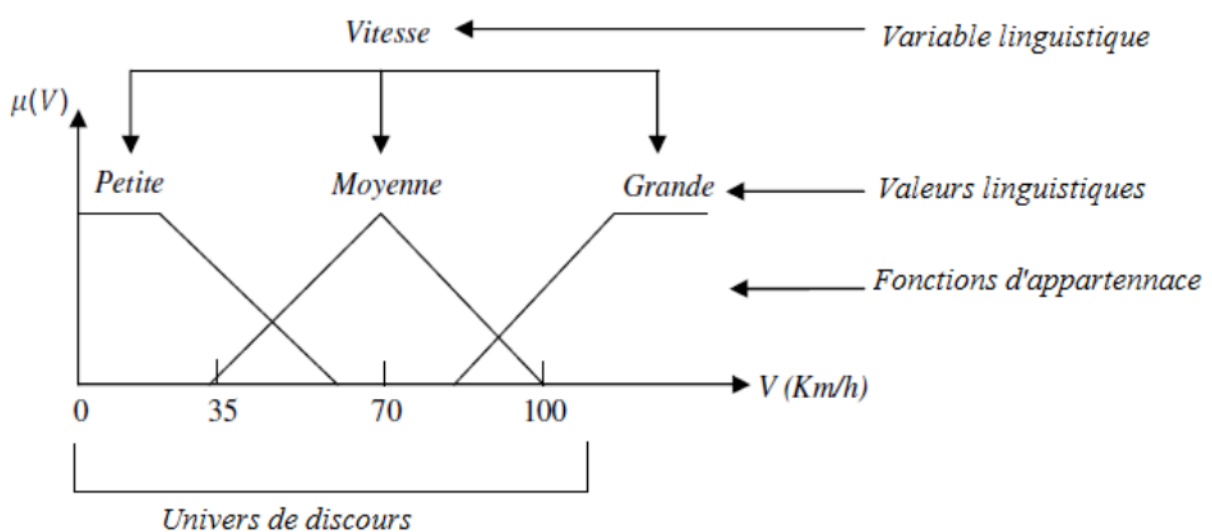


Figure III.2- Représentation graphique d'une variable linguistique.

III.4.3. Fonctions d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles.

Une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par, avec : L l'argument se rapporte à la variable caractérisée, alors que μ l'indice indique l'ensemble concerné. Les fonctions

d'appartenance peuvent avoir différentes formes, comme il est montré sur la **figure III.3**:

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- **Fonction triangulaire :**

Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$:

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } b \leq x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

- **Fonction trapézoïdale :**

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$:

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b \\ 1 & \text{si } b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c \leq x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

- **Fonction gaussienne :**

Elle est définie par deux paramètres $\{m, \sigma\}$:

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2\right) \quad (\text{III.5})$$

Avec : $m, \sigma \in R$

- **Fonction sigmoïdale :**

Elle est définie par deux paramètres $\{a, b\}$:

$$\mu(x) = \frac{1}{1+\exp\left(-\left(\frac{x-a}{b}\right)\right)} \quad \text{si } a, b > 0 \quad (\text{III.6})$$

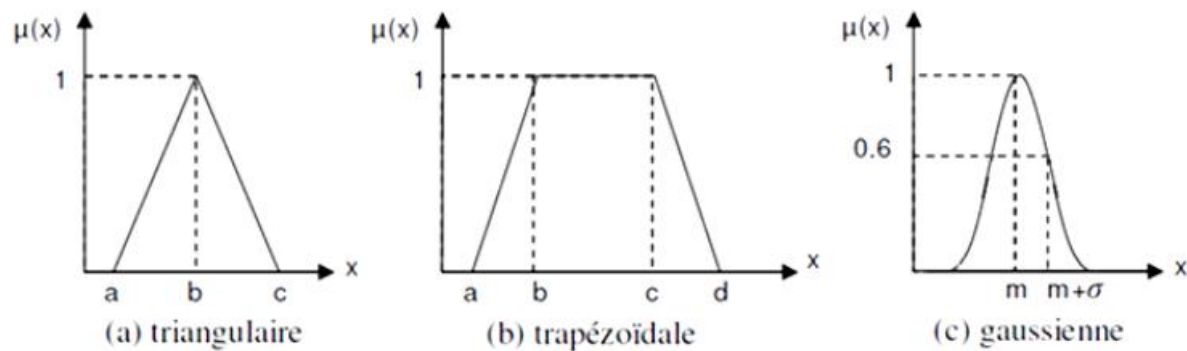


Figure III.3- Forme des fonctions d'appartenance usuelles.

III.4.4. Règles floues :

La règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication entre deux Propositions flous. par exemple, considérons deux variables linguistiques $(V1, U, Tv1)(V2, U, Tv2)$ et les deux propositions suivantes „V1 est A“, „V2 est B“, où A et B sont deux ensembles flous de V1 et V2. On peut définir la règle floue par l'expression, si V1 est A Alors V2 est B

- la proposition „ V1 est A „, est la condition de l'implication.
- la proposition „ V2est B,, est la condition de l'implication.

Généralement, plusieurs règles floues sont nécessaires pour prendre une décision face à une situation donnée. On s'intéresse au cas de plusieurs règles floues dans le domaine de la commande et la régulation.

III.5. Régulateur floue :

Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques [31], La majorité des régulateurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par E.Mamdani. Ce schéma est illustré par la **figure III.4**.

Donc un régulateur flou est constitué principalement de 4 blocs:

- Fuzzification;
- Base de règles;
- Inférence;
- Défuzzification

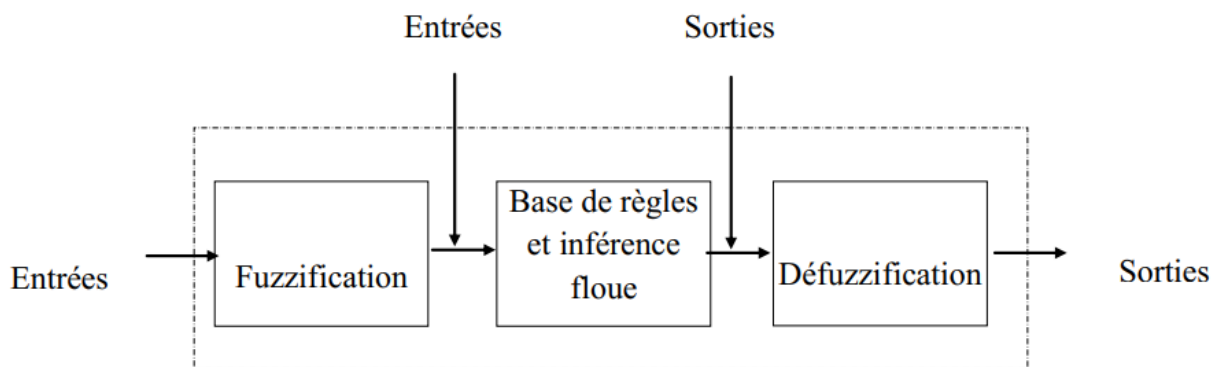


Figure III .4: Schéma synoptique d'un contrôleur flou

III.5.1 interface de fuzzification :

La Fuzzification permet d'associer à chacune des entrées réelles, par le biais de fonctions d'appartenances, un degré d'appartenance pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'ensemble du discours comme l'illustre cette figure.

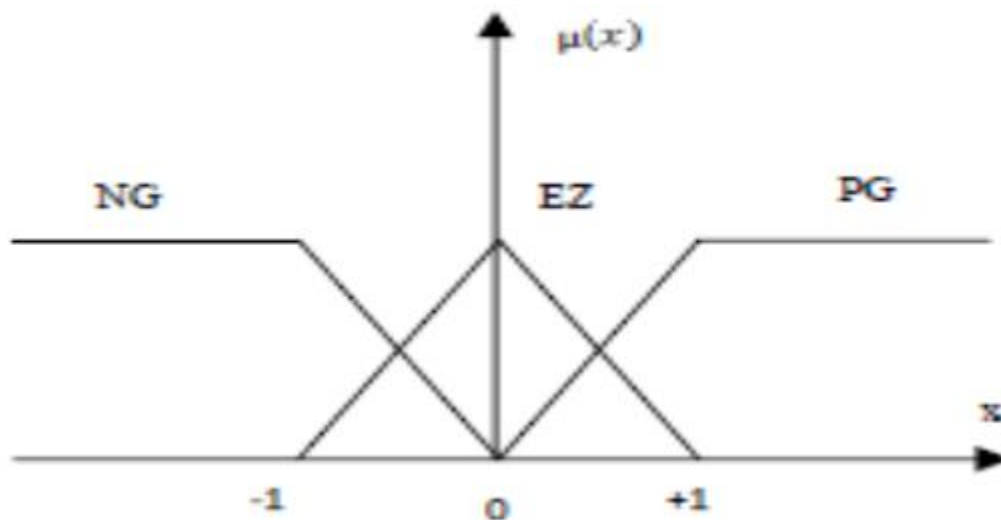


Figure III.5 : Fonctions d'appartenances.

III.5.2. Base de règles :

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée :

- D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.

- La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles:
Si (Condition) Alors(Conséquence).

III.5.3. Mécanisme d'inférence floue :

L'inférence floue est l'application de la caractérisation symbolique du système aux règles floues et la déduction d'un certain nombre de résultats locaux, également exprimés sous forme symbolique concernant les variables de sortie du système. Le but de cette étape est d'arriver à déterminer des sorties floues, en partant d'entrées floues et en utilisant une base de règles.

Pour pouvoir utiliser cette base de règles, on a besoin de trois opérateurs mathématiques, pour réaliser la conjonction (ET), l'implication (Si...Alors) et l'agrégation (Sinon).

Il est utile de montrer une représentation qui visualise les règles: la matrice de règles. Cette représentation sert à synthétiser le cœur du régulateur flou. A chaque case de la matrice correspond une règle (Table .). Par exemple, la case en gras correspond à la règle suivante:

Si e_1 est Z et e_2 est Z alors Y est Z

e_1/e_2	N	Z	P
N	N	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	P

Figure III.6 Exemple de matrice des règles

III.5.4 interface de défuzzification :

Enfin, le dernier module, l'interface de défuzzification, va permettre de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du module de fuzzification. Plusieurs stratégies de défuzzification ont été développées.

III.6. Réglage et commande par la logique floue

Le domaine le plus important de l'application de la logique floue est celui du réglage et de la commande de processus industriels. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de commande souvent très efficace sans devoir faire des études théoriques approfondies. La Commande floue tient compte des expériences acquises par l'opérateur du processus en le traduisant sous forme d'un ensemble de règles d'inférences [31]

On distingue trois étapes pour le traitement par la logique floue :

- **La fuzzification :**

conversion des valeurs d'entrées (grandeurs physiques) en grandeurs floues, ou variables linguistiques.

- L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé **l'inférence floue**.
- **La défuzzification** : qui est l'opération inverse de la fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques. Le régulateur flou comporte essentiellement de quatre parties comme est illustré dans la **figure III.7**: une interface de fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de défuzzification.

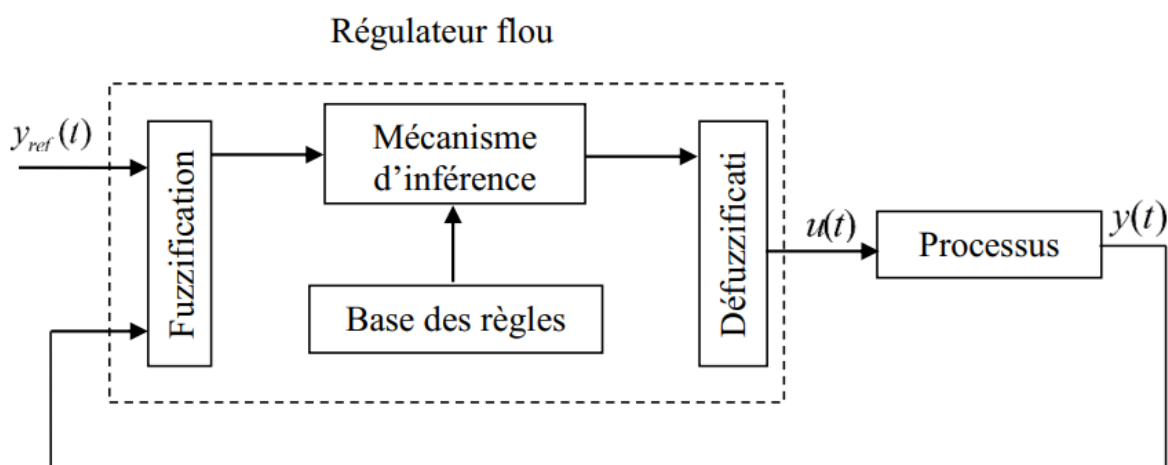


Figure III.7-Schéma général d'un régulateur flou.

III.7. principe de la logique floue

Présenté par le philosophe MAX BLACK dès 1937, le concept de la logique floue fut réellement introduit en 1965 par Lotfi Zadeh, un professeur d'électronique à l'université de Berkeley (USA), sa théorie `` *fuzzy set theory* `` n'eut pas un succès immédiat, elle fut développée surtout en Europe et au Japon. L'idée de base a pris naissance lorsqu'on a constaté la difficulté de programmer un automate en vue de sa réalisation d'une tâche, cependant jugée simple à réaliser par un être humain.

Le mode de raisonnement humain et le moyen de formaliser la connaissance humaine dans un langage accessible à une machine constituent, donc, les deux principaux sujets de réflexion qui ont à l'apparition de la logique floue, freinée par la réticence à appréhender un nouveau concept et par des difficultés de réalisation pratique, la logique floue ne débouche réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique [31]. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et est utilisée dans de nombreux produits destinés au `` *grand public* `` notamment au Japon. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement. Le concept de la logique floue vient de la constatation que la variable booléenne, qui ne peut prendre que deux valeurs (vrais ou faux) est mal adaptée à la représentation de la plupart des phénomènes courants. En effet, cette logique floue classique considère qu'une proposition est soit vraie soit fausse. Cela permet de répondre à de nombreuses situations. En revanche, la logique floue distingue une infinité de valeurs de vérité (entre 0 et 1) [33]. Prenons l'exemple d'un système de chauffage. S'il fait froid, il chauffe, sinon il ne chauffe pas. Ensuite, il faut définir 'froid' par exemple, en dessous de 18°C. Donc, le système de chauffage va chauffer à pleine puissance jusqu'à 18°C puis s'arrêter car 'froid' n'est plus 'vrai'. Quelque temps plus tard, la température étant descendue en dessous de 18°C, il va repartir à pleine puissance pour quelque minute. Un tel cycle peut être évité grâce à la logique floue en définissant 'très froid' en dessous de 10°C, le chauffage chauffe alors à pleine puissance et 'non froid' au de la de 20°C, température à laquelle le chauffage s'arrête. Entre 10°C et 20°, le chauffage va recevoir une instruction de chauffage modérée adaptée à la température, le chauffage va alors se stabiliser à une température constante apportant plus de confort qu'une alternance de cycle de chauffage. Lorsque plusieurs paramètres doivent être considérés (par exemple le taux d'humidité ou l'heure et la journée), la logique floue apporte aussi une réponse plus adaptée car un chauffage traditionnel programmé pour démarrer en dessous de 15°C ou à 18h ne va pas démarrer à 17h59 s'il fait

15.1°C et vous aurez en rentrant alors qu'un chauffage fonctionnant sur le principe de la logique floue comprendra qu'un démarrage modéré est nécessaire.

III.8. opérateurs de la logique floue

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles. L'extension de certains opérateurs définis sur les ensembles de la logique classique aux cas des ensembles floue pose certaines difficultés. Donc, il n'est possible d'appliquer directement la logique booléenne qui manipule des ensembles à fonction caractéristiques binaires (0 et 1). Pour pallier à ce problème, sont introduits quelques définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous.

Il existe plusieurs lois de composition des différents opérateurs de la logique floue, mais les plus couramment utilisées sont les suivants [31],:

• cas de l'opérateur *ET* :

il est réalisé par plusieurs méthodes tel que le maximum ou le produit des deux degrés d'appartenance μ (x_1) et μ (x_2) aux deux ensembles flous en question soit :

$$\mu (x_1, x_2) = \mu_{1i} (x_1) \mu_{2j} (x_2) \quad (\text{III.7})$$

• cas de l'opérateur *OU* : la réalisation de cet opérateur se fait par exemple par le calcul du maximum ou par la formation de la moyenne arithmétique des deux degrés d'appartenance $\mu_{1i} (x_1)$ et $\mu_{2j} (x_2)$ aux deux ensembles flous i et j de x_1 et x_2

respectivement, c'est-à-dire :

$$\mu (x_1, x_2) = 1/2 (\mu_{1i} (x_1) \mu_{2j} (x_2)) \quad (\text{III.8})$$

• cas de l'opérateur *ALORS* : cet opérateur permet d'évaluer le degré de vérité des propositions floues, il est réalisé par plusieurs méthodes tel que le produit des deux fonctions d'appartenance $\mu_{1i} (x_1)$ et $\mu_{2j} (x_2)$ des deux ensembles flous i et j de x_1 et x_2 respectivement, c'est-à-dire :

$$\mu (x_1, x_2) = \mu_{1i} (x_1) \mu_{2j} (x_2) \quad (\text{III.9})$$

Les opérations minimum et maximum présentent l'avantage de la simplicité des calculs, par contre, elles privilégient l'une des deux variables. Les opérations de produit et valeur moyenne sont plus complexes à calculer mais elles produisent un résultat qui tient compte des valeurs de deux variables.

III.9. Domaine d'application

Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue sont les suivants [31]:

- Automatisation de la production de fer et de l'acier, purification de l'eau, chaîne de

montage et robots de fabrication ;

- Commande des instruments (capteur, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères ;
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement horaires de train) ;
- Commande des unités arithmétiques, des micro- ordinateurs, et réalisation des opérateurs ;
- Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information modélisation des systèmes,... etc.

III.10. Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue :

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients.

Les avantages essentiels sont :

- L'incorporation directe des informations floues et linguistiques, provenant d'un expert humain, dans le système flou
- Il n'y a pas nécessaire de faire un modèle mathématique du système à régler.
- Le système flou est un approximateur universel, c'est-à-dire, il est suffisamment générale pour générer n'importe quelle action.
- La logique floue est facile à comprendre par ceux qui ne sont pas des spécialistes, car elle imite la stratégie du raisonnement humain.
- On peut maîtriser les systèmes non linéaires et difficiles à modéliser.

Par contre, les inconvénients sont:

- Manque de directives précises pour la conception d'un régulateur,
- Précision de réglage en général peu élevé. [28]

III.11. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressées à l'utilisation de la logique floue en commande. L'accent a particulièrement été mis sur les différentes étapes dans le traitement des règles d'un contrôleur flou.

Dans ce chapitre on a présenter une aperçu générale sur la théorie de la logique flou et ses applications à la commande.

Nous disposons maintenant des notions élémentaires relatives à la commande en logique floue. Dans le chapitre suivant nous simulé la commande par mode glissement floue d'un moteur MAS, et de les comparer avec la commande par mode glissement.

Chapitre IV

Commande par mode

Glissement flou de MAS

IV.1. Introduction :

La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers plusieurs études théoriques, ses principaux domaines d'application sont la robotique, , et la commande des moteurs électriques. L'avantage que procure une telle commande qui la rend aussi importante, est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes dumodèle. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients:

l'apparition du phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de la commande qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs, le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes on peut citer la commande par mode glissant à bande limite qui consiste à remplacer la fonction de commutation par une fonction de saturation. Mais, cette solution n'est qu'un cas particulier de la commande par mode glissant flou, d'où l'intérêt à utiliser une commande qui combine la logique floue et le mode glissant afin d'obtenir une commande robuste et lisse.

Certains chercheurs ont essayé de trouver une similitude entre la commande floue non linéaire et la commande par mode glissant et de combiner les deux lois de commande,c'est-à-dire la commande floue pour sa rapidité et sa facilité de mise en œuvre, et le régime glissant pour ses fondements théoriques rassurant du point de vue stabilité et robustesse. Cette combinaison reliant les avantages d'invariance par rapport aux incertitudes et aux perturbations de la commande à régime glissant avec ceux de la rapidité et de la bonne poursuite de trajectoire de la commande floue, permet de s'affranchir des problèmes de broutement de la commande par mode glissant et de déficit en outils d'analyse de la commande à base de la logique floue sans oublier la diminution du nombre de règles floues.

Le but de ce chapitre est de représenter dans un premier temps un bref rappel le commande glissement flou et nous avons étudié les Choix des fonctions d'appartenance et table d'inference pour reflète le principe de la commande par mode glissant flou pour assurer la stabilité et la robustesse. Ensuite,Nous avons simulé la commande par essais (la vide , en charge) et tester la variation par (la résistense rotorique, vitesse ,inversion de vitesse,couple de charge).[15]

IV.2. Commande par mode glissant flou :

La commande par mode glissant flou est développée en combinons la commande logique flou et le contrôle de mode glissant. Dans la conception de cette technique de commande, la méthodologie de la commande par mode glissant est adapté pour sélectionner à la fois les fonctions d'appartenance et les règles d'inférence flou en fuzzifiant la surface de glissement, le gain de contrôle de rétroaction de la commande par mode glissant peut être obtenue à partir de la base de d'inférence flou. L'objectif de ce système de commande consiste à maintenir la tension du bus continue à une valeur constante l'osque la vitesse du rotor et la charge varient et de garantir la stabilité.

IV.3.Choix des fonctions d'appartenance :

Les fonctions d'appartenance pour la surface de glissement sont représentées par la figure suivante :

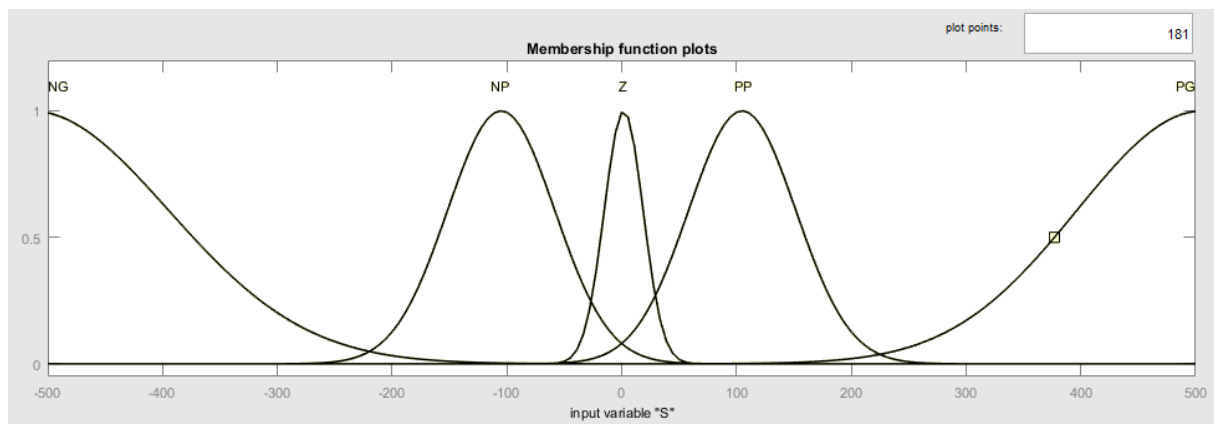


figure IV .1 :Fonction d'appartenance de la surface

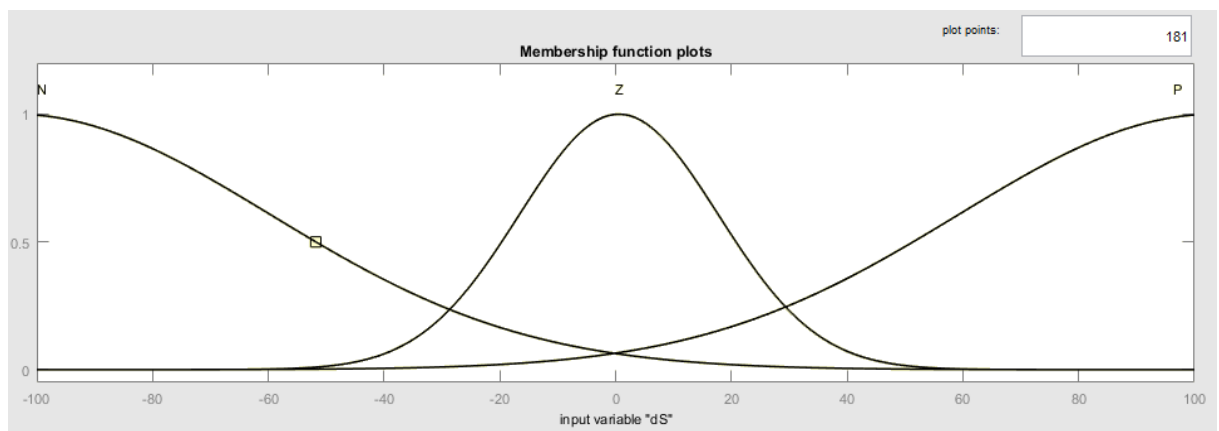


figure IV.2 : Fonction d'appartenance de la dérivée de la surface

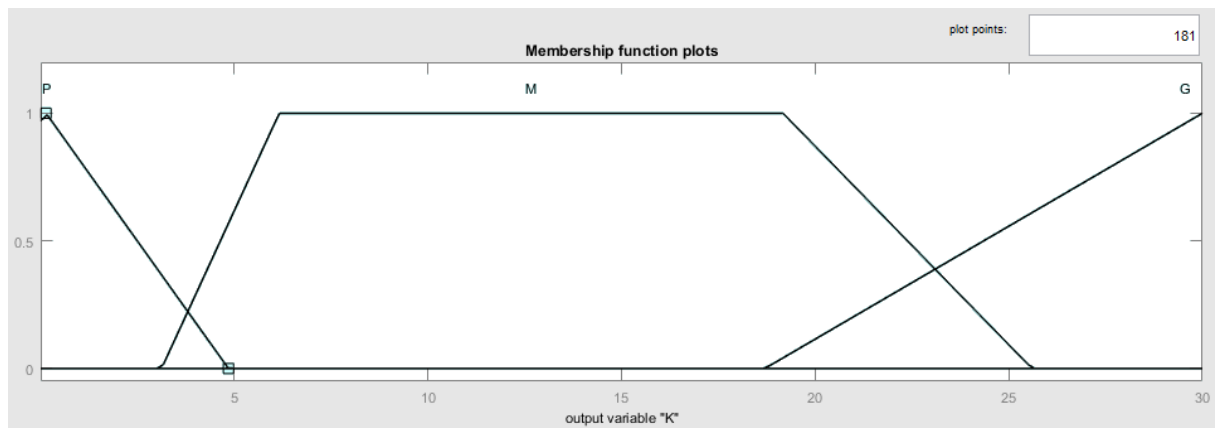


figure IV.3 : Fonction d'appartenance de la valeur de K

S dS	NG	NP	Z	PP	PG
N	G	P	P	M	G
Z	M	P	P	P	M
P	M	M	P	M	G

La Table d'inférence floue

IV.4. Simulation de la commande par mode glissement flou :

La figure (IV-4) représente le schéma bloc de simulation de la commande par mode de glissement flou de la MAS

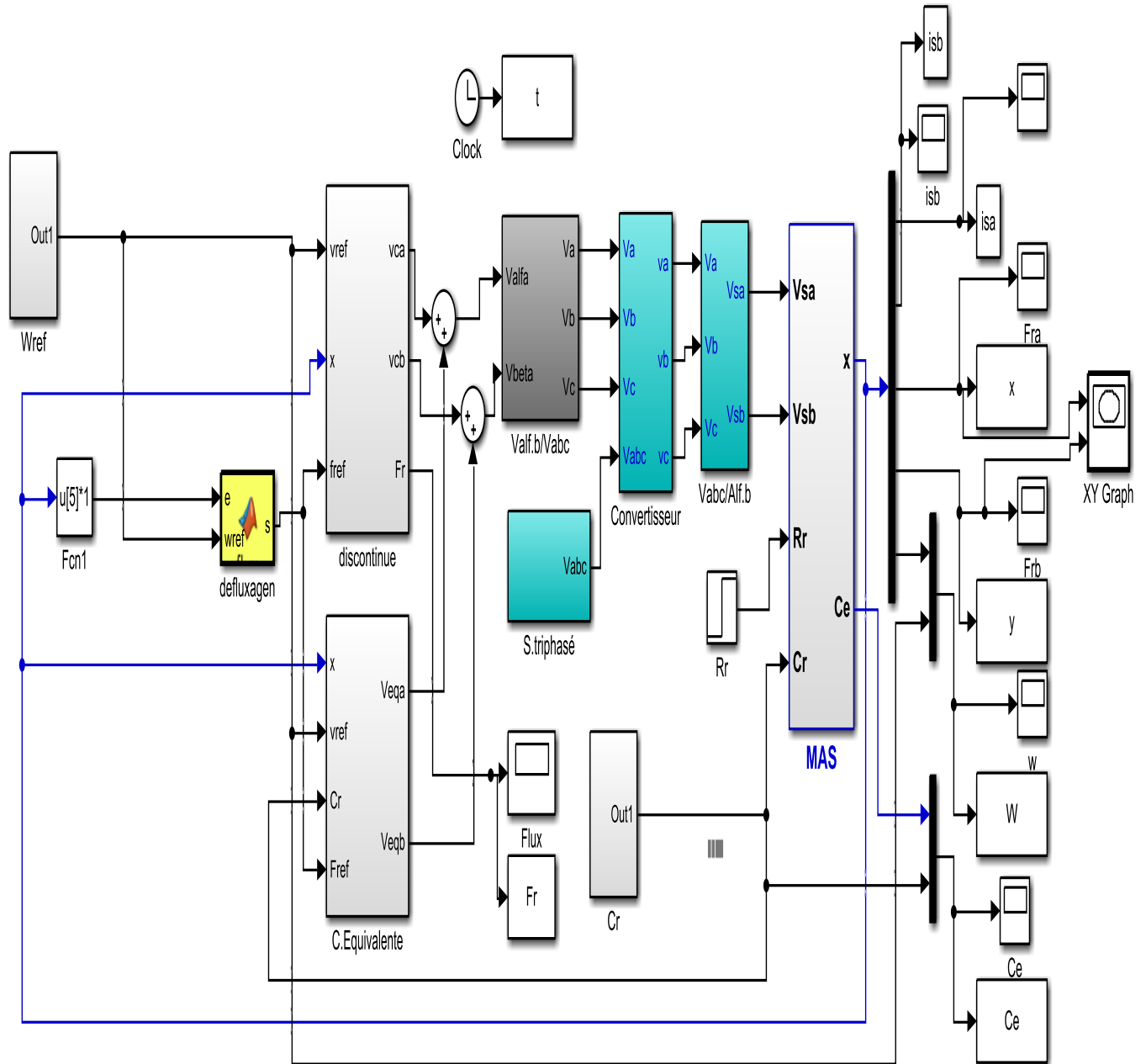
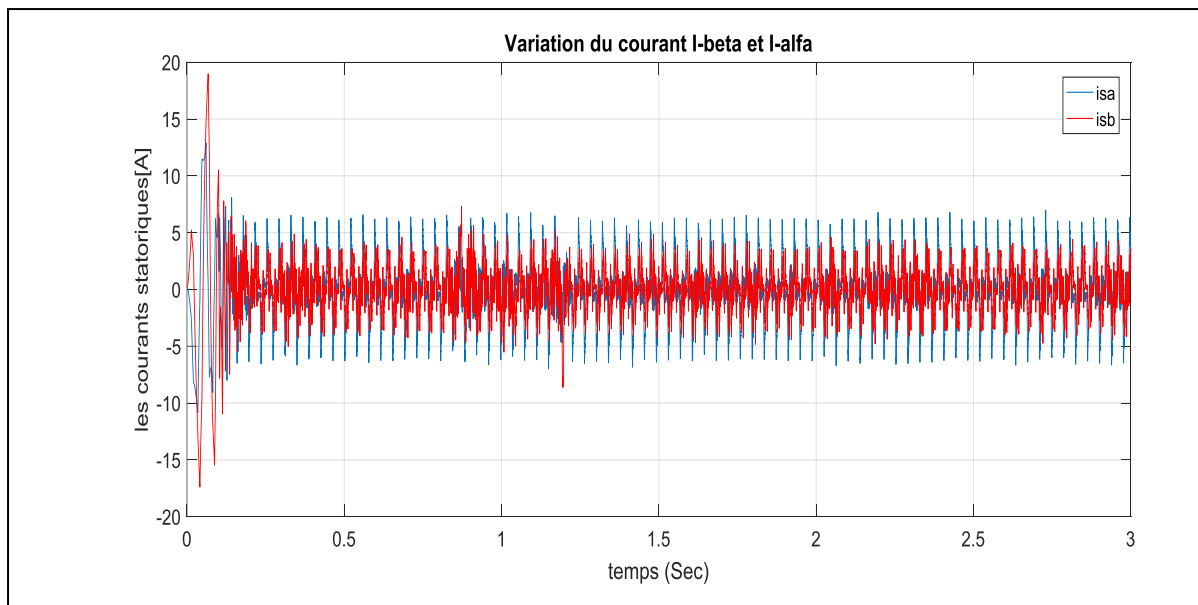
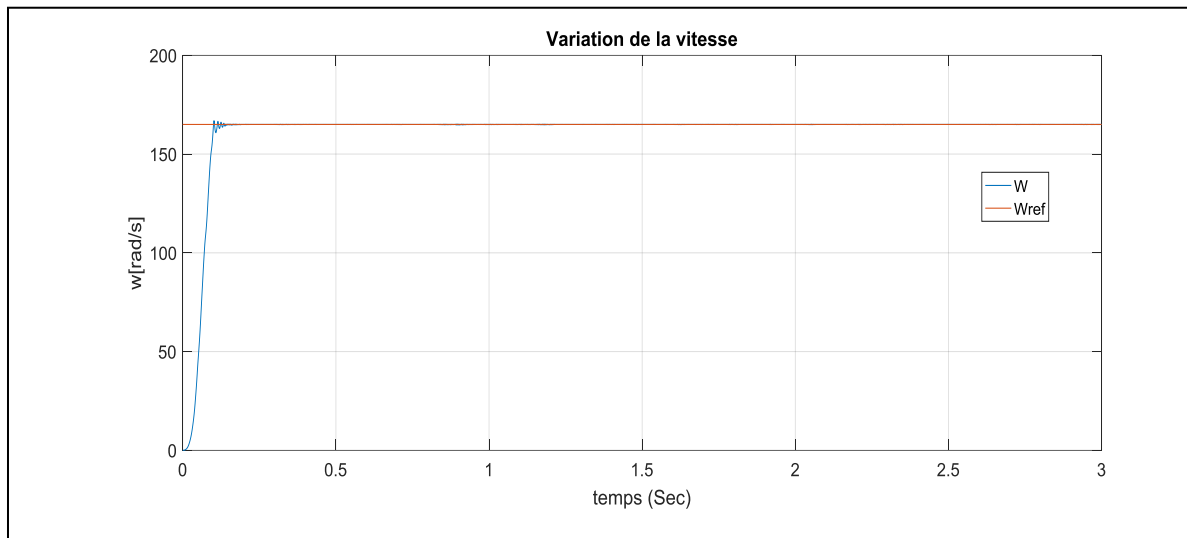


Figure (IV.4) Schéma bloc de la commande par mode glissant flou de la MAS

IV.5. Résultats de simulation :

La figure IV.5 et IV.6 représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la commande par mode glissant flou de la machine asynchrone. On remarque avant l'application de la charge que la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.22s). Après l'application de la charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$), aucune influence sur l'allure de vitesse est constaté. Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge. Le flux suit correctement la référence.



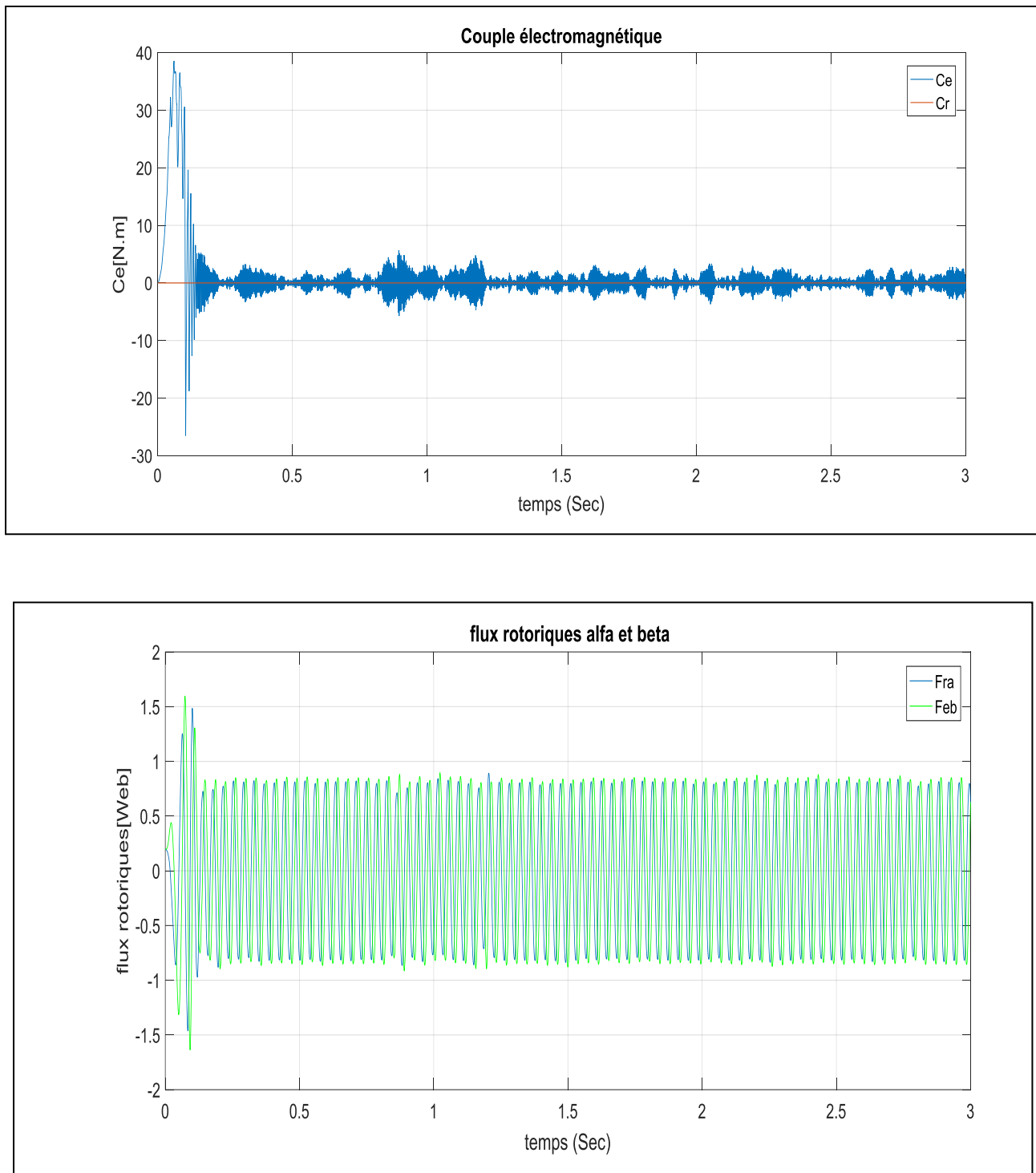
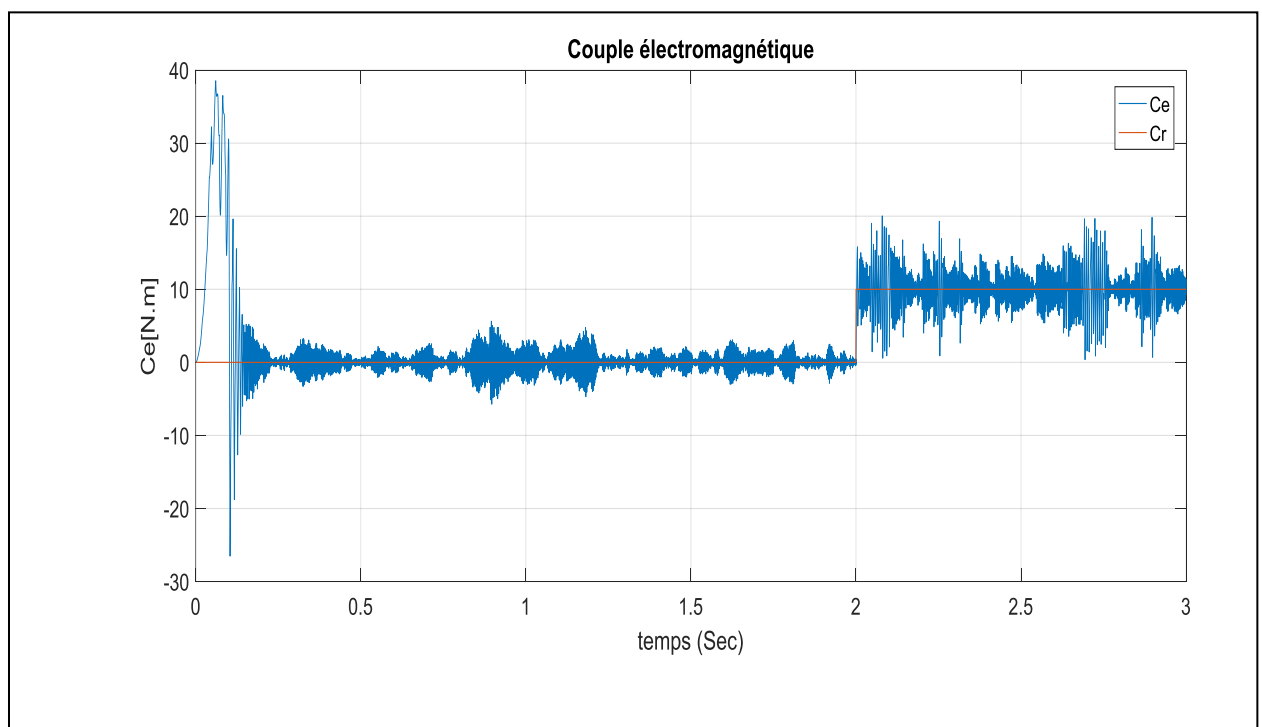
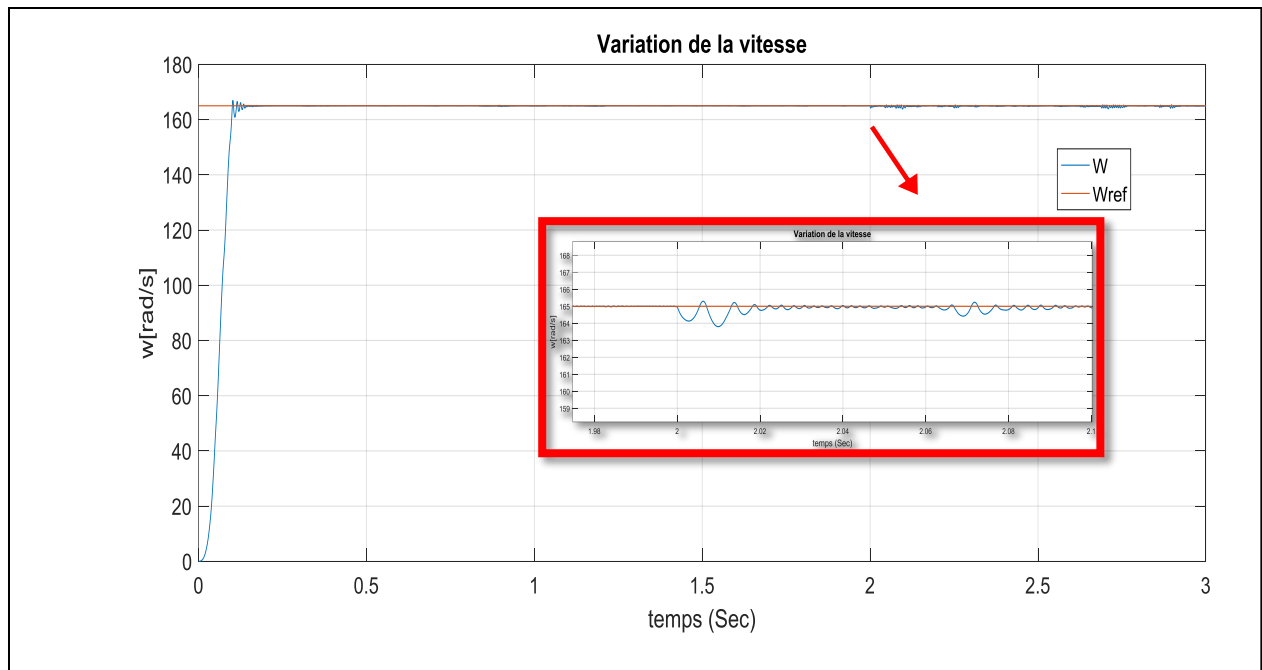


Figure (IV.5) : Résultats de simulation de MAS pour fonctionnement à vide



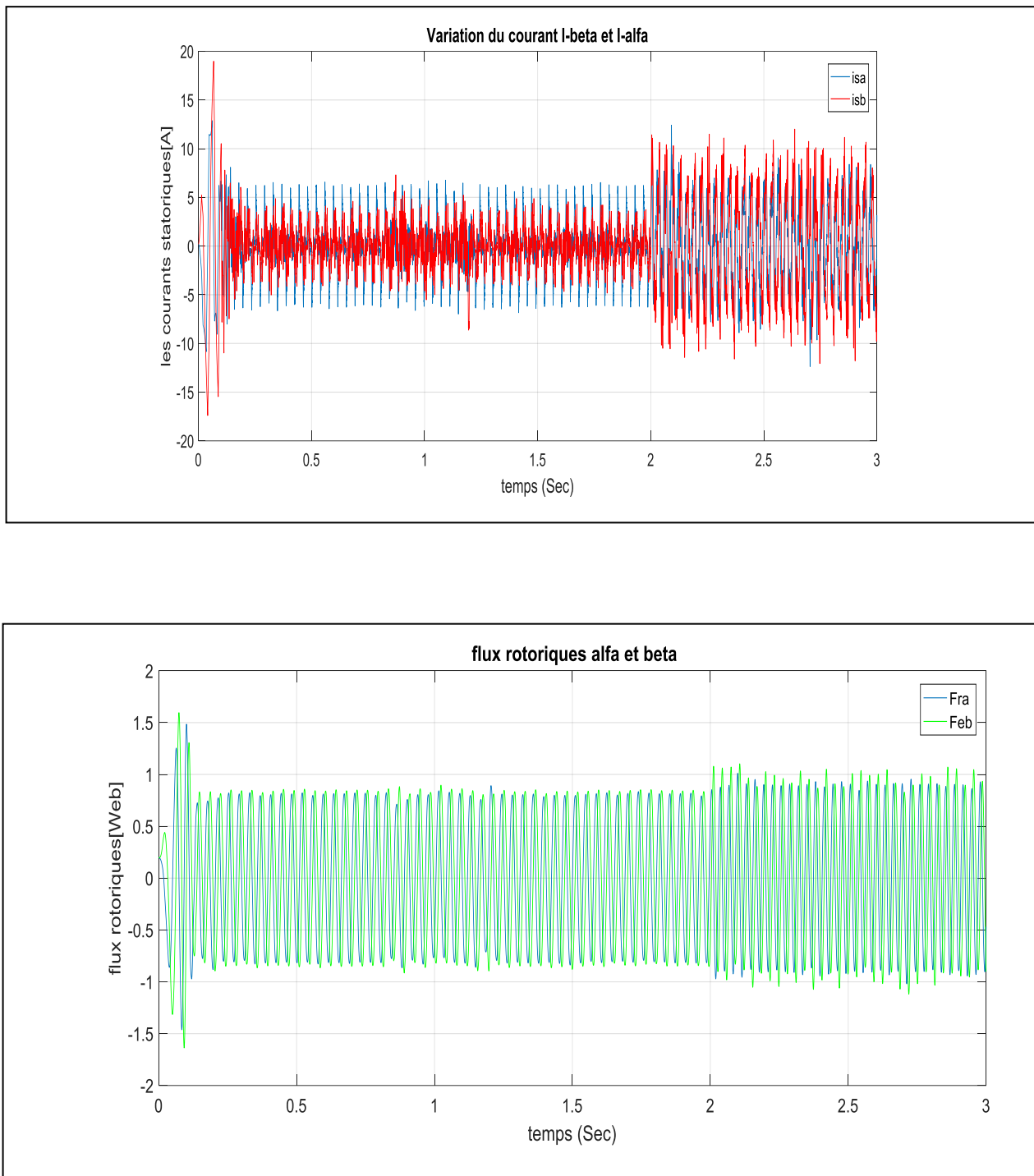


Figure (IV.6) : Résultats de simulation de MAS pour fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=2$ s

IV.6. Etude comparative entre le réglage par MG et celle par MGF : Les résultats de simulation obtenue précédemment par les deux commandes mode glissant et mode glissant flou de la MAS à trois nécessitent une étude comparative pour connaître les performances de chaque méthode.

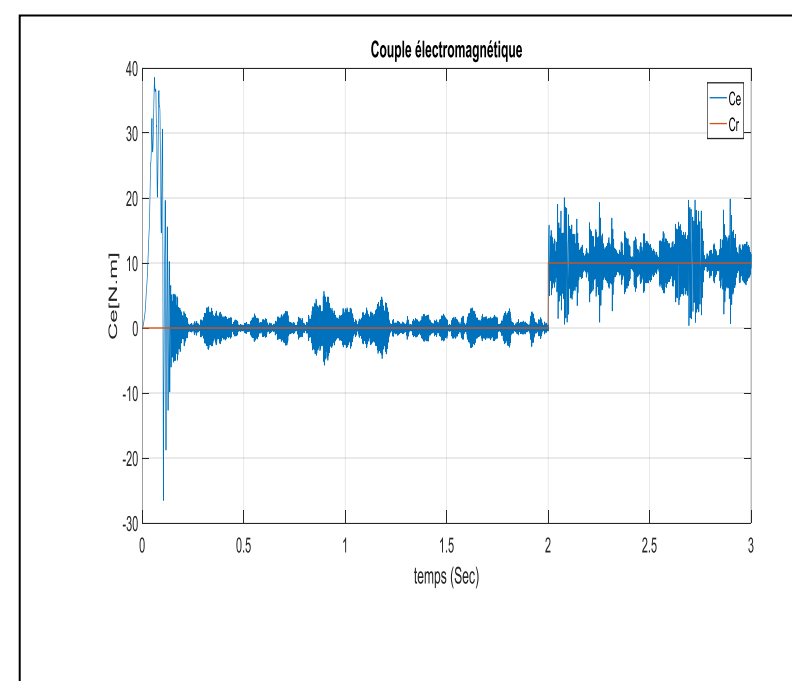
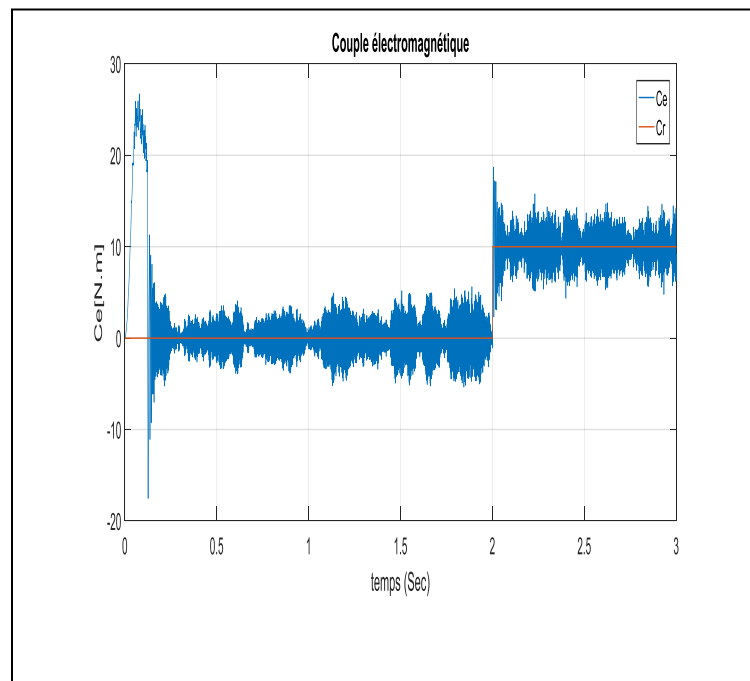
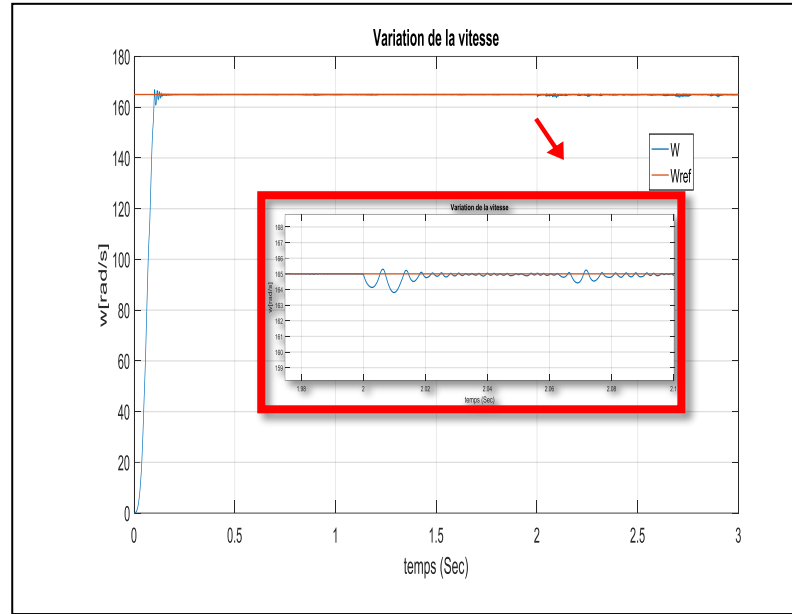
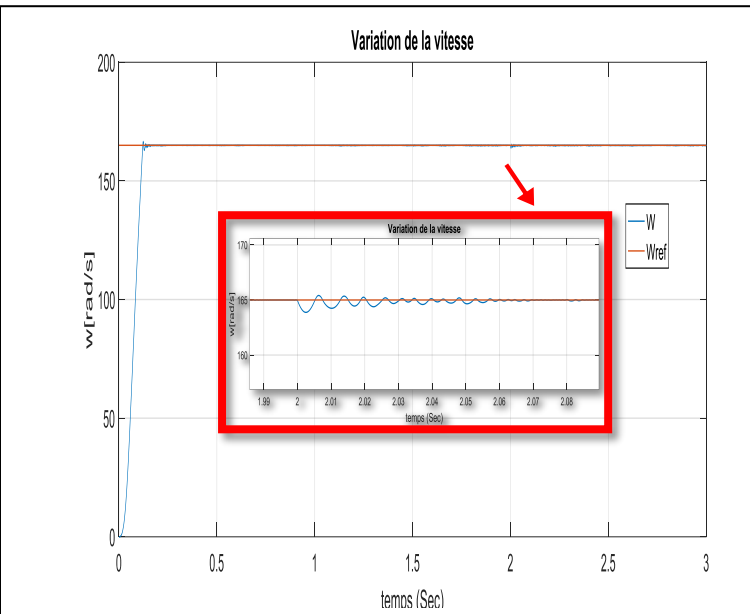


Figure. (IV.7) : Commande Mode Glissement floue

Figure. (IV.8) : Commande Mode Glissement

Les résultats de simulation montrent que à l'instant de l'application de la charge la vitesse subit à more une diminution de l'erreur statique dans le cas de la commande par mode glissement flou, , on remarque aussi que le couple électromagnétique est fortement ondulée dans le cas de la commande par mode glissant. Donc on peut dire que la commande par mode glissant flou diminue la perturbation

IV.7. Etude Comparative :

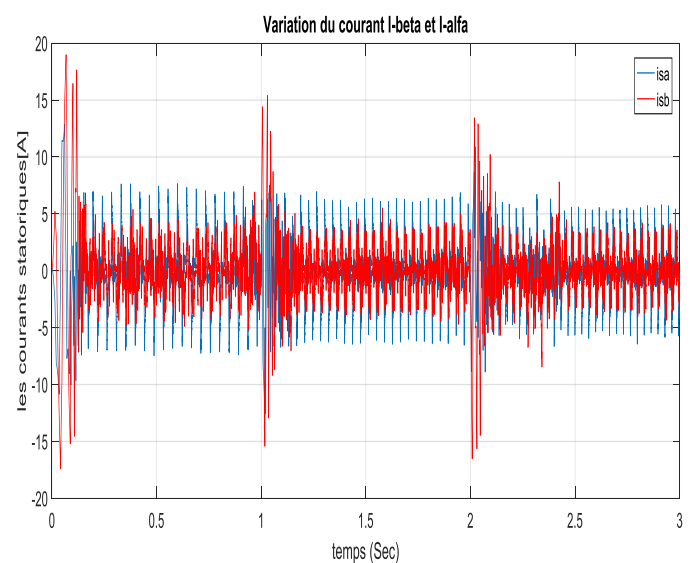
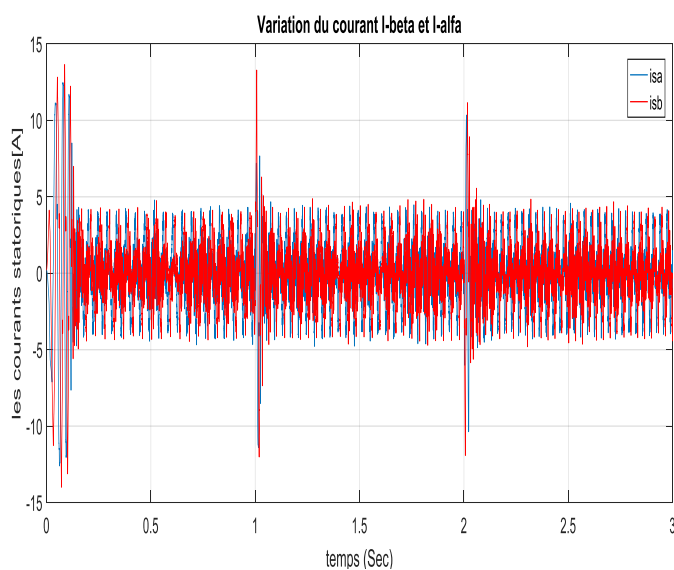
Pour avoir une meilleure évaluation des résultats qu'on a obtenu dans cette partie, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les deux approches de commande ainsi élaborées, afin de montrer les performances dynamiques et statiques et la robustesse de chacune de ces commandes.

Cette étape permet de donner une aide pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée. Cette étude nous conduits à prévoir les avantages et les inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande, la meilleure sera celle qui répond aux exigences telle que :

Meilleures performances dynamiques et statiques, meilleure robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations inconnus avec une réponse performante toute en assurant le découplage entre ces deux principales dynamiques (La vitesse et le flux).

IV.8. Test de la robustesse pour les commandes :

IV.8.1 variation de vitesse :



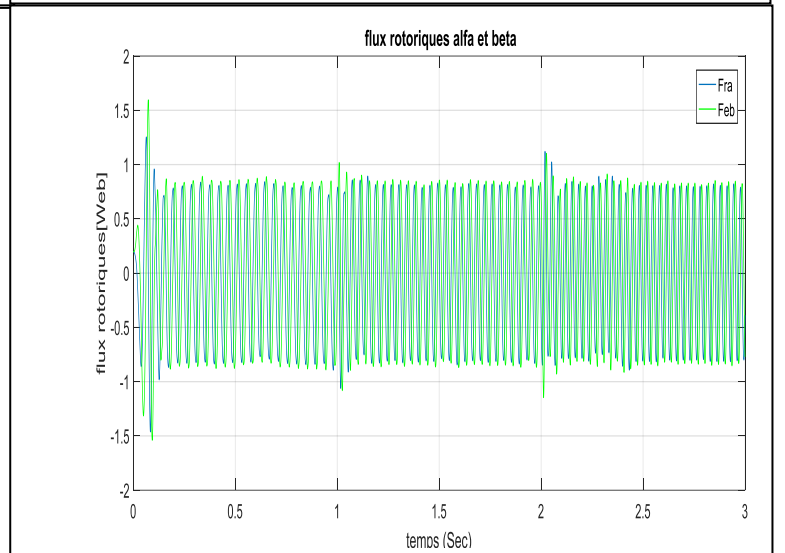
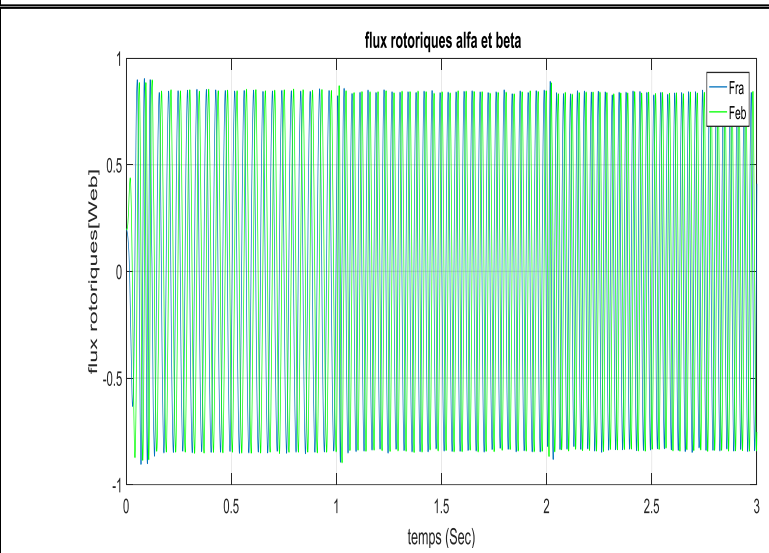
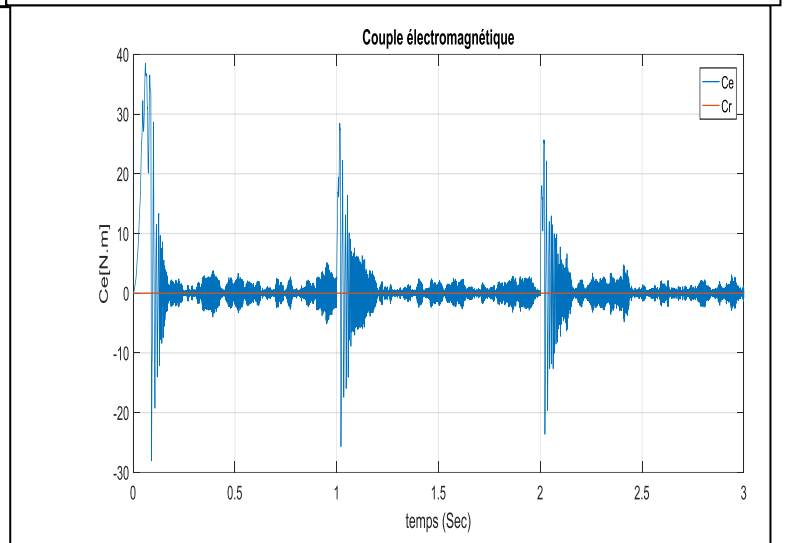
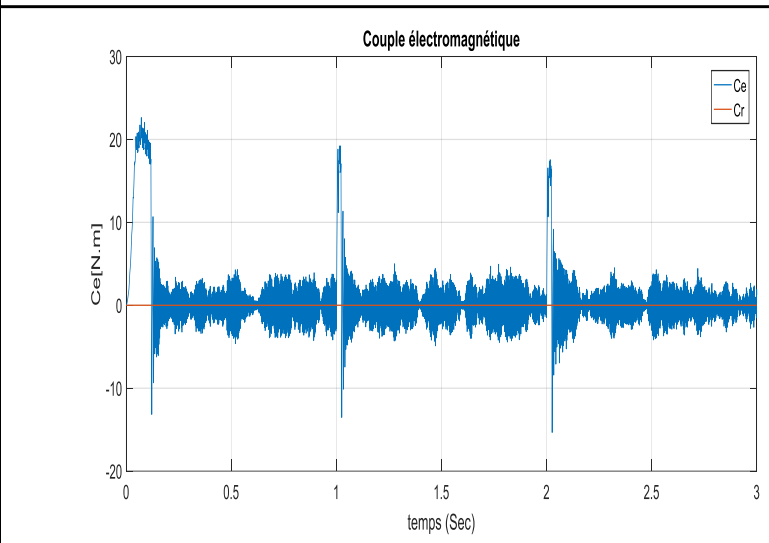
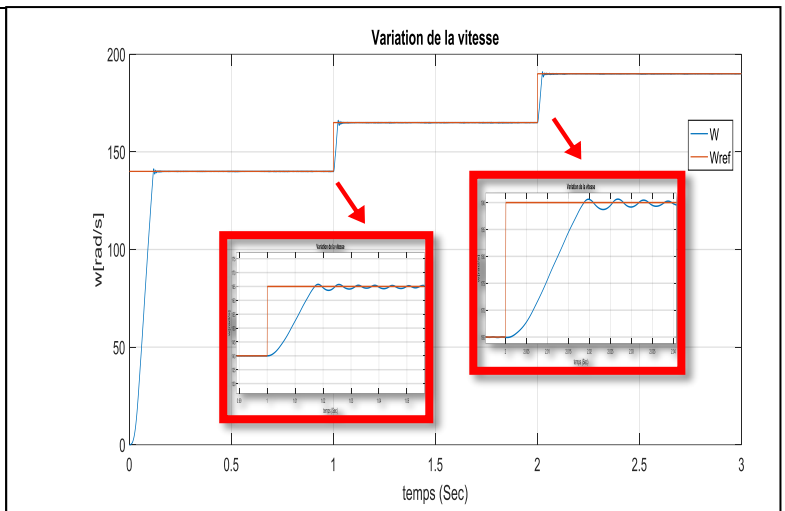
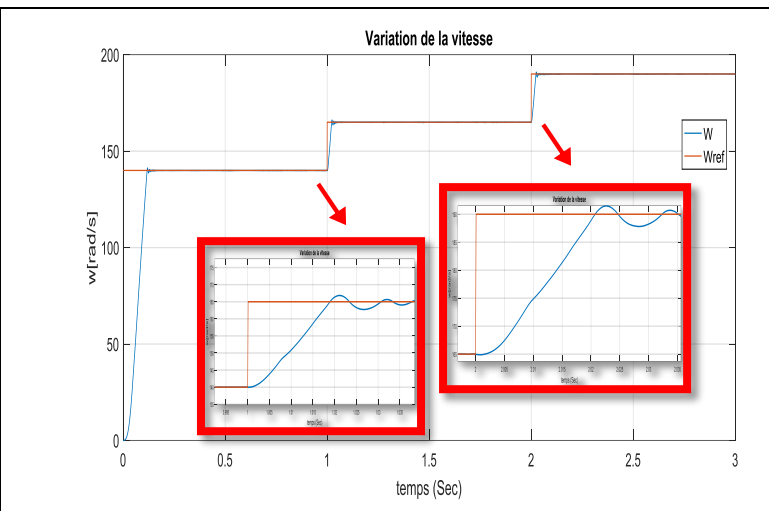
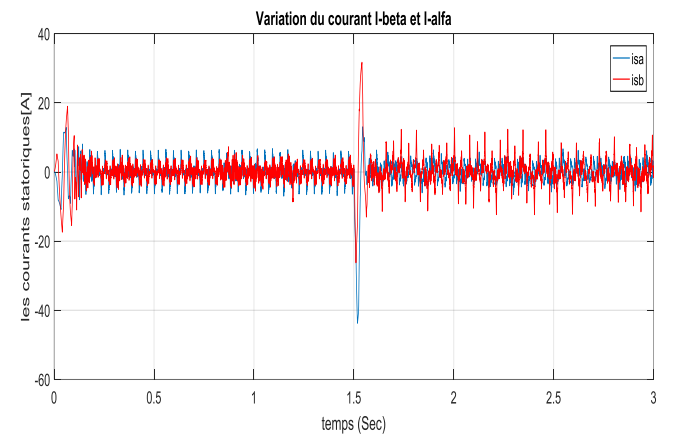
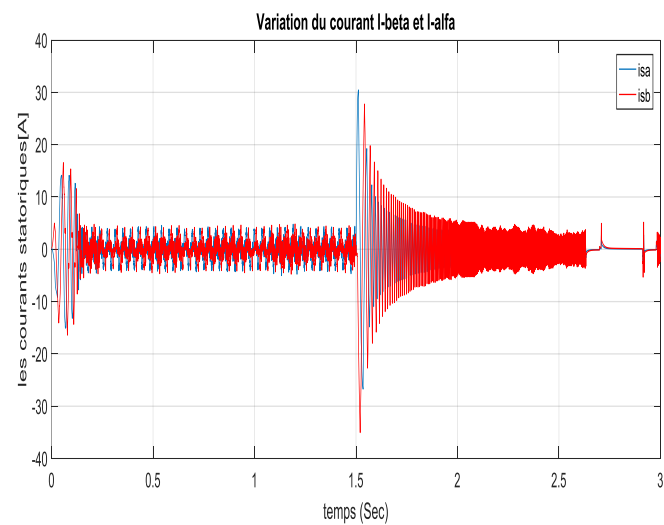
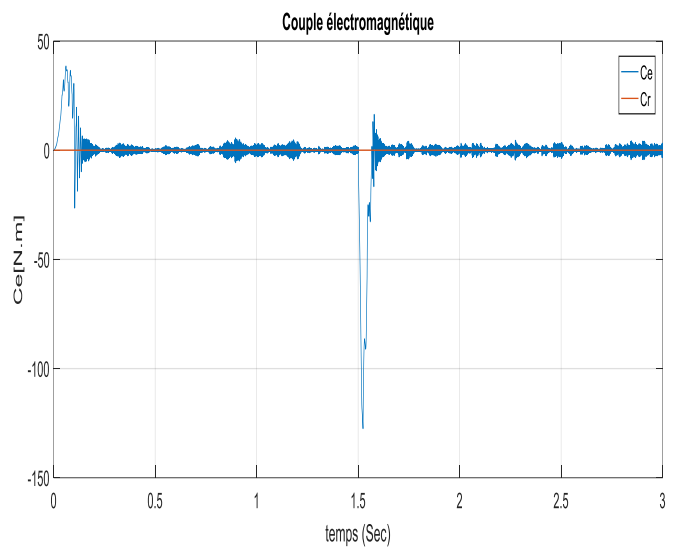
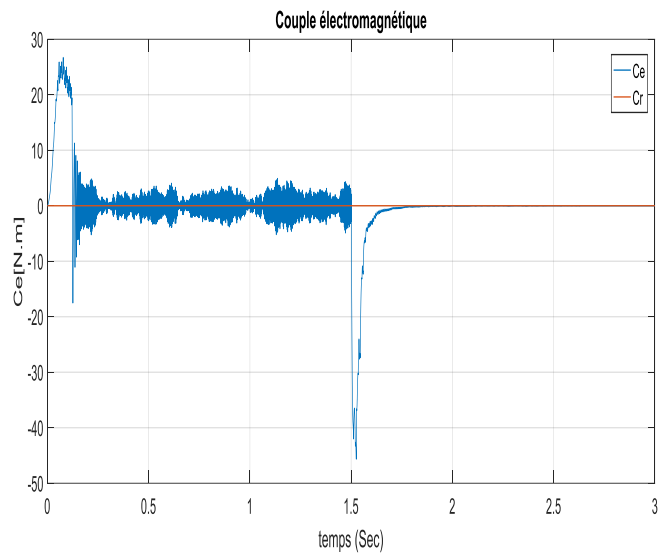
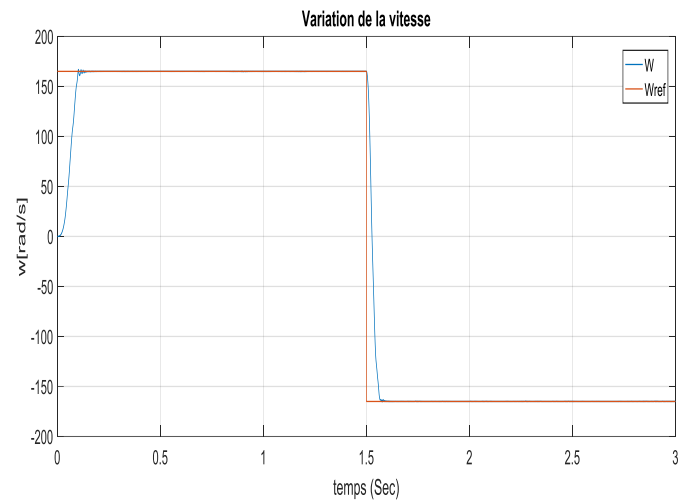
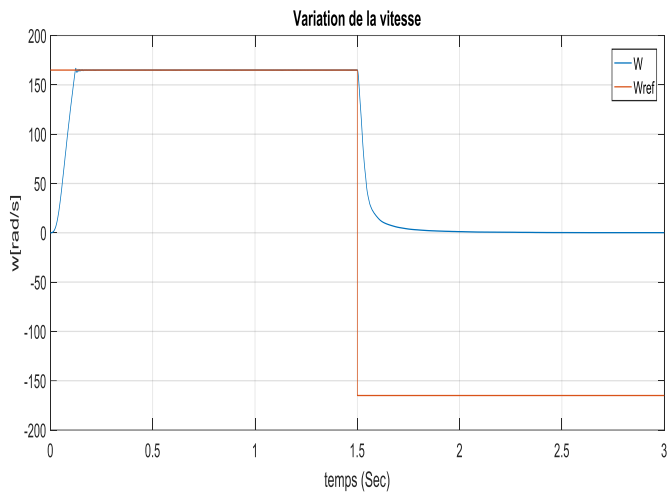


Figure. (IV.9) : Commande Mode Glissement
Variation De Vitesse

Figure. (IV.10) : Commande Mode Glissement floue
Variation De Vitesse

IV.8.2 variation de l'inversion vitesse :



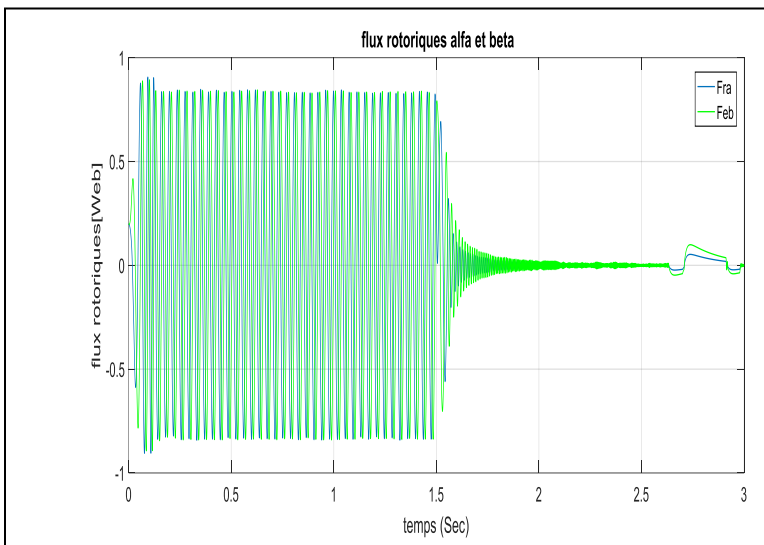


Figure. (IV.11) : Commande Mode Glissement
Variation De L'inversion Vitesse

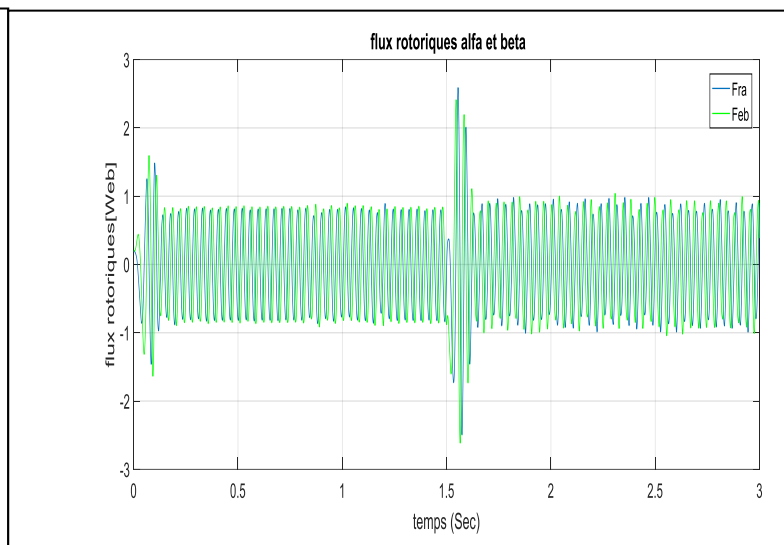
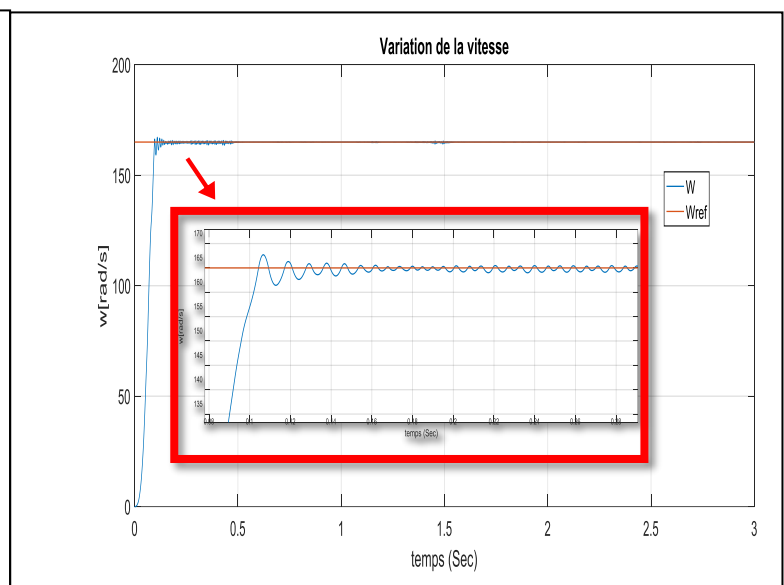
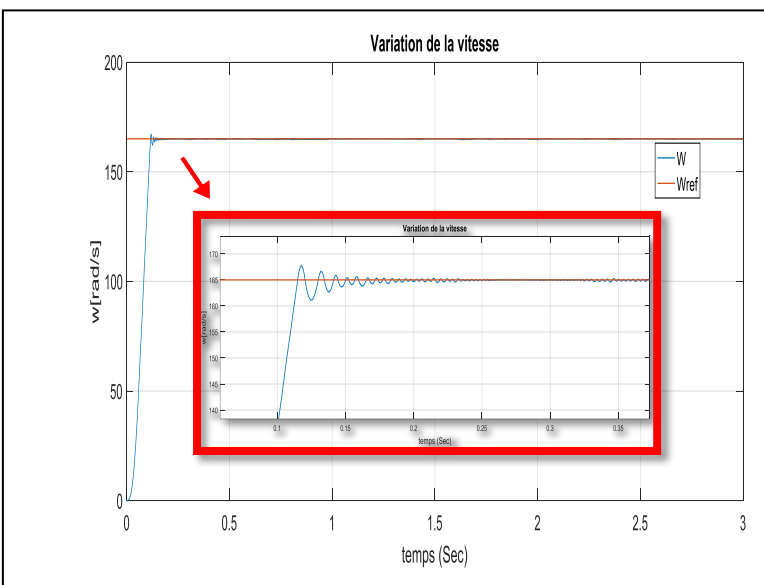


Figure. (IV.12) : Commande Mode Glissement floue
Variation De L'inversion Vitesse

IV.8.3 variation de la résistance rotorique :



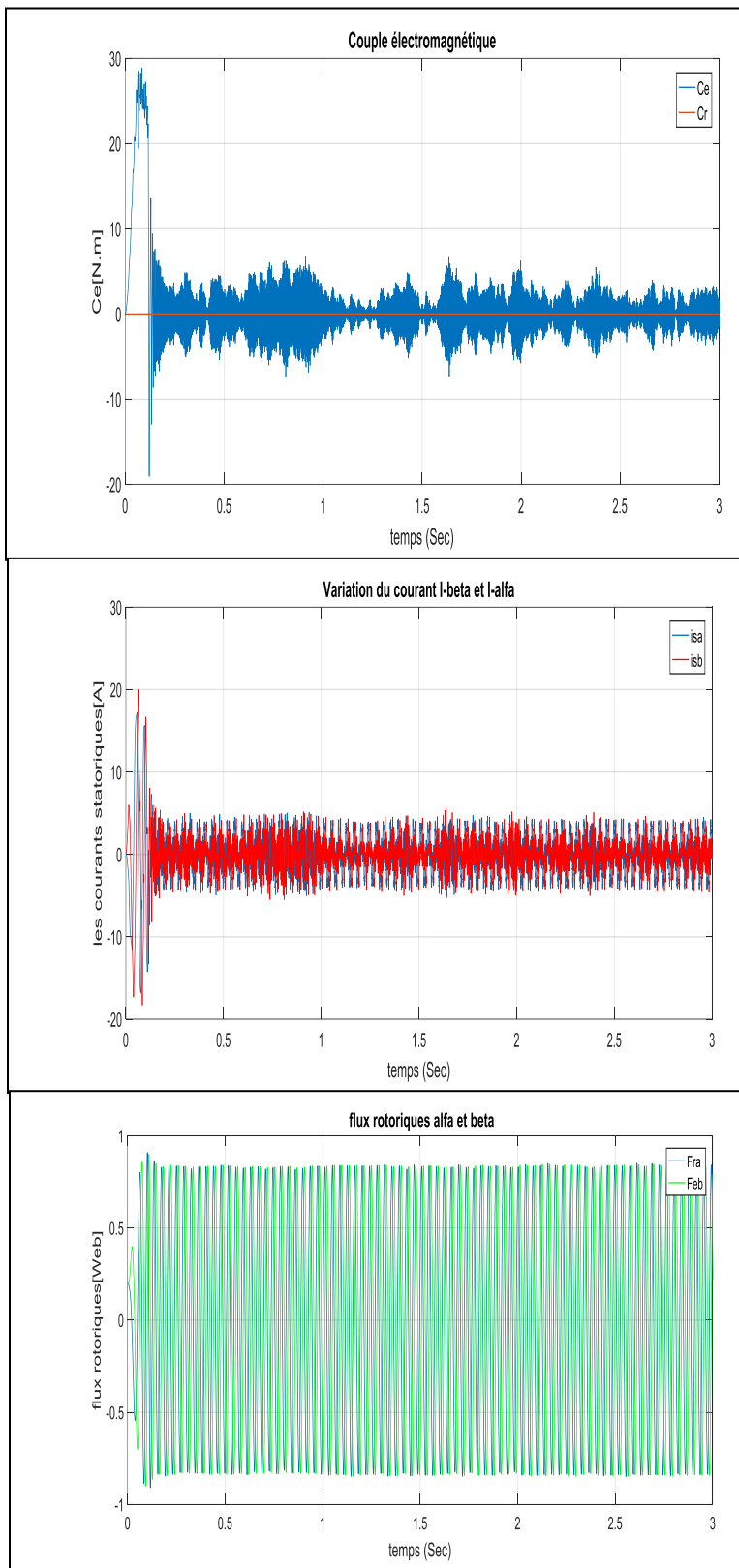


Figure. (IV.13) : Commande Mode Glissement
Variation De La Résistance Rotorique

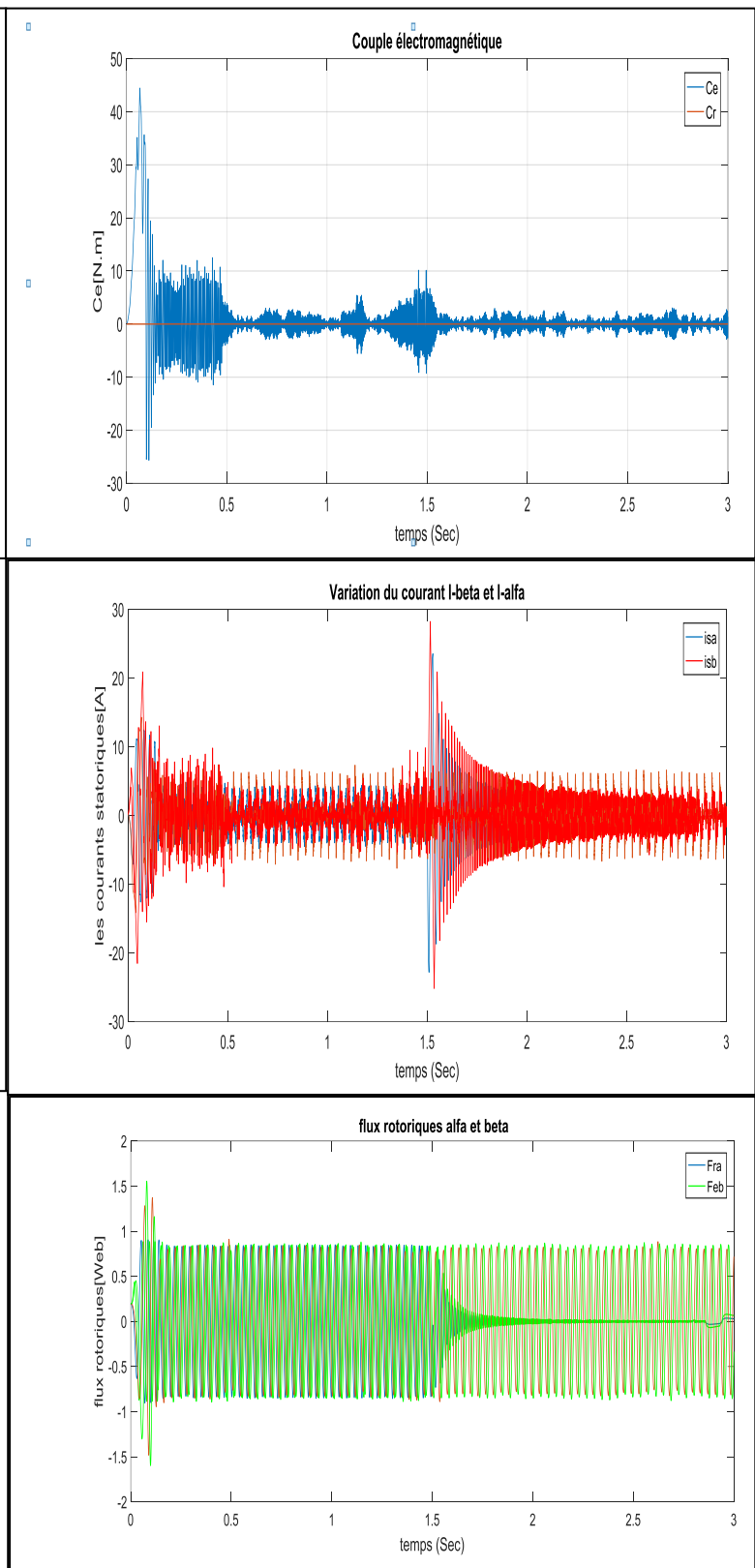
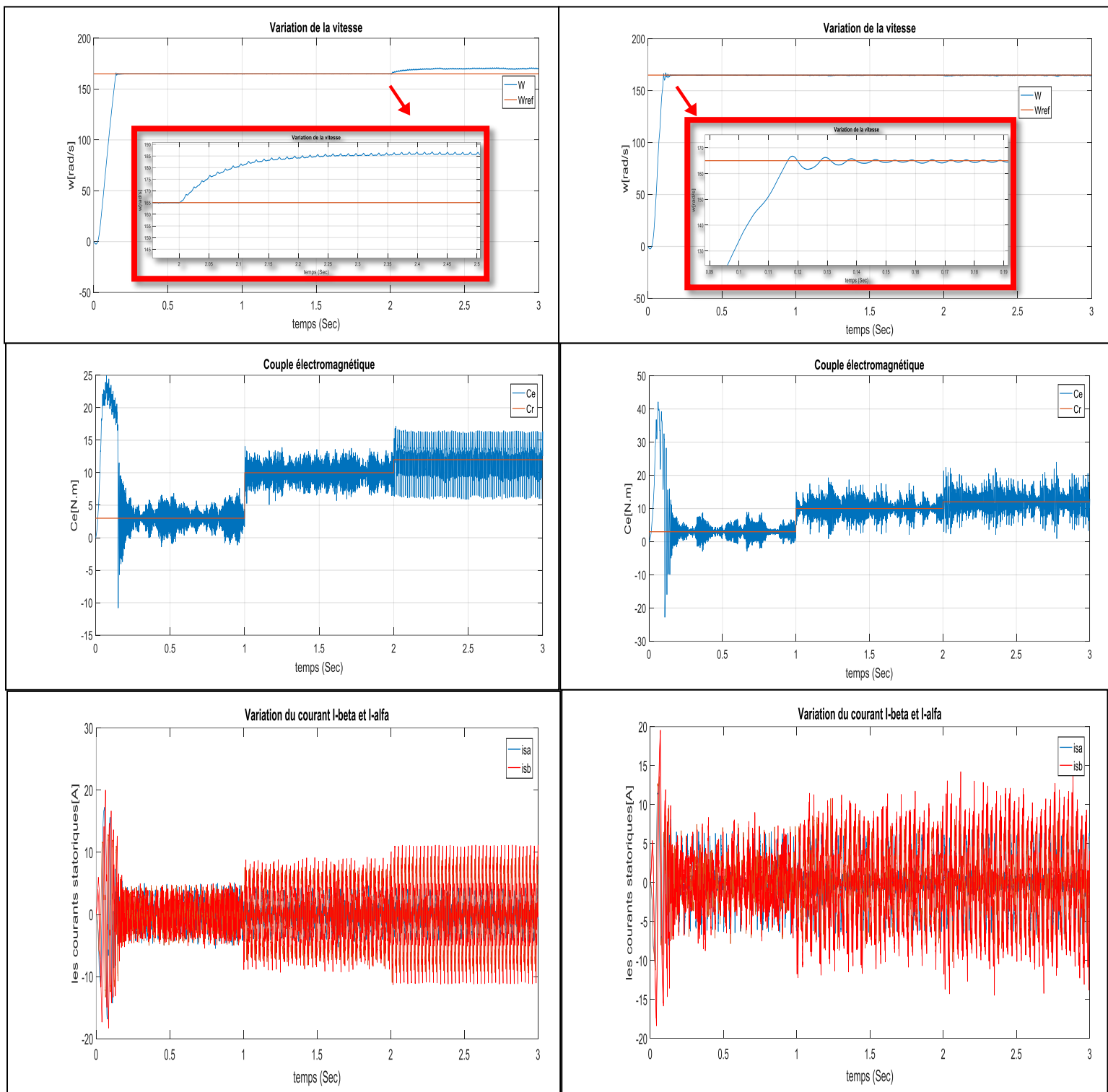


Figure. (IV.14) : Commande Mode Glissement floue
Variation De La Résistance Rotorique

IV.8.4 la variation de la couple de charge :



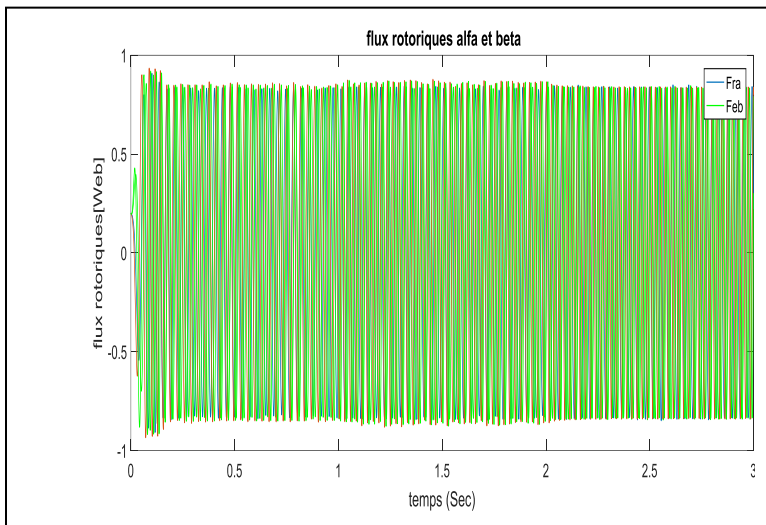


Figure. (IV.15) : Commande Mode Glissement
La Variation De La Couple De Charge

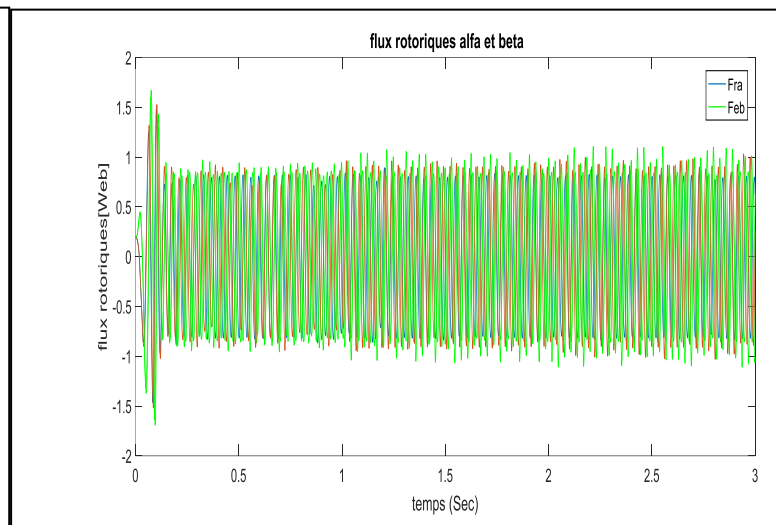


Figure. (IV.16) : Commande Mode Glissement floue
La Variation De La Couple De Charge

IV.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a étudié une approche de la commande par mode de glissant flou qui peut être utilisée pour une large classe des systèmes non linéaires, elle combine les avantages des deux techniques considérés robustes et qui sont la commande par mode glissant et la commande floue.

L'objectif de cette commande est d'établir une passerelle entre la commande floue dont les performances incontestables la rendent de plus en plus convoitée par les chercheurs et la commande par mode glissant qui prouve des propriétés de stabilité et de robustesse par rapport aux perturbations externes.

L'application de cette commande sur deux exemples de simulation (variation de vitesse inversé ,le La variation de la couple de charge et variation de la résistance etc) a donné des résultats très satisfaisants pour la stabilisation et tout en s'affranchissant des problèmes de broutement de la commande par mode glissant et le déficit en outils d'analyse de la commande à la logique floue.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans ce mémoire on a présente la modélisation au début de la machine asynchrone, alimenté par un tension, cette machine commande par la commande par mode glissant pour améliorer les performancesde la MAS, on propose de remplacé les régulateurs MGF par des régulateur basent sur les fonctions de lyapinov ces régulateurs dit mode glissement floue.

Le travail présenté dans ce mémoire a été consacré à l'étude des performances de la commande par mode glissant et mode glissant floue utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone. L'étude théorique de la commande par mode glissant floue a montré la possibilité de résoudre le problème du broutement et de conserver performances existantes de la commande à mode glissant d'ordre un.

Dans le chapitre un, on a présenté la modélisation de la MAS à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la matrice de Park. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge.

L'application de la technique du réglage par mode glissant par la conception de loi de commande en présence des perturbations sur le système nous a permis d'assurer une robustesse par rapport aux dérives paramétriques de la machine et d'obtenir des réponses rapides et précises. de plus, le réglage présente l'avantage d'être facilement implémentable dans une commande par calculateur.

Deuxièmement, On conclure d'après dans le chapitre précédent que le réglage par mode de glissement floue présente une meilleure robustesse que celle de la command par mode de glissement, en plus des avantages inhérents à l'utilisateur de la machine asynchrone (robustesse, fiabilité), cette robustesse garante une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Troisièmement, il va sans dire que la commande par mode glissement de floue a un pouvoir d'application très vaste surtout dans le domaine d'entraînement a vitesse variable grâce aux hautes performances présentée par ce domaine.

A la fin de ce mémoire, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux ; Nous concluons que le réglage par mode glissant floue est plus robuste que les régulateurs RMG.

ANNEXE A

ANNEXE A

Type	Asynchrone 3	
Puissance nominale	0.75	Kw
Tension nominale	220	V
Courant nominal	3	A
Fréquence	50	Hz
Vitesse de rotation du rotor	1500	Tr/min
Résistance statorique	10	Ω
Résistance rotorique	6.3	Ω
Inductance statorique	0.4642	H
Inductance rotorique	0.4612	H
Inductance mutuelle	0.4212	H
Moment d'inertie	0.02	Kg.m ²
Frottement visqueux	0.003	m.s ⁻¹ /rad
Nombre paire de pôle	2	

Résumé

L'utilisation des régulateurs PID pour la commande vectorielle de la machine asynchrone, présente certains inconvénients comme par exemple la sensibilité aux variations dans les paramètres de la du moteur. La dynamique de système dans ce cas peut être améliorée par faire appeler aux techniques de commande modernes et par exemple la combinaison entre la logique floue et la commande structure variable par mode glissant

L'idée est de montrer comment on peut exploiter les performances et les avantages de la technique de commande par mode glissant en retenir la constante qui caractérise la partie discontinue de signal de commande via la logique floue selon la variation due au l'erreur afin de minimiser l'amplitude des broutements (chattering) dans le signal de commande, ces broutements représentent l'inconvénient majeur de la commande par mode glissant.

Mots clés: machine asynchrone, commande robuste, régulateur, mode glissant, logique floue, chattering

المخلص

استخدام وحدات التحكم PID للتحكم في ناقل الجهاز غير المتزامن، له بعض العيوب مثل الحساسية للتغيرات في معلمات المحرك. يمكن تحسين ديناميات النظام في هذه الحالة عن طريق استدعاء تقنيات التحكم الحديثة وعلى سبيل المثال الجمع بين المنطق الضبابي والتحكم في الهيكل المتغير للانزلاق. تتمثل الفكرة في إظهار كيف يمكن للمرء استغلال الأداء ومزايا تقنية التحكم في وضع الانزلاق عن طريق الاحتفاظ بالثابت الذي يميز الجزء غير المنقطع من إشارة التحكم عبر المنطق الغامض وفقاً للاختلاف الناجم عن الخطأ من أجل لتقليل كثافة الدردشة في إشارة التحكم ، تمثل هذه الاضطرابات العيب الرئيسي للتحكم في وضع الانزلاق.

كلمات البحث: آلة غير متزامنة ، تحكم قوي ، منظم ، وضع انزلاقي ، منطق غامض