

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



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENSION DU DIPLOME DE  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : Commande Des Machines Tournantes

THEME

---

**Commande non Linéaire d'ordre supérieur d'un actionneur  
électrique**

---

Proposé et dirigé par :

Dr. ROUBACHE Toufik

Présenté par :

BOUACHERINE Sami

BENSAOUCHA Amour

*N° D'ordre:*

PROMOTION :2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



# Remerciement

*Tout d'abord, nous remercions Dieu Tout-Puissant de nous avoir enseigné ce que nous ne savions pas, de nous donner la santé et tout ce dont nous avons besoin pour accomplir ce travail.*

*A notre superviseur, Dr Roubache Toufik, professeur à l'Université Mohamed Boudiaf M'sila, pour nous encadrer et nous aider avec ses conseils et ses orientation.*

*Nous tenons à remercier chaleureusement toutes les personnes qui nous ont aidés à développer et mettre en œuvre ce dossier, ainsi que tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*Je tiens également à remercier tous les enseignants du département de génie électrique de M'sila. en particulier le jury de discussion qui a évalué cette thèse.*

*Pour tous ceux qui ont participé directement ou indirectement à la mise en œuvre de ce travail, et pour tous ceux que nous avons oublié de mentionner.*

*Merci.*



# Dédicaces

*Pour ma vie bougies maman et papa*

*À tous mes amis*

*À tous mes frères et sœurs*

*Pour toute ma famille*

*À tous ceux qui m'ont soutenu*

*Pour tu Nour*

*Sami*

# Dédicaces

*À mon père et à ma mère*

*À la rose de la vie de ma femme*

*À tous mes frères et sœurs*

*À tous mes amis*

*Ameur*

Introduction générale .....1

## CHAPITRE I

### *Modélisation et simulation de la machine asynchrone*

I-1 Introduction .....3

I-2 Description de la machine asynchrone triphasée .....3

I-3 Hypothèses simplificatrices .....3

I-4 Représentation du Modèle de la machine ..... 4

    I-4-1 Mise en équations du modèle de la machine .....5

        a-Équations électriques.....5

        b-Équations magnétiques .....7

        c-Équations mécanique .....8

I-5 Transformation du système triphasé .....8

    I-5-1 Transformation CLARK/CONCORDIA .....9

        a-CLARK .....9

        b-CONCORDIA .....9

I-6 Transformation de Park .....10

    I-6-1 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone .....11

        a-Équations électriques.....11

        b-Équations magnétiques .....12

        c-Équations mécanique .....12

    I-6-2 Conditions de simplification .....12

    I-6-3 Choix du système d'axes de référence .....13

        I-6-3-1 Référentiel fixe par rapport au st .....13

        I-6-3-2 Référentiel fixe par rapport au rotor .....13

        I-6-3-3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant .....14

I-7 Equation d'état du modèle de la MAS .....14

I-8 Simulation de La machine asynchrone .....15

    I-8-1 résultats de la simulation .....15

I-9 Interprétation de résultats .....17

I-10 Conclusion .....18

## CHAPITRE II

### *Commande par mode de glissant de la MAS*

|   |    |
|---|----|
| II-1 Introduction .....   | 19 |
| II-2 Bref historique.....   | 19 |
| II-3 Commande par mode de glissant .....                                      | 20 |
| II-3-1 systèmes a structure variables .....                                   | 20 |
| a-Définition 1 .....  | 20 |
| b-Définition 2 .....  | 21 |
| II-3-2 L'objectif de la commande par mode glissant .....                      | 21 |
| II-4 Théories des Modes glissants.....  | 21 |
| II-5 Conception de la commande par mode de glissement .....                   | 23 |
| II-5-1 Choix de la surface de glissement .....                                | 23 |
| II-5-2 Conditions de convergence .....  | 24 |
| II-5-2-1 Fonction directe de commutation .....                                | 25 |
| II-5-2-2 Fonction de LYAPUNOV .....   | 25 |
| II-5-3 Calcul de la commande .....  | 25 |
| II-5-4 Définition des grandeurs de command .....                              | 26 |
| II-5-5 Expression analytique de la commande .....                             | 27 |
| II-5-6 Elimination du phénomène de chattering .....                           | 29 |
| II-6 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement .....   | 30 |
| II-7 Différentes structures du contrôle par mode de glissement .....          | 30 |
| II-7-1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande .....      | 31 |
| II-7-2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état ..... | 31 |
| II-7-3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente .....    | 32 |
| II-8 Domaine d'application du réglage par mode glissant .....                 | 32 |
| II-9 Application de la commande par mode de glissement à la MAS.....          | 33 |
| II-9-1 Description .....  | 33 |
| II-9-2 Choix des surfaces de glissements.....                                 | 34 |
| II-9-3 Conditions de convergence .....  | 34 |
| II-9-4 Loi de commande par mode glissant .....                                | 35 |
| II-10 Simulation et interprétation des résultats .....                        | 37 |
| II-10-1 Démarrage à vide avec insertion de la charge .....                    | 37 |
| II-10-2 interprétation des résultats .....                                    | 39 |
| II-11 Conclusion .....  | 39 |

## **CHAPITRE III**

### ***Commande par mode glissant d'ordre deux de la MAS***

|  |    |
|--|----|
| III-1 Introduction .....   | 40 |
| III.2 Position du problème .....   | 40 |
| III-2-1 Définition 1 .....   | 41 |
| III-2-2 Définition 2 .....   | 41 |
| III-3 Modes glissants idéaux et réels .....                                  | 41 |
| III-3-1 Définition1 .....  | 41 |
| III-3-2 Définition2 .....  | 42 |
| III-4 Principe .....   | 42 |
| III-5 Avantages .....  | 43 |
| III-6 Commande par mode glissant d'ordre deux .....                          | 44 |
| III-7 Propriétés de convergence en temps fini .....                          | 45 |
| III-8 Algorithme de Twisting .....   | 46 |
| III-9 Algorithme de super Twisting .....                                     | 46 |
| III-10 Application du mode glissant d'ordre deux au contrôle de la MAS ..... | 47 |
| III-11 Résultats de simulation .....   | 49 |
| III-12 Interprétation de simulation .....                                    | 50 |
| III-14 Conclusion .....  | 51 |
| <br>   |    |
| Conclusion générale .....  | 52 |

# LISTE DES FIGURES

|   |    |
|---|----|
| Fig. I-1: Modèle d'une machine asynchrone triphasée .....   | 4  |
| Fig. I-2: Représentations schématique d'une machine asynchrone triphasée .....  | 5  |
| Fig. I-3: Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé .....   | 10 |
| Fig. I-4: Orientation des axes (u, v) par rapport aux différents référentiels.....  | 13 |
| Fig. I-5: Résultats de simulation de la MAS.....  | 17 |
| <hr/>   |    |
| Fig. II-1 : Représentation dans le plan d'état du comportement du système.....  | 22 |
| Fig. II-2 : Trajectoires de $f^+$ et de $f^-$ pour le mode de glissement .....  | 23 |
| Fig. II-3: Linéarisation exacte de l'écart.....   | 24 |
| Fig. II-4 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....   | 25 |
| Fig. II-5 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....   | 26 |
| Fig. II-6 : La valeur continue $u_{eq}$ prise par la commande lors de la commutation entre<br>$u_{Max}$ et $u_{Min}$ .....          | 27 |
| Fig. II-7 : représentation de la fonction « sign ».....   | 28 |
| Fig. II-8: fonction «sat» .....   | 29 |
| Fig. II-9: Fonction « Smooth ».....   | 29 |
| Fig. II-10:structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.   | 31 |
| Fig. II-11:structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.  | 32 |
| Fig. II-12: structure de régulation par ajout de la commande équivalente .....  | 32 |
| Fig. II-13: résultats de simulation de la commande par mode glissant d'ordre un de la<br>MAS .....                                  | 39 |
| <hr/>   |    |
| Fig. III -1 Trajectoire du glissement d'ordre deux .....  | 45 |
| Fig. III -2 Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.....   | 47 |
| Fig III -3 Convergence de la trajectoire du système dans le plan de phase.....  | 48 |
| Fig III -4 Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une<br>variation de charge à l'instant $t=3s$ ..... | 51 |

# Table des notations et symboles

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci- Dessous :

|   |   |     |
|---|---|-----|
| <b>MAS</b>  | Machine Asynchrone.   | /   |
| <b>CMG</b>  | Commande par mode glissant.                                   | /   |
| <b>SMC</b>  | Sliding Mode Control  | /   |
| <b>VSC</b>  | commande à structure variable.                                | /   |
| <b>MRAS</b>   | Estimation adaptative de la vitesse avec modèle de référence. | /   |
| <b>(a, b, c)</b>  | Axes liés aux enroulements triphasés.                         | /   |
| <b>(α, β)</b>   | Axes du référentiel statorique.                               | /   |
| <b>(d, q)</b>   | Axes fixés par rapport au champ tournant.                     | /   |
| <b>R<sub>s</sub>, R<sub>r</sub></b>                               | Résistances d'enroulements statoriques et rotoriques.         | [Ω] |
| <b>S<sub>a</sub>, S<sub>b</sub>, S<sub>c</sub></b>                | Indices des trois phases statoriques.                         | [Ω] |
| <b>R<sub>a</sub>, R<sub>b</sub>, R<sub>c</sub></b>                | Indices des trois phases rotoriques.                          | [Ω] |
| <b>[v<sub>sa</sub> v<sub>sb</sub> v<sub>sc</sub>]<sup>T</sup></b> | Vecteurs tensions statoriques en composantes triphasées.      | /   |
| <b>[v<sub>ra</sub> v<sub>rb</sub> v<sub>rc</sub>]<sup>T</sup></b> | Vecteurs tensions rotoriques en composantes triphasées.       | /   |
| <b>[i<sub>sa</sub> i<sub>sb</sub> i<sub>sc</sub>]<sup>T</sup></b> | Vecteurs courants statoriques en composantes triphasées.      | /   |
| <b>[i<sub>ra</sub> i<sub>rb</sub> i<sub>rc</sub>]<sup>T</sup></b> | Vecteurs courants rotoriques en composantes triphasées.       | /   |
| <b>[φ<sub>sa</sub> φ<sub>sb</sub> φ<sub>sc</sub>]<sup>T</sup></b> | Vecteurs flux statoriques en composantes triphasées.          | /   |
| <b>[φ<sub>ra</sub> φ<sub>rb</sub> φ<sub>rc</sub>]<sup>T</sup></b> | Vecteurs flux rotoriques en composantes triphasées.           | /   |

|                                 |   |           |
|---------------------------------|---|-----------|
| $L_s$                           | Inductance propre d'une phase statorique.                           | [H]       |
| $L_m$                           | Inductance propre d'une phase rotorique.                            | [H]       |
| $M_s$                           | Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.                  | [H]       |
| $M_r$                           | Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.                   | [H]       |
| $L_s$                           | Inductances propre cycliques statorique.                            | [H]       |
| $L_r$                           | Inductances propre cycliques rotoriques.                            | [H]       |
| $L_m$                           | Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.                 | [H]       |
| $L_{s0}$                        | L'inductance propre de l'enroulement.                               | [H]       |
| $[L_s]$                         | Matrice d'inductances statoriques.                                  | /         |
| $[L_r]$                         | Matrice d'inductances rotoriques.                                   | /         |
| $[M_{sr}]$                      | Matrice d'inductances mutuelles stator-rotor.                       | /         |
| $\varphi_s$                     | Flux statoriques.   | [Wb]      |
| $\varphi_f$                     | Flux magnétique du rotor.   | [Wb]      |
| $\varphi_d, \varphi_q$          | Flux du stator selon les axes d, q.                                 | [Wb]      |
| $\varphi_\alpha, \varphi_\beta$ | Flux des axes $\alpha$ et $\beta$ .                                 | [Wb]      |
| $\varphi$                       | Flux.   | [Wb]      |
| $X$                             | Vecteur d'état.   | /         |
| $C_e$                           | Couple électromagnétique.   | [Nm]      |
| $C_r$                           | Couple mécanique résistant.   | [Nm]      |
| $P(\theta)$                     | Matrice de passage de Park.   | /         |
| $P(\theta)^{-1}$                | Matrice de passage inverse de Park.                                 | /         |
| $P$                             | Nombre de paire de pôles.   | /         |
| $\theta$                        | Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé. | rad       |
| $[R]$                           | Matrice de passage ( $\alpha, \beta$ ) au (d, q).                   | /         |
| $\omega$                        | Pulsation électrique du rotor ( $\omega = p \cdot \Omega$ ).        | [rad / s] |

## Notations et Symboles

---

|            |   |           |
|------------|---|-----------|
| $\omega_r$ | Vitesse de rotation de la machine                 | [rad / s] |
| $\Omega$   | Vitesse de rotation mécanique                     | [rad / s] |
| $\omega_s$ | Pulsation statorique.                             | [rad / s] |
| $T_r$      | Constante du temps rotorique.                     | [S]       |
| $T_s$      | Constante du temps statorique.                    | /         |
| $\sigma$   | Coefficient de dispersion.                        | /         |
| $S(x)$     | Surface de glissement de la variable X            | /         |
| $V_{eq}$   | La commande équivalente.                          | [rad / s] |
| $V(x)$     | Fonction de Lyapunov.                             | [A]       |
| $P_e$      | Perturbation.                                     | [A]       |
| $e$        | L'écart entre la grandeur réelle et sa référence. | /         |
| $x_{ref}$  | Consigne de x.                                    | /         |
| $M_1, M_2$ | Coefficient de surface de glissement.             | /         |

**Abstract:** This work consists in building a higher order nonlinear control of asynchronous machine. In the first part, a mathematical model presentation of the machine was approached. The second part is to develop a nonlinear control strategy of asynchronous machine. For this, two controls techniques were presented namely: classic sliding mode control and higher order sliding mode control. In this thesis, we have studied conventional and higher-order slip position control, and algorithms for this control in a high degree slip method have been developed and applied in order to eliminate the noise phenomenon and provide some kind of force in the case of low speed operation.

**Keywords:** Nonlinear control, Sliding mode, Asynchronous machine, Super twisting.

**Résumé:** Ce travail consiste à construire une commande non linéaire d'ordre supérieur de la machine asynchrone. Dans la première partie, une présentation du modèle mathématique de la machine a été abordée. La deuxième partie consiste à élaborer une stratégie de commande non linéaire d'une MAS. Pour cela, deux techniques de commandes ont été présentées à savoir : la commande par mode glissant classique et d'ordre supérieur. Dans ce mémoire de thèse, nous avons étudié le contrôle de la position de glissement conventionnel et d'ordre supérieur, et des algorithmes pour ce contrôle dans une méthode de glissement à haut degré ont été développés et appliqués afin d'éliminer le phénomène de bruit et d'assurer une sorte de force dans le cas d'un fonctionnement à faible vitesse.

**Mots clés :** Commande non linéaire, Mode glissant, Moteur asynchrone, Super twisting.

**ملخص:** هذا العمل يتمحور حول بناء تحكم غير خطي عالي المستوى في الجهاز غير المتزامن. في الجزء الأول ، تم تقديم عرض للنموذج الرياضي للآلة. أما الجزء الثاني هو تطوير استراتيجية للتحكم غير الخطي في الجهاز غير المتزامن. لهذا الغرض ، تم تقديم طريقتين للتحكم وهما: التحكم الأول عن طريق وضع الانزلاق الكلاسيكي و التحكم الثاني عن طريق وضع الانزلاق عالي المستوى. في هذه الأطروحة ، درسنا التحكم في وضع الانزلاق التقليدي و عالي المستوى ، وتم تطوير وتطبيق خوارزميات لهذا التحكم بطريقة انزلاق الدرجة العالية من أجل القضاء على ظاهرة الضوضاء وتوفير نوع من القوة في حالة التشغيل بسرعة منخفضة.

**الكلمات المفتاحية:** التحكم الغير خطي، الوضع الانزلاقي، الماكنة الغير المتزامنة، خوارزم.



***INTRODUCTION GENERALE***

# INTRODUCTION GENERALE

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglages de plus en plus performants, dans les applications industrielles, on trouve souvent le moteur asynchrone le plus utilisé dans ce domaine.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la variation de vitesse ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose de 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.

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes.

Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commandes classiques, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leur variations.

Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables. Cependant, la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering". Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, le dynamique du système rester insensible aux variations des

Paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations [1].

La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie à priori, appelée surface de glissement. Le choix de cette surface dépend de la dynamique et du mode de stabilisation désirés pour le système en boucle fermée.


Dans ce mémoire nous avons introduit la technique de réglage par mode glissant pour la régulation des courants statoriques de la machine asynchrone.

Le premier chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension triphasé sinusoïdale en utilisant la transformation triphasé-biphasé de Park. Nous avons simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz.

Le deuxième chapitre portera sur la théorie de la commande par mode glissant et appliqué à la machine asynchrone étude et simulation, tests de robustesse de la commande.

A partir des conditions de stabilité de LYAPUNOV, on présentera les principes théoriques de cette commande en l'occurrence toutes les relations concernant ce mode de réglage seront établies de façon à permettre une application pratique sur la machine asynchrone.

Enfin le troisième chapitre de ce mémoire concerne le réglage par mode de glissement d'ordre supérieur et appliqué la CMG dans la MAS.



***Chapitre I: Modélisation et  
simulation de la machine  
Asynchrone***

## I-1 Introduction

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction (MI) est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques.

Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [2].

## I-2 Description de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part, les deux parties sont séparé entre eux par entrefer pour limiter les pertes magnétiques [3].

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [3].

## I-3 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [4]:

- ✓ entrefer constant.
- ✓ effet des encoches négligé.
- ✓ distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

- ✓ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✓ pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✓ l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

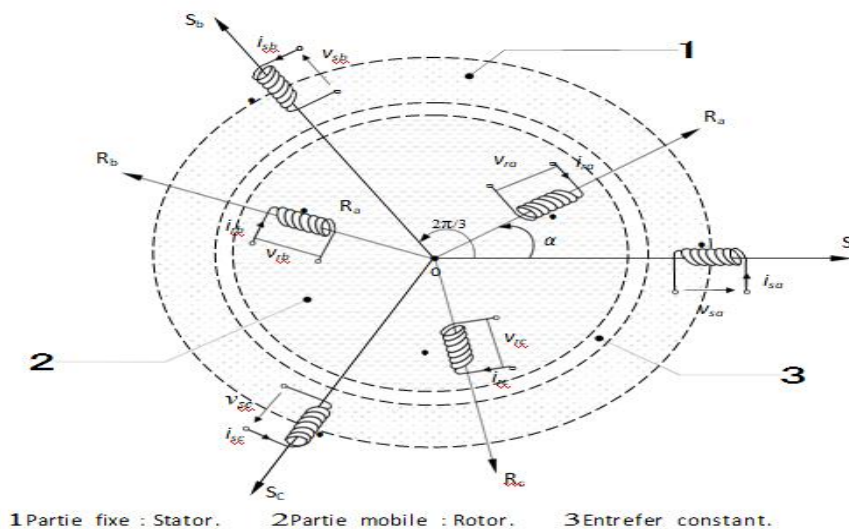
Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

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

#### I-4 Représentation le Modèle de la Machine

On a représenté au stator trois bobinages, dont les axes sont décalés de  $120^\circ$ , et trois autres au rotor, parcourus chaque fois par un système de courants triphasé. Par convention, les bobinages sont alimentés par un système de tensions triphasé sinusoïdal direct [5].

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure (I-1).



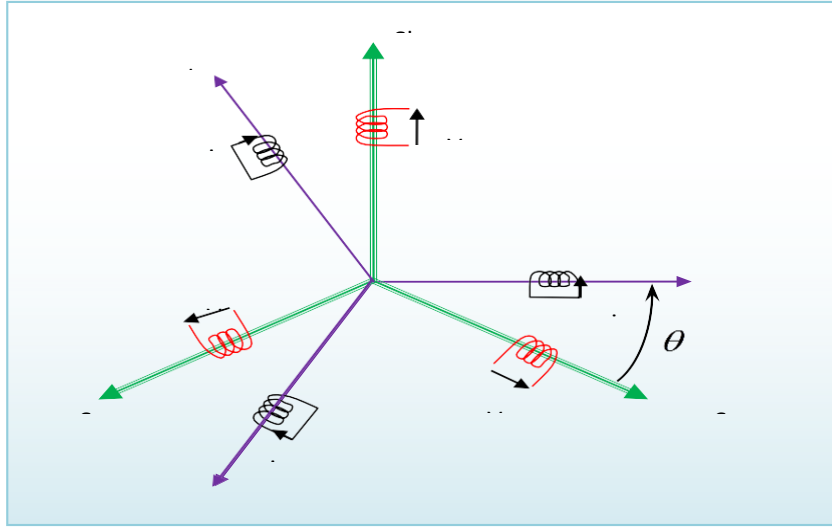
**Figure I-1 :** Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

L'équation de tension des phases statoriques et rotoriques servent le point de départ à

l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone.

#### I-4-1 Mise en équations du modèle de la machine :

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donnée par la figure (I -2).



**Figure (I -2).** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types des équations à savoir :

- les équations électriques.
- les équations magnétiques.
- les équations mécaniques.

#### a- Equations électriques :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

Pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

Les équations (I-1) et (I-2) peuvent être écrits sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (\text{I-4})$$

$(v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})$  Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})$  Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$(\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc})$  Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (\text{I-6})$$

$(v_{ra}, v_{rb}, v_{rc})$  Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

$(i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})$  Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$(\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc})$  Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotoriques.

**b- Equations magnétiques :**

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_s & M_s & M_s & l_r & M_s & M_s \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\alpha & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\alpha & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\alpha \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

Tel que :

$l_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$  : L'inductance mutuelle entre phase statorique.

$M_r$  : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

On remplace (I-8) dans les équations (I-6) et (I-4).

Alors:

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} \quad (I-13)$$

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \} \quad (I-14)$$

### c-Équations mécaniques :

L'équation mécanique est donnée par l'expression :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I-15)$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion Électromécanique de l'énergie :

$$C_{em} = P [i_{sabc}]^t \frac{d}{dt} ([M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (I-16)$$

Avec :

- J : moment d'inertie du rotor.
- f : coefficient de frottement visqueux.
- C<sub>em</sub> : couple électromagnétique.
- C<sub>r</sub> : couple résistant.
- P : nombre de pair de pôle.

Les équations précédentes sont difficiles à résoudre puisque :

- L'ordre du système est élevé;
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps en Introduit la transformation de Park.

## I-5 Transformation du système triphasé :

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

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé [34].

### I-5-1 Transformation CLARK/CONCORDIA:

C'est une transformation linéaire, indépendante de la rotation qui permet de transformer une bobine triphasée en une bobine biphasée équivalente.

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

#### a. CLARK :

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

$$\text{Avec} \quad T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

#### b. CONCORDIA :

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

$$\text{Avec} \quad T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

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

$$[V_{S\alpha\beta}] = R_s [I_{S\alpha\beta}] \frac{d}{dt} [\Phi_{S\alpha\beta}] \quad (\text{I-19})$$

$$[V_{R\alpha\beta}] = R_r [I_{R\alpha\beta}] \frac{d}{dt} [\Phi_{R\alpha\beta}] \quad (\text{I-20})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{S\alpha\beta} \\ \Phi_{R\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S\alpha\beta} \\ I_{R\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

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

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

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

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

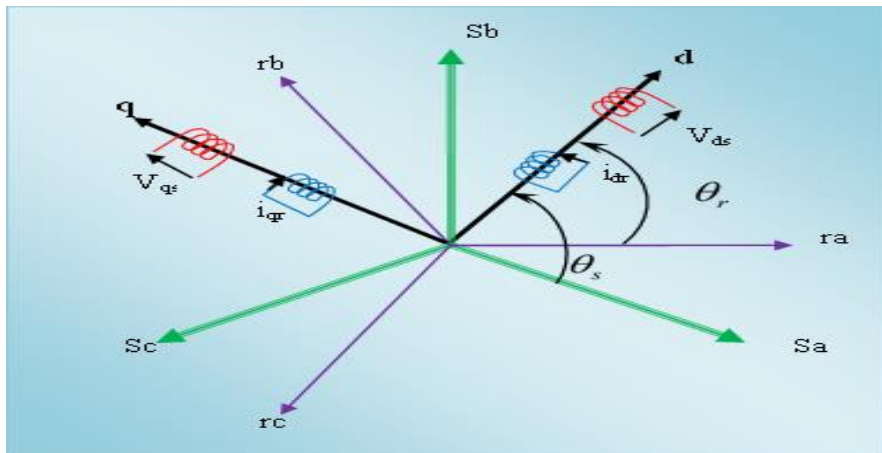
$$\text{Rot}(\theta_{obc}) = \begin{bmatrix} \cos \theta_{obc} & -\sin \theta_{obc} \\ \sin \theta_{obc} & \cos \theta_{obc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

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

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{obc} & -\sin \theta_{obc} \\ \sin \theta_{obc} & \cos \theta_{obc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

## I-6 Transformation de Park

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier est garder fixe par rapport au stator, et est communément appelé  $(\alpha\beta)$ , le second est lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme  $\omega_s$  et est appelé  $(dq)$ , et le dernier garder fixe par rapport au rotor est appelé  $(XY)$ . La modélisation en  $(\alpha\beta)$  voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en  $(dq)$  voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [6]



**Figure I-3:** Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

$$[X_d \ X_q \ X_0]^t = [P(\theta)][X_a \ X_b \ X_c]^t \quad (\text{I-23})$$

La transformation inverse est :

$$[X_a \ X_b \ X_c]^t = [P(\theta)]^{-1}[X_d \ X_q \ X_0]^t \quad (\text{I-24})$$

Tel que :

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

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

La matrice de changement de base est [P( $\theta$ )] définie par :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-25})$$

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

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t.$$

Donc :

$$p(\theta_a)^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-26})$$

### I-6-1 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone :

#### a-Équations électriques :

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire  $\omega_{obs} = \frac{d\theta_{obs}}{dt}$  les équations (I-

1) Et (I-2) s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \dot{i}_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_{obs} \cdot \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \dot{i}_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_{obs} \cdot \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I-27})$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r \dot{i}_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_{obs} - \omega) \cdot \varphi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r \dot{i}_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} - (\omega_{obs} - \omega) \cdot \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{I-28})$$

**b-Équations magnétiques :**

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_r i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-23})$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s \qquad L_r = l_r - M_r \qquad M = \frac{3}{2} M_0$$

Où :

$L_s$  : Inductance cyclique propre statorique.

$L_r$  : Inductance cyclique propre rotorique.

$M$  : Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

**c- Équations mécanique :**

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_r$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} PM (\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{I-29})$$

$$\omega_{obs} = P \cdot \Omega_r$$

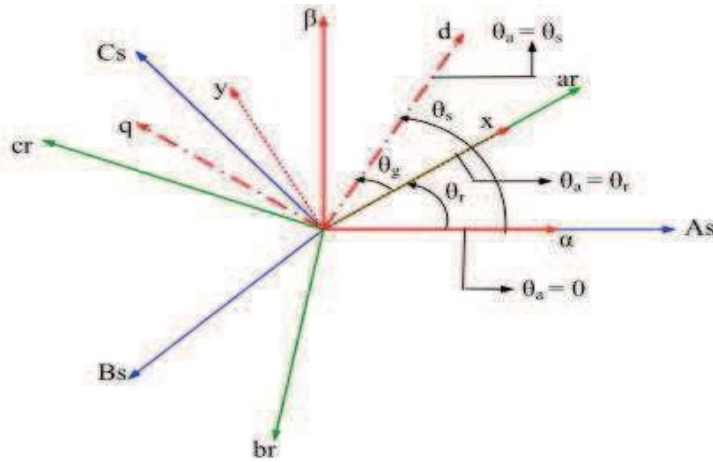
**I-6-2 Conditions de simplification**

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe ( $u, v$ ) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (I-4).

- Référentiel d'axe ( $\alpha, \beta$ ) système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = 0$ );
- Référentiel d'axes ( $x, y$ ) système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_r$ );
- Référentiel d'axes ( $d, q$ ) système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_s$ ).

Avec l'angle  $\theta_a$  : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois Manières différente.

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de composantes de PARK nécessite d'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [7].



**Figure I-4 :** Orientation des axes ( $u, v$ ) par rapport aux différents référentiels.

### I-6-3 Choix du système d'axes de référence

#### I-6-3-1 Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases} \text{ Et } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I-30})$$

$$\begin{bmatrix} U_{r\alpha} \\ U_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I-31})$$

#### I-6-3-2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow X \\ v \rightarrow Y \end{cases} \text{ Et } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{sx} \\ U_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I-32})$$

$$\begin{bmatrix} U_{rx} \\ U_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I-33})$$

### I-6-3-3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique  $\omega_s$  créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \text{ Et } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r = \omega_s, \Delta \omega_{ra} = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-34})$$

$$\begin{bmatrix} U_{rd} \\ U_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-35})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques.

### I-7 Equation d'état du modèle de la MAS

La machine asynchrone utilisée, est décrite par un système d'équations différentielles non linéaires, l'alimentation en tension de la MAS permet de choisir comme variables de commande, les tensions statoriques ( $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ ) Les variables d'états choisis les courants et les flux statoriques ( $\varphi_{r\alpha}, \varphi_{s\beta}, I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ ) Le modèle d'état correspondant est :

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

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ -\frac{1}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I-36})$$

Et:

$\sigma = 1 - \frac{L_r^2}{L_r L_s}$  : est le coefficient de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : est la constante de temps rotorique

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$  : est la constante de temps statorique

$R_t = R_s + \frac{M^2}{T_r L_r}$  : est la résistance totale ramenée au stator.

## I-8 Simulation de la machine asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet de simuler la machine s'une manière simple à l'aide de logiciel SIMULINK sous MATLAB. La machine est alimentée directement par un réseau triphasé [220/380 V, 50 Hz], les paramètres de la machine asynchrone sont donnés dans l'annexe [A].

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitude Constante, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

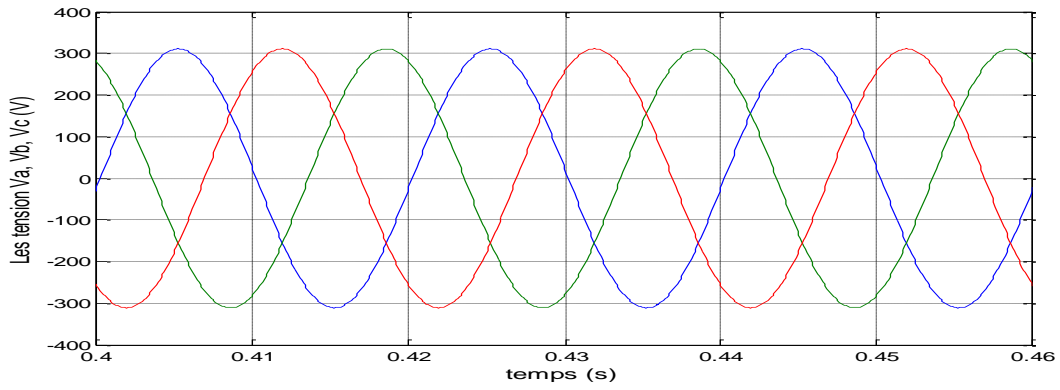
Avec :

$V_{eff}$ : Valeur efficace de tension.

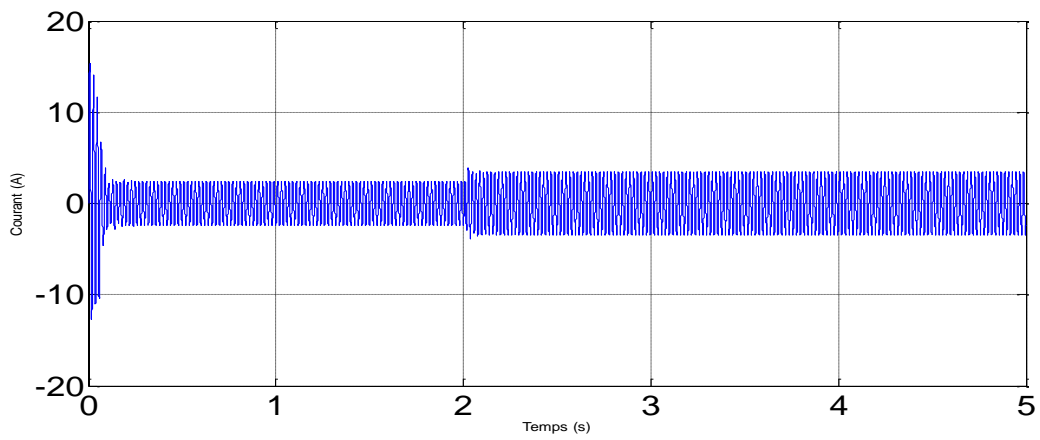
$\omega = 2\pi f$  avec  $f$  la fréquence d'alimentation.

### I-8-1 Résultats de simulation:

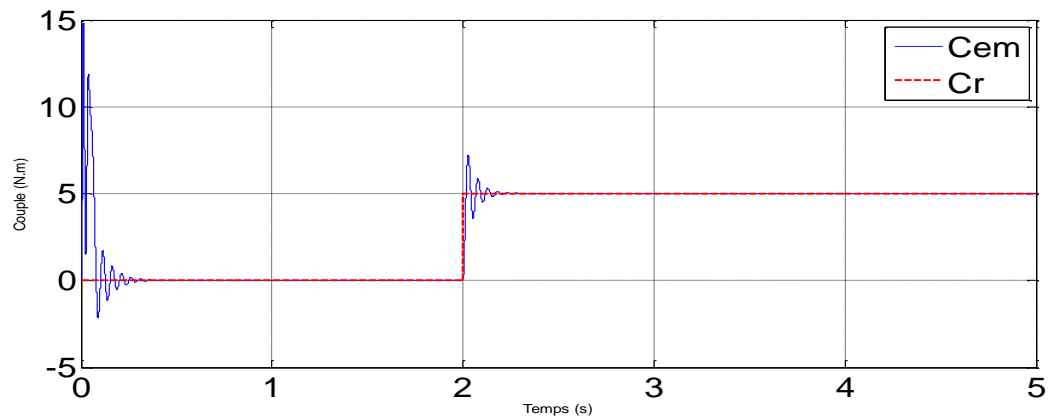
Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe. On va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz et sans l'application de perturbation ( $C_r = 0$ ), l'essai en charge après un démarrage à vide, avec une valeur de  $C_r = 25$  N.m. et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I-5).



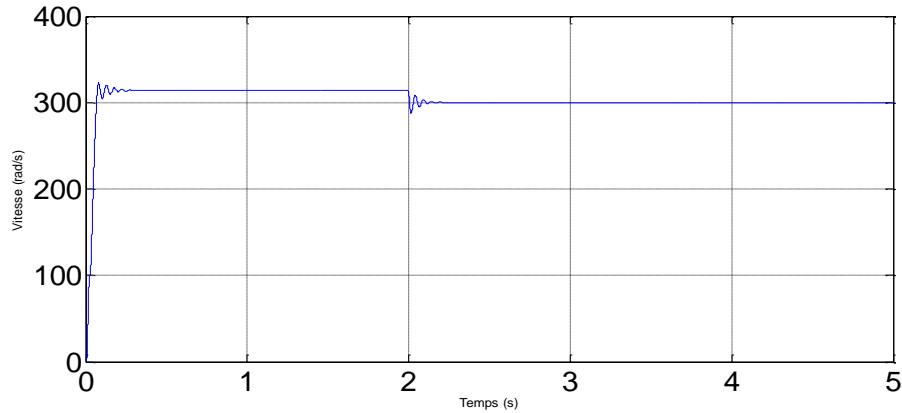
Les tension Va, Vb, Vc (v)



Les Courants de phases statoriques



Réponse du couple électromagnétique



**Vitesse de rotation à vide puis en charge à  $t=2s$ , Machine alimentée par le réseau.**

**Figure I-5 : Résultats de simulation de la MAS.**

### I-9 Interprétation des résultats

Lors du démarrage, on constate des pics de courant importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

La Figure (I-5) représente l'évolution de la vitesse en fonction du temps. En régime transitoire. On remarque un accroissement linéaire de la vitesse, avec une tendance à osciller à cause de l'inertie des masses tournantes et du coefficient d'amortissement deux faibles valeurs des flux.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 2s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatile, puis se stabilise en fin du régime. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant  $t=2s$  (ou bien d'un régime en charge vers un autres) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

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

En deuxième étape, une perturbation du couple ( $C_r=5N.m$ ) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ( $t=2s$ ) et les résultats de simulation sont regroupés dans la Figure (I-5) Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour

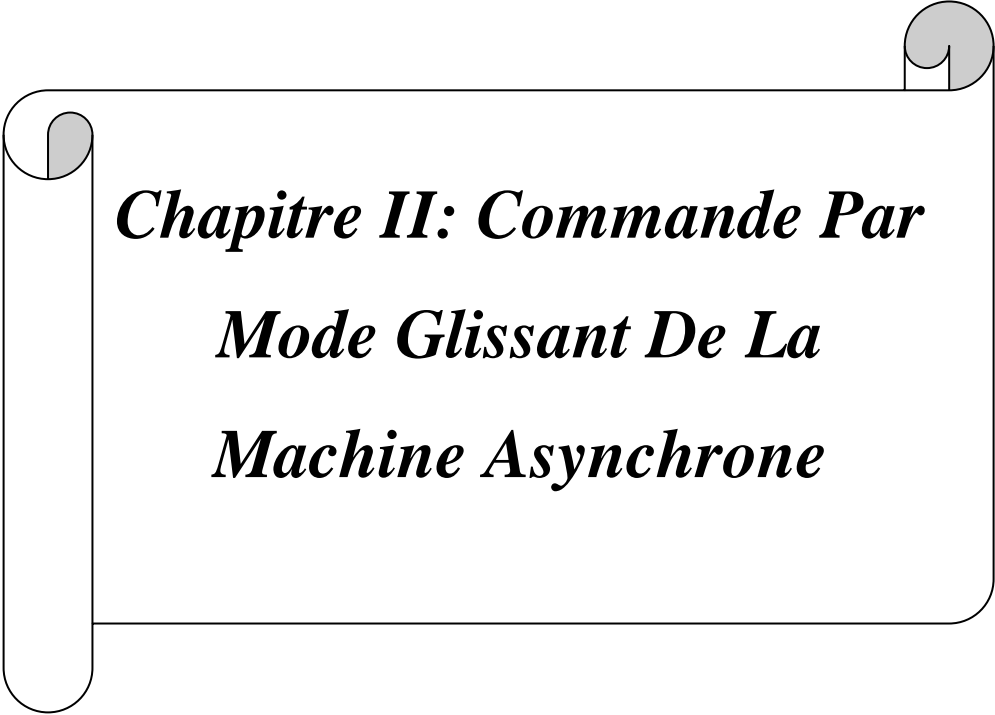
compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.

## **I-10 Conclusion**

Dans ce premier chapitre, on a présenté des modèles dynamiques du moteur asynchrone à cage et les transformations qui les lient, puis ces modèles sont mis en œuvre pour analyser les comportements de la machine ou pour mettre en place éventuellement les différentes fonctions de la commande.

Les résultats obtenus par voie de simulation nous donnent une vision assez claire sur le comportement du moteur asynchrone à cage en fonction des paramètres.



***Chapitre II: Commande Par  
Mode Glissant De La  
Machine Asynchrone***

## II-1 Introduction

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande, il y a typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème [8] [9].

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

Les lois de la commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [10] [8]. Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

## II-2 Bref historique

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations de paramètres. Des Contrôleurs à structure variable ont fait leur apparition dans le littérature soviétique et ont été Largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème. Des recherches sur la Commande à structure variable ont été données par Decarlo et autres (1998) et par Hung et autres (1993). L'action de commande force la trajectoire du système à contraindre l'espace d'état

intitulé surface du glissement, [11].

Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant L'utilisation des commandes à une haute fréquence de commutation. L'avantage saillant de la Commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations. Le phénomène «chattering» associé à la commande par mode glissant, présent un inconvénient majeur par ce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable.

Une approche emploie une couche limite autour de la commutation. Une autre méthode, Remplace la commande du type « maximum / minimum » par une fonction de vecteur d'unité avec une constante positive. Cependant ces approches ne fournissent aucune garantie quant à la convergence exacte au mode glissant et présente un dilemme chattering- robustesse.

### **II-3 Commande par mode de glissant**

La commande à structure variable par régime glissant apparue depuis le début des années 60, elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles [12] [13] [8].

Dans ce contexte, on va présenter en première étape le principe et la conception de la Commande par mode de glissement. Ensuite, nous nous intéressons à l'application de cette commande au réglage de la vitesse de la MAS.

#### **II-3-1 systèmes à structure variables**

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient .Il en découle les définitions suivantes :

##### **a- Définition 1:**

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans Chaque structure.

**b-Définition 2:**

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

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Où  $f_i$  les fonctions appartiennent à un ensemble de sous-systèmes de classe  $C^k$ .

Par conséquent, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

**II-3-2 L'objectif de la commande par mode glissant**

Se résume en deux points essentiels:

1-Synthétiser une surface  $S(x, t)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un Comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.

2-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.

**II-4 théories des modes glissants**

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global.

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

$$x = f = \begin{cases} f^+(x, u^+); & S(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-); & S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

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

$$u = \begin{cases} u^+ & ; \dot{S}(x, t) > 0 \\ u^- & ; \dot{S}(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Où  $S(x,t)$  est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation  $S_0$  est définie comme suite :

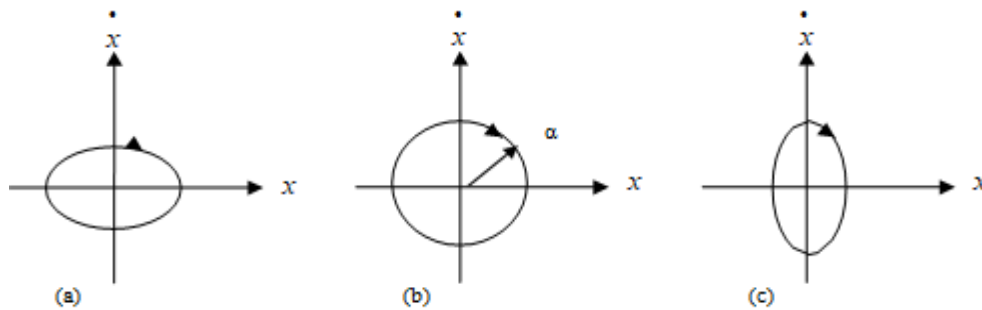
$$S_0 = \{x(t) / S(x, t) = 0\} \quad (\text{II-4})$$

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

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

La première configuration représente des trajectoires de  $f^+$  et  $f^-$  qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation  $S_0$ .

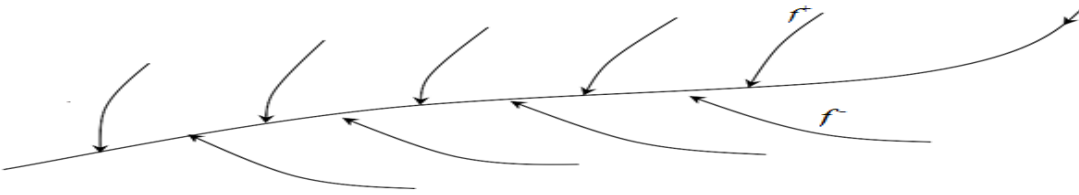
La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour  $f^+$  (respectivement pour  $f^-$ ) et pour  $f^-$  (respectivement pour  $f^+$ ).



**Figure (II-1) :** Représentation dans le plan d'état du comportement du système

a :  $\alpha < 1$ , b :  $\alpha = 1$ , c :  $\alpha > 1$ .

La troisième configuration (Figure (II-2)) représente des trajectoires de  $f^+$  et  $f^-$  qui convergent vers la surface de commutation  $S_0$ , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé «mode de glissement ».



**Figure (II-2):** Trajectoires de  $f^+$  et de  $f^-$  pour le mode de glissement.

## II-5 Conception de la commande par mode de glissement

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

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

### II-5-1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [14], [13]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ C^t x, y \in R^m \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

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

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système.

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial x} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II-6})$$

Avec :

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

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

$r$  : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Pour :

$$r=1, \quad S(x) = e(x)$$

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

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

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

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

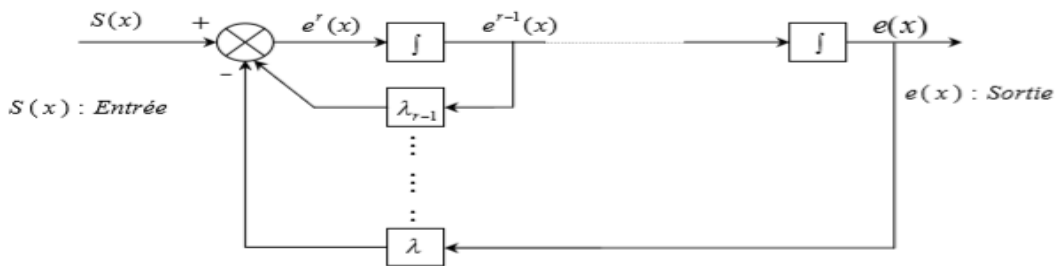


Figure (II-3) : Linéarisation exacte de l'écart.

## II-5-2 Conditions de convergence

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

### II-5-2-1 Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner a la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est sous la forme :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II-7})$$

### II-5-2-2 Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e  $\dot{V}(x) < 0$ ). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [16],

En déduisant la fonction de Lyapunov et sa dérivée par :

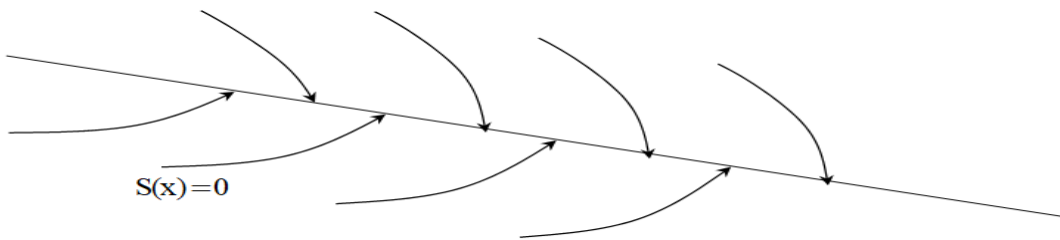
$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II-8})$$

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{II-9})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroît, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative, ceci est vérifié si :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II-10})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés figure (II-4). Cette condition suppose un régime glissant idéal.



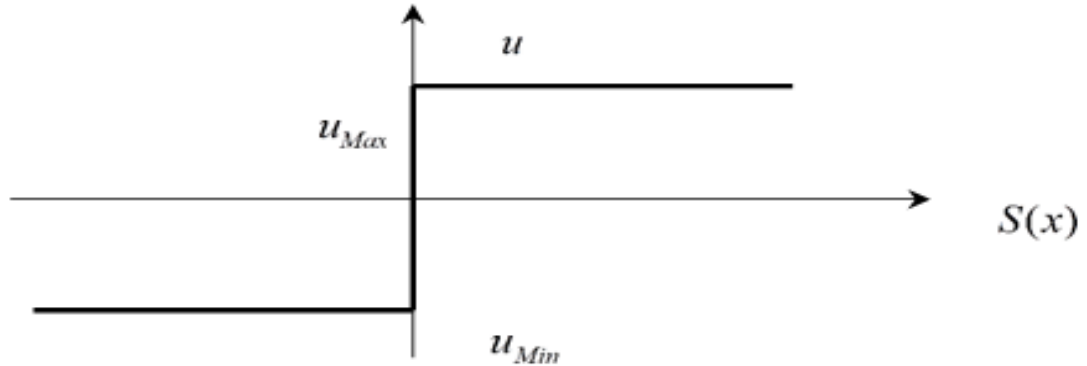
**Figure II-4 :** Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.

### II-5-3 Calcul de la commande :

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

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre ( $u_{Max}$ )

et ( $u_{Min}$ ). Instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure II-5) Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissement.



**Figure (II-5) :** Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

#### II-5-4 Définition des grandeurs de commande:

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

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

Nous posons donc :

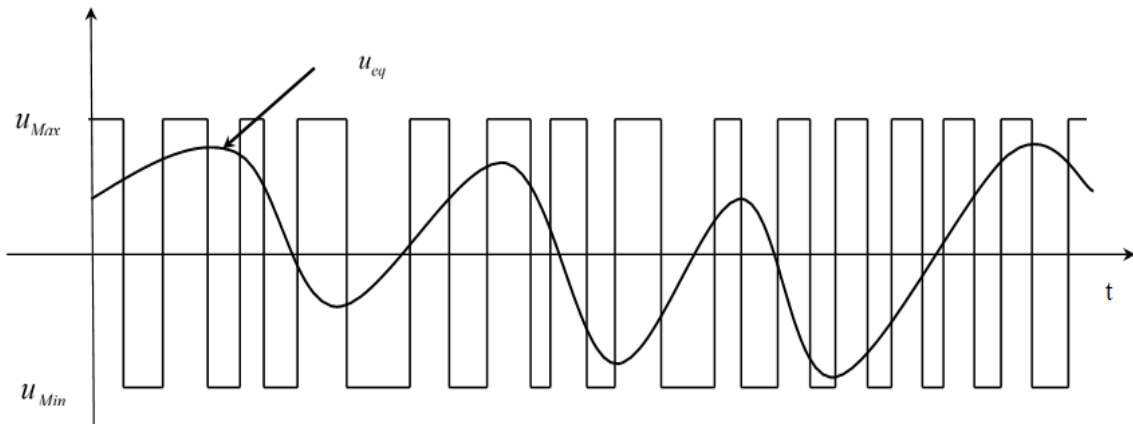
$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (II-11)$$

$u_{eq}(t)$  Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :  $\dot{S}(x) = 0$ .

$u_N(t)$  Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence  $S(x) \dot{S}(x) < 0$

détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par  $\dot{S}(x) = u_N$

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



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

### II-5-5 Expression analytique de la commande :

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (II-11) [8].

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (II-12)$$

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

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (II-13)$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} [f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)] + \frac{\partial s}{\partial x} [g(x, t)u_N] \quad (II-14)$$

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

$$u_{eq}(t) = \left[ \frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) \right]^{-1} \left( \frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) \right), u_N = 0 \quad (II-15)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $U_{eq}$  par sa valeur (II-15) dans l'équation (II-11). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

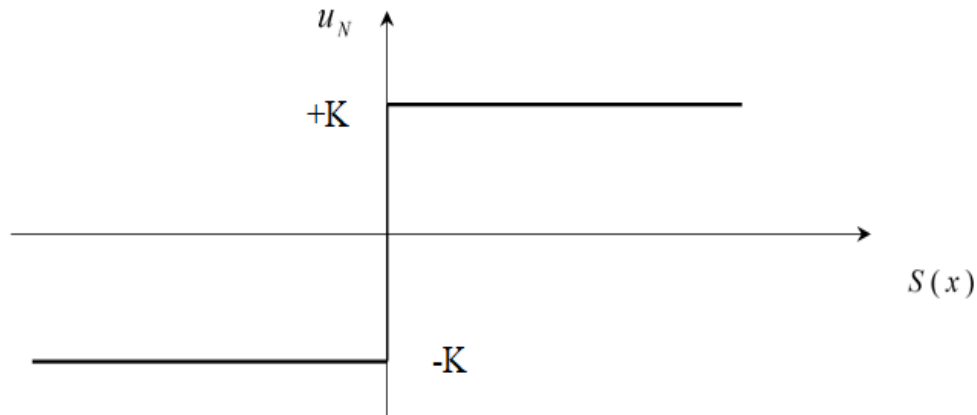
$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t) u_N] \quad (\text{II-16})$$

Le problème revient à trouver  $u_N$  tel quel :

$$S(x) \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t) u_N] < 0 \quad (\text{II-17})$$

La solution la plus simple est de choisir  $u_N$  sous la forme de relais (Figure II-7). Dans ce Cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K. \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II-18})$$



**Figure (II-7) :** représentation de la fonction « sign ».

En remplaçant l'expression (II-17) dans (II-18), on obtient :

$$S(x) \dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) K. \text{sign}|S(x)| < 0 \quad (\text{II-19})$$

Où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$  est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (II-19). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [13].

#### II-5-6 Elimination du phénomène de chattering:

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées .Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [13].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences .On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [9] (Figure II-8).

- **Fonction SAT :**

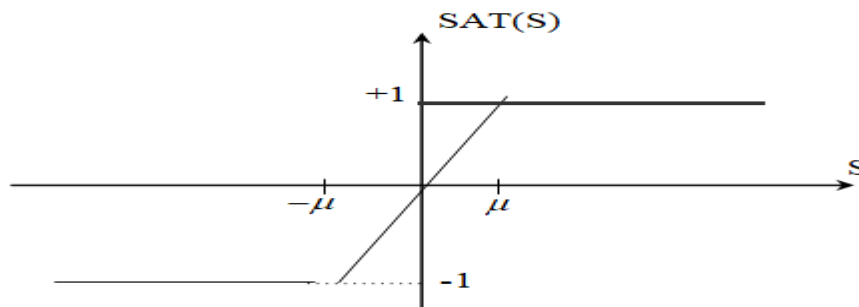
$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{Si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{Si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{Si } |S| < \mu \end{cases}$$

$\mu$  : un paramètre petit et positif.

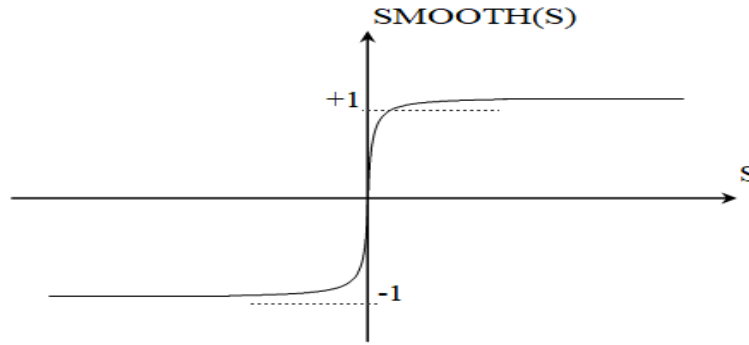
- **Fonction SMOOTH :**

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

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$



**Figure (II-8):** fonction «sat ».



**Figure (II-9):** Fonction « Smooth ».

## II.6 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement

Il est reconnu que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort d'une commande par mode de glissement. Contrairement à une loi de commande classique, les performances dynamiques sont maintenues quelles que soient les variations des paramètres et quelle que soit l'amplitude des perturbations appliquées au système. De plus, la réduction de l'ordre du système constitue un autre point fort de ce type de commande, il permet de simplifier la complexité du système.

Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients :

- Un phénomène de chattering où broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.
- Le système est soumis à chaque instant à une commande à fréquence 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 dans la commande par une fonction de saturation (hystérésis, arc tangente,... etc.)[33]

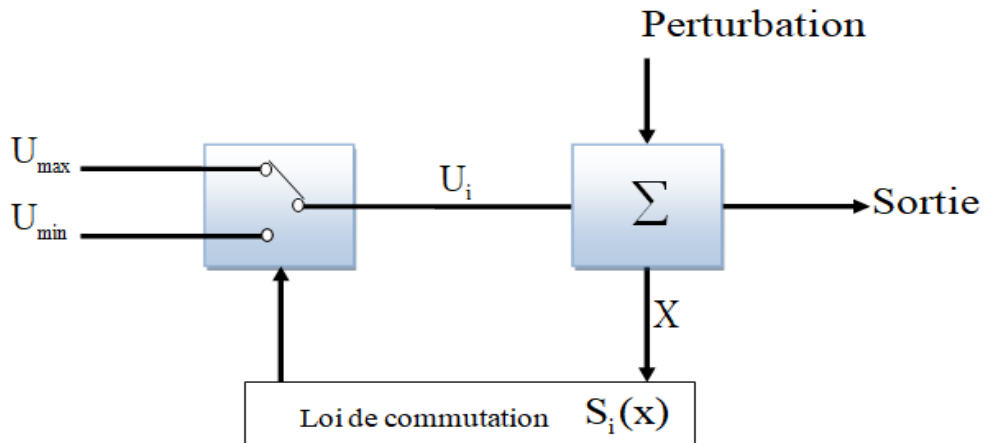
## II-7 Différentes structures du contrôle par mode de glissement:

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

équivalente [14]. Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

### II-7-1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande:

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (II-10), Cette structure de commande est la plus classique et la plus Utilisée.

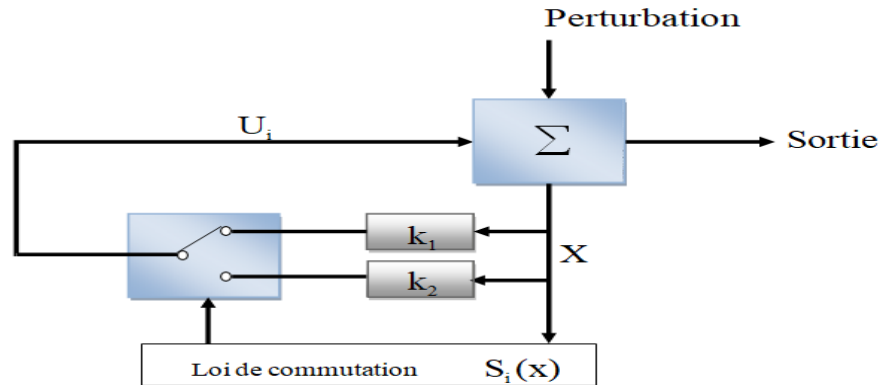


**Figure (II-10) :** structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas-à-pas [15].

### II-7-2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état:

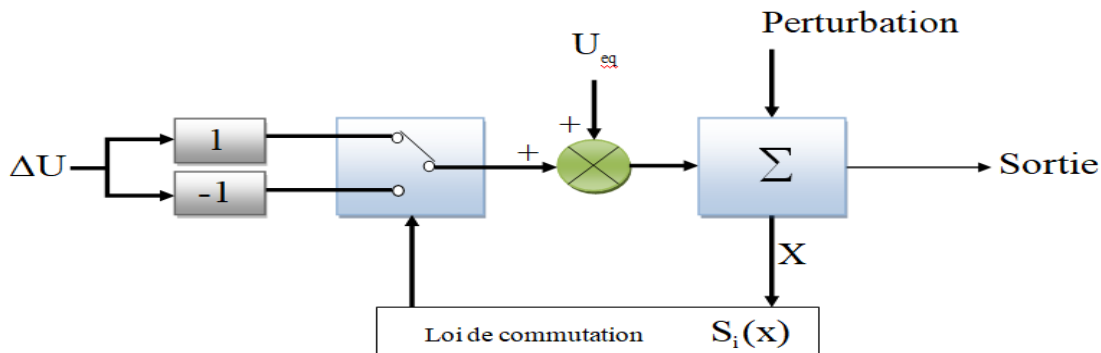
Nous pouvons consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (II-11). D'après les études menées précédemment [15], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique ou le réglage de la dynamique du système est réalisée par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système.



**Figure (II-11)** : structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

### II-7-3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente:

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (II-12) présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait l'expression de cette commande équivalente [16].



**Figure (II-12)**: structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

### II-8 Domaine d'application du réglage par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydraulique ou Pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, ou complètement ouvertes ou fermées.

Les entraînements électriques pour les machines électriques, ou robots, entraînements

qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation).

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que, les processus chimique et Métallurgiques, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions [14].

## II-9 Application de la commande par mode de glissement à la MAS

### II-9-1 Description

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en le premier chapitre dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle  $\alpha$ - $\beta$ . Le modèle est donné par :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t).U(t) \quad (\text{II-19})$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{r\alpha} \ i_{r\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \Omega_r]^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

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

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

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda x_1 + \frac{T}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot T \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda x_2 + \frac{T}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot T \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta(x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{j} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \\ T = \frac{1}{M} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \\ \delta = \frac{1}{\sigma L_s} \\ \eta = \frac{P \cdot M}{J \cdot L_r} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

### II-9-2 Choix des surfaces de glissements :

Dans le contrôle de la machine il faut d'assurer du contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, ou que la dynamique de vitesse est plus lente, Notre choix des surfaces de glissements des variables a contrôle dont la vitesse et le flux qui sont données dans forme d'un système de surface du premier ordre.

➤ **Vitesse  $\Omega_r$**

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{r \text{ ref}}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{r \text{ ref}}) \quad (\text{II-23})$$

Si On introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_{\Omega} = \Omega_r - \Omega_{r \text{ ref}} \quad (\text{II-24})$$

On Aura:

$$\dot{\varepsilon}_{\Omega} + \varepsilon_{\Omega} \quad (\text{II-25}) \quad S_1 = K_1$$

➤ **Flux  $\Phi_r$**

$$(\text{II-26}) \quad S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{r \text{ ref}}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{r \text{ ref}})$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\Phi r} = \Phi_r - \Phi_{r \text{ ref}} \quad (\text{II-27})$$

On Aura :

$$S_1 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi} + \dot{\varepsilon}_{\Phi r} \quad (\text{II-28})$$

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

### II-9-3 Conditions de convergence:

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

$$\begin{cases} S_1 = 0 \rightarrow \frac{d}{dt} (\Omega_r - \Omega_{r \text{ ref}}) + K_1 (\Omega_r - \Omega_{r \text{ ref}}) = 0 \\ S_2 = 0 \rightarrow \frac{d}{dt} (\Phi_r - \Phi_{r \text{ ref}}) + K_2 (\Phi_r - \Phi_{r \text{ ref}}) = 0 \end{cases} \quad (\text{II-29})$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ( $S_1 = 0$ ) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergent exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre  $\Omega_{r \text{ ref}}$  et  $\Phi_{r \text{ ref}}$  il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation

d'attractivité de Lyponnov ( $S_1$ ,  $\dot{S}_1 < 0$ ) et celle d'invariance ( $\dot{S}_1 = 0$ ).

#### II-9-4 Loi de commande par mode glissant:

Notre but consiste a générer une loi commande  $[V_{s\alpha} V_{s\beta}]^T$  en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états considères pour le contrôle du moteur asynchrone sont : La vitesse et le flux rotorique ( $\Omega_r$ ,  $\Phi_r$ ).

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (\text{II-30})$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \dot{x}_4 \quad (\text{II-31})$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_4 - \Omega_{r \text{ ref}}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{r \text{ ref}}) \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{r \text{ ref}}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{r \text{ ref}}) \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

Les dérivées successives de  $S_1$  et  $S_2$  seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{r \text{ ref}}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{r \text{ ref}}) \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{r \text{ ref}}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{r \text{ ref}}) \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

En utilisant le système d'équation (II-22), les dérivées correspondantes seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta(x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{\dot{c}_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta(\dot{x}_2 \cdot x_3 - \dot{x}_3 x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{c}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 - \dot{x}_3 \cdot x_1 - \dot{x}_2 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ - \frac{2}{T_r} \cdot \left( \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \left( K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda \right) \eta \cdot h_2 - K \cdot \frac{\dot{C}_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + T\Psi_r) \\ \quad - K_1 \dot{\Omega}_r - \Omega_{rref} \ddot{\cdot} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} + x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left( \frac{2+M.T}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r - \frac{2.M}{T_r} \cdot \left( \frac{M}{T_r} h_3 + \left( K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda \right) \cdot h_1 \right) \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_1 - K_2 \cdot \Psi_{rref} \dot{\cdot} - \Psi_{rref} \ddot{\cdot} + \frac{2.\delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_4 \cdot V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (II-35)$$

Tels que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_1 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_1 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases} \quad (II-36)$$

Le système (II-34) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (II-37)$$

$$\begin{cases} F_1 = \left( K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda \right) \eta \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \dot{\cdot} - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + T\Psi_r) \\ \quad \frac{K_1}{\eta} \dot{\Omega}_r - \frac{1}{\eta} \ddot{\Omega}_r \\ F_2 = \left( \frac{2+M.T}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r - M \cdot \left( \frac{M}{T_r} h_3 + \left( K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda \right) \cdot h_1 \right) \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2 - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \Psi_{rref} \dot{\cdot} - \frac{T_r}{2} \Psi_{rref} \ddot{\cdot} \end{cases} \quad (II-38)$$

Sous la forme considérée (II-37) sera de la forme

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (II-39)$$

Ou

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

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyapunov ( $S_1 \dot{S}_1 < 0$ ) il faut avoir.

$$\dot{S} = -v \cdot \text{Sgn}(S) \quad (II-40)$$

En égalisant (II-39) et (II-40) on aura :

$$V = D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sgn}(S) - D^{-1} \cdot F \quad (II-41)$$

D'après le précédent, la loi de commande est donnée comme ca:

$$V = V_{eq} + V_c \quad (II-42)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = D^{-1} \cdot v \cdot Sgn(S) \end{cases} \quad (II-43)$$

➤ La commande globale assurant a la fois ( $S_1 \cdot S_1 < 0$ ) est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (II-44)$$

Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_c \end{bmatrix} = D^{-1} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (II-45)$$

➤ Loi de commande de commutation

$$\begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_c \end{bmatrix} = D^{-1} \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Sgn(S_1) \\ Sgn(S_2) \end{bmatrix} \quad (II-46)$$

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

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 < |F_2| \end{cases} \quad (II-47)$$

La loi de commande existe a condition que la matrice D sera inversible :

$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (II-48)$$

Alors

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (II-49)$$

## II-10 Simulation et interprétation des résultats:

### II-10-1 Démarrage à vide avec insertion de la charge

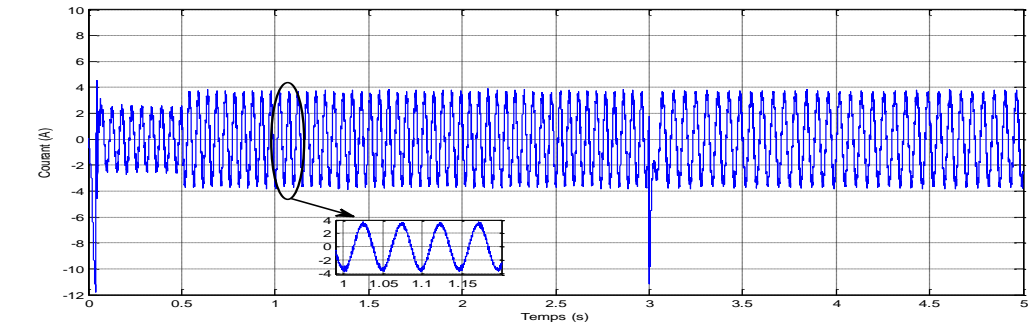
Pour la validation de la structure de la commande par mode glissant on a fait des simulations à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULI.

La figure (II.13) représente le comportement dynamique de la MAS avec régulation par mode

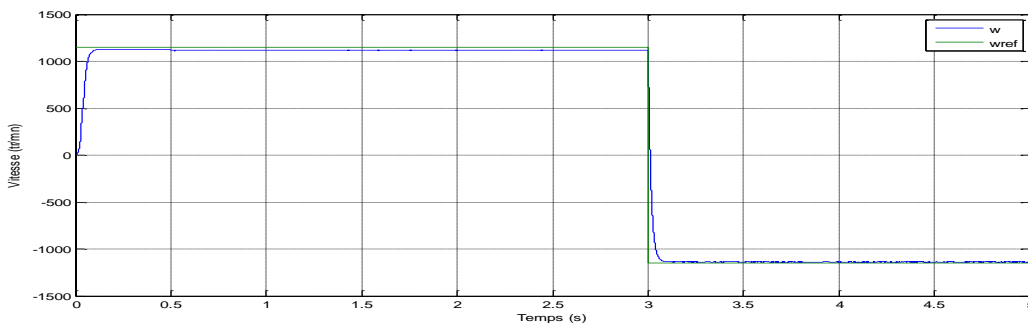
Glissement. La simulation est faite comme suit :

Au départ on impose à la machine une vitesse de référence égale à 125,6 rad/s, et à  $t=3s$  on introduit un couple de charge égale à 5 Nm.

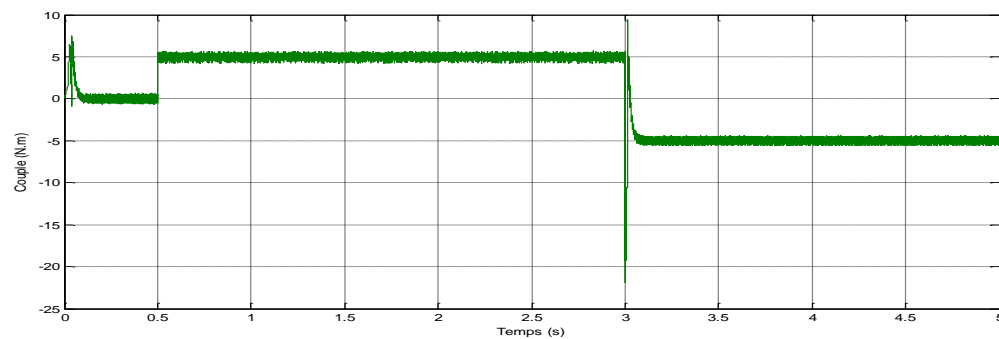
Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (II.13)



Les courants statorique



La vitesse



Le couple électromagnétique

**Figure II-13:** Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec insertion de la charge

### II-10-2 interprétation des résultats:

La figure (II-13) représente les résultats de simulation de l'essai a vide et en charge, cette figure montre qu'avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (3s).Après l'application de la charge ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ), on constate aucune influence sur l'allure de vitesse.

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

## II-11 CONCLUSION :

Nous avons présenté dans ce chapitre une commande non linéaire à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone à cage, et nous avons réalisé une simulation sous MATLAB/SIMULINK de la commande par la méthode de deux surfaces ; surface de la vitesse avec la surface du flux.

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures et le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un temps de réponse très faible.

Le contrôle par mode glissant garanti une bonne insensibilité à la variation paramétrique Illustrée par la poursuite en vitesse est sans dépassement, sans erreur statique, la stabilité et

La convergence vers l'équilibre. On ajoute aussi que la régulation proposée peut être appliquée dans des domaines exigeants de hautes performances telles que le domaine de la Robotique.

Néanmoins cette robustesse reste limitée par un inconvénient du réglage qui réside dans L'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de (chattering).



***Chapitre III: Commande par  
mode glissant d'ordre deux de la  
MAS***

### III-1 Introduction

L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant d'ordre un est l'apparition du phénomène de réticence au niveau de la commande. En particulier, il est difficile dans de telles conditions d'envisager des développements pour des applications pratiques quand leur implantation implique une usure relativement rapide des organes de commande du processus [17].

Des chercheurs russes ont proposé de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant, sur les dérivées d'ordre supérieur de la commande [18]. Le concept du mode glissant d'ordre supérieur a été introduit dans les années 80 par M. Levantovsky et M. Emelynov. La loi en régime glissant d'ordre supérieur est caractérisée par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant du premier ordre.

La réticence, ainsi repoussée sur les dérivées d'ordre supérieur, cesse alors de présenter les inconvénients cités précédemment [19].

Les principaux avantages de cette commande sont [20].

- ✓ Convection des avantages du régime glissant du premier ordre.
- ✓ Robustesse par rapport aux variations paramétriques du modèle.
- ✓ Suppression des effets de la réticence sur les actionneurs.
- ✓ Elles améliorent les performances de la commande.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'étude de la commande par mode glissement d'ordre deux. Pour cela on considère en premier lieu, l'aspect théorique du mode glissant d'ordre deux, En second lieu, une application de l'algorithme pour le contrôle de la machine asynchrone sera effectuée et comparée à celui du mode glissant conventionnel.

### III-2 Position du problème

On considère un système non linéaire la dynamique est décrite par le système différentiel suivant :

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (\text{III-1})$$

Et

$$S = S(t, x) \quad (\text{III-2})$$

Ou  $x = [x_1 \dots x_n]^t \in X$  représente le vecteur état,  $X \subset \mathbb{R}^n$ .  $X$  est une variété différentiable ou un ouvert de  $\mathbb{R}^n$ . La commande  $u \in U \subset \mathbb{R}^n$  est une fonction discontinue et bornée dépendant de l'état et du temps.  $f$  est une fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine. Le problème posé est toujours de contraindre les trajectoires du système à évoluer sur la surface de glissement :

$$S = \{x \in X : S(t, x) = 0\} \quad (\text{III-3})$$

$S: X \in \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}$  est une fonction à valeur réelle suffisamment différentiable telle que ses  $(r-1)$  premières dérivées par rapport au temps ne sont que des fonctions de l'état  $x$  (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité). Par souci de simplicité de l'exposé, on suppose que  $S \subset \mathbb{R}$  et  $u \in \mathbb{R}$  [21].

### III-2-1 Définition 1

Soit le système différentiel non linéaire Eq. III-1 et soit  $S(t, x)$  la variété de glissement associée. L'ensemble de glissement d'ordre  $r$  par rapport à  $S(t, x)$  est défini par [22] :

$$S = \{x \in X : S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0\} \text{ ou } r \in \mathbb{R}^+.$$

### III-2-2 Définition 2

Supposons que l'ensemble de glissement  $S_r$  d'ordre  $r$  soit non vide et qu'il définisse localement un ensemble intégrable au sens de Filippov, alors le dynamique satisfaisant Eq(III-2) est appelée mode glissant d'ordre  $r$  par rapport à la fonction de glissement  $S$ .

La convergence d'un algorithme d'ordre  $r$  s'obtient par une convergence en temps fini sur la surface en forçant les trajectoires du système à être confinées au bout d'un temps fini dans l'ensemble de glissement  $S$  [23].

## III-3 Modes glissants idéaux et réel

On trouve dans la littérature deux types de modes glissants d'ordre  $r$  idéaux et réels.

### III-3-1 Définition 1

La trajectoire  $(t, x(t))$  ayant pour condition initiale  $(0, x_0)$  est une trajectoire à modes glissants idéaux d'ordre  $r$  par rapport à la surface  $S=0$ , s'il existe  $t_1 > 0$  tel que :  $\forall t > t_1$ , Les égalités suivantes soient vérifiées :

$$S(t, x(t)) = \dot{S}(t, x(t)) = \ddot{S}(t, x(t)) = \dots = S^{(r-1)}(t, x(t)) = 0$$

La notion de modes glissants idéaux n'a pour but que d'exprimer une solution théorique, mathématiquement possible mais irréalisable pratiquement (à cause des imperfections et les limitations physiques des organes de commutation). Elle permet d'atteindre de façon plus lisse la surface de contrainte. Ceci est généralement lié au phénomène d'intégration des discontinuités de la commande.

### III-3-2 Définition 2

Une commande par mode glissants réels sur  $S=0$  est dite d'ordre  $r > 0$  par rapport à une fonction à valeur réelle  $\delta(\varepsilon)$ , tels que  $\varepsilon \rightarrow 0 \Rightarrow \delta(\varepsilon) \rightarrow 0$ , si pour n'importe quel ensemble compact appartenant au domaine de définition, il existe  $t_1 > 0$  et une constante  $C > 0$  telle que  $\forall t > t_1$  l'inégalité suivante soit vérifiée :

$$|S(t, x, (t, \varepsilon))| \leq C |\gamma(\varepsilon)|^r$$

La notion de modes glissants réels permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à modes glissants par rapport aux imperfections physiques du système réel (retard d'un actionneur, échantillonnage de la mesure, gain non infini de la fonction signe en zéro, etc.). Cet aspect est très important pour les systèmes à structure variable quand il s'agit de passer à une application réelle [21].

### III-4 Principe

Le principe de la commande par mode glissant d'ordre supérieur  $r$ , consiste à contraindre le système à évoluer sur une variété  $S$  déterminée par l'annulation de  $(r-1)$  premières dérivées successive par rapport au temps de la surface de glissement soit  $S^{(r-1)}[24]$ .

On aura ainsi une précision d'ordre  $r$  sur la convergence du système. On peut classifier les régimes glissants d'ordre supérieur par le numéro de  $r$  dérivées successives de la surface de glissement. Ce numéro est appelé l'ordre de glissement. Le  $r^{\text{eme}}$  ordre du système est donné par

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (\text{III-4})$$

Où  $r$  désigne le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement.

Pour un degré relatif  $r=1$ , nous aurons :

$$\frac{\partial S}{\partial u} = 0, \frac{\partial \dot{S}}{\partial u} \neq 0 \quad (\text{III-5})$$

Et pour un degré relatif  $r > 1$ ,

$$\frac{\partial S^i}{\partial u} = 0, i = (1, 2, \dots, (r-1)), \frac{\partial S^{(r)}}{\partial u} \neq 0 \quad (\text{III-6})$$

Le principal inconvénient pour l'implantation des algorithmes de commande Par mode glissant d'ordre supérieur est le nombre d'informations nécessaires croissant régulièrement avec l'ordre du régime glissant. Autrement dit, si on utilise un algorithme de glissement d'ordre  $r$  par rapport à  $S$  on aura besoin des informations en temps réel sur les dérivées  $S$ ,  $\dot{S}$  et  $S^{(r-1)}$ . Dans la littérature spécialisée, le mode glissant d'ordre supérieur regroupe deux notions distinctes, le mode glissant d'ordre  $r$  idéal et réel [25].

✓ Le mode glissant idéal d'ordre ( $r$ ) est lié à la convergence en temps fini de la variable de glissement et de ses ( $r-1$ ) dérivées vers zéro; sans retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion exprime une solution théorique mais irréalisable pratiquement à cause des limitations physiques des organes de commutations.

✓ Le mode glissant réel d'ordre ( $r$ ) correspond à la précision asymptotique obtenue quand on considère l'effet de retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à mode glissant par rapport aux imperfections physiques du système réel, Cet aspect est très important lors Qu'il s'agit de passer à une application réelle.

### III-5 Avantages

Le choix d'une telle technique de commande est utilisé par ses multiples avantages dont les principaux sont résumés dans ce qui suit:

✓ La connaissance à priori du temps de convergence et le réglage de la commande est indépendant de ce temps.

✓ La génération de la trajectoire permettant la convergence en temps fini dès l'instant initial, ce qui donne à la loi de commande un comportement robuste durant toute la réponse du système.

✓ L'amélioration de la précision asymptotique et élimination ou réduction du phénomène de broutement.

✓ L'applicabilité de la commande quelque soit l'ordre des modes glissants, supérieur ou égal au degré relatif du système.

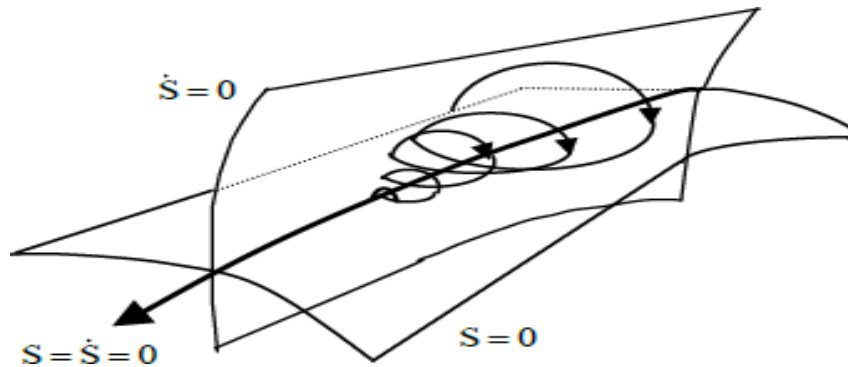
✓ La simplicité du réglage des paramètres de la commande.

Dans ce qui suit, on va décrire un algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux et ses variantes. Cet algorithme est appelé Twisting.

### III-6 Commande par mode glissant d'ordre deux

Le but principal de cette technique est de générer un régime d'ordre deux sur une surface définie  $S$  et la convergence de  $\dot{S} = \frac{dS}{dt} = 0$  en un temps fini [26].

La figure (III-1) montre la trajectoire de convergence du système vers la surface  $S$ .



**Figure (III-1)** Trajectoire du glissement d'ordre deux.

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre deux, on considère le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{X} = f(t, X, u) \quad (\text{III-7})$$

Afin de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface choisie  $S$ , il faut maintenir  $S$  ainsi que sa dérivée  $\dot{S}$  à zéro dans un temps fini  $S = \dot{S} = 0$ .

La dérivée de  $S$  est donnée par :

$$\dot{S} = \frac{d}{dt} S(t, X) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, X) + \frac{\partial}{\partial X} S(t, X) \frac{dX}{dt} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, X) + \frac{\partial}{\partial X} S(t, X) f(t, X, u) \quad (\text{III-8})$$

Ensuite la dérivée seconde de  $S$  est donnée sous forme compacte comme suit :

$$\ddot{S} = \rho(t, X) + x(t, X) v \quad (\text{III-9})$$

Avec:

$$\begin{cases} \rho(t, X) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, X, u) + \frac{\partial}{\partial X} \dot{S}(t, X, u) f(t, X, u) \\ x(t, X) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, X, u) \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

Le problème pose revient à la stabilisation en temps fini du système auxiliaire du

second ordre modélise par (III-10), ou 'v' représente l'entrée du système (u) si le degré relatif égale deux ou sa dérivée ( $\dot{u}$ ) par rapport au temps si le degré relatif égale un. Par exemple si le degré relatif est égal à 1, le système est décrit par le modèle (III-11) par l'expression :

$$\ddot{S} = \rho(t, X) + x(t, X) \dot{u} \quad (\text{III-11})$$

Dans ce cas les algorithmes discontinus sont appliqués a la dérive par rapport au temps ( $\dot{u}$ ), qui devient la nouvelle commande du système considère et u comme une variable d'état. De cette façon l'entrée u du système continue.

Il existe plusieurs techniques spécialisées d'algorithmes engendrant la convergence de S et  $\dot{S}$  vers zero. Les plus utilises dans la littérature sont le Twisting et le super Twisting [27].

### III-7 Propriétés de convergence en temps fini

L'objectif du contrôle par mode glissant du second ordre est d'amener S ainsi que dérivée  $\dot{S}$  à zéro dans un temps fini, n utilisant la commande u. Afin d'atteindre ce but, les hypothèses suivantes considérées [28].

✓ La commande u du système est une fonction bornée et discontinue, définie par l'ensemble  $U = \{u : |u| \leq U_M\}$  ou  $U_M$  est une constante telle. Et le système est suppose admettre des solutions au sens de Filippov sur la variété glissante d'ordre deux  $S = \dot{S} = 0$  pour tout t.

✓ Il existe  $u_1 \in (0,1)$  telle que pour toute fonction continue u(t) avec  $|u(t)| > u_1$ , il existe un instant  $t_1$  telle que  $s(t).u(t) > 0$  pour toute  $t > t_1$ . Ainsi, la commande  $u = -\text{sign}[S(t_0)]$ , ou  $t_0$  est l'instant initial, assure de croiser la surface  $S=0$  au bout d'un temps fini.

✓ Il existe des constantes positives  $S_0, K_m, K_M$ , telle que :

$$|S(t, X)| < s_0 \quad \text{Alors} \quad 0 < K_m \leq \left| \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, X) \right| \leq K_M \forall u \in U \quad (\text{III-12})$$

L'ensemble  $\{t, X, u : |S(t, X)| < s_0\}$  est appelé région de linéarité a l'intérieur de la région de linéarité, il existe un constante  $C_0$  positive telle que :

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, X, u) + \frac{\partial}{\partial X} \dot{S}(t, X, u) f(t, X, u) \right| < C_0 \quad (\text{III-13})$$

Les conditions '3' et '4' impliquent que la dérivée seconde de S est uniformément bornée dans certain domaine, pour l'entrée considérée. Pour l'existence de la commande équivalente il faut que  $x(t, x)$  soit non nulle. La fonction  $u_{eq}(t, x)$  satisfaisant la relation  $\ddot{S} = 0$  peut être considérée comme une loi de commande permettant d'atteindre, en temps fini, la surface  $S = \dot{S} = 0$  dans le plan de phase  $(\dot{S}, S)$  [19].

### III-8 Algorithme de Twisting

La commutation en temps fini vers l'origine du plan de phase  $(\dot{S}, S)$  est obtenue grâce à la commutation de l'amplitude entre deux valeurs. La convergence de cet algorithme est assurée par une progression géométrique sous forme d'un mouvement en spirale autour de l'origine, représentée par la figure (III -2).

L'amplitude de ces mouvements est décroissante et la commutation a lieu chaque fois qu'on change le quadrant. La preuve de ce théorème est donnée dans l'annexe B.

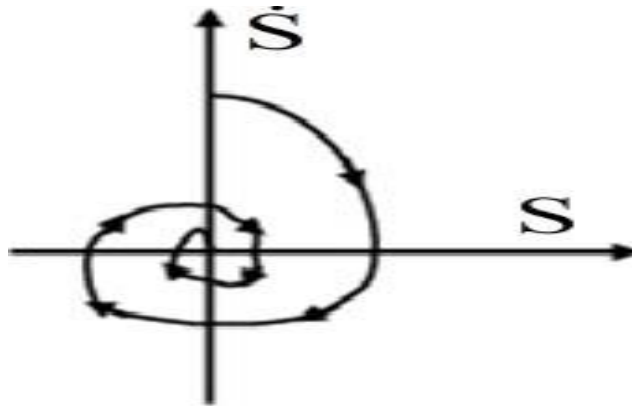


Figure (III -2) Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting

La loi de commande est donnée par le théorème suivant :

#### ✓ Théorème 1

Considérant le système (III -2) de la surface de glissement  $S$ , la loi de commande :

$$U = \begin{cases} -\lambda \text{sign}(S), & S\dot{S} \leq 0 \\ -\lambda \text{sign}(S), & S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (\text{III -14})$$

Est un algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux par rapport à  $S$  ou  $m$   $\lambda_m$  et  $\lambda_M$  vérifient.

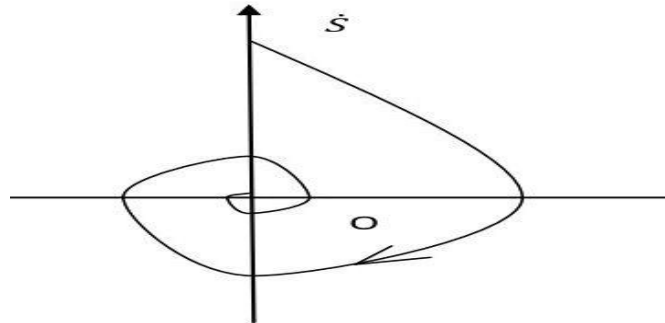
$$\lambda_m > 4 \cdot \left(\frac{K_M}{S_0}\right), \lambda_M > 4 \cdot \left(\frac{K_M}{S_0}\right), K_m \cdot \lambda_M - C_0 > K_M \cdot \lambda_m + C_0 \quad (\text{III-15})$$

### III-9 Algorithme de super Twisting

Cet L'algorithme ne s'applique qu'à des systèmes de degré relatif 1 dont la perturbation est Lipschitz. Son intérêt réside dans la réduction du chattering due à la continuité du signal de commande. Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral. On peut donc considérer cet algorithme comme une généralisation non linéaire

d'un PI, Si le système physique n'est pas de degré relatif un et que  $s_1$  est en fait une surface dépendant de la dérivée de la sortie, on a une généralisation non linéaire d'un PID [29].

La figure (III -3) représente l'Algorithme de super Twisting.



**Figure (III -3)** convergence de la trajectoire du système dans le plan de phase.

L'algorithme de super twisting s'écrit :

$$u = u_1(t) + u_2(t) \quad (\text{III-16})$$

Avec

$$u_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > |u_0| \\ -W \text{sign}(s_i) & \text{si } |u| \leq |u_0| \end{cases}$$

Et

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda s_0^{p_i} \text{sign}(s_1) & \text{si } |s| > s_0 \\ -\lambda |s_1|^{p_i} \text{sign}(s_1) & \text{si } |s| \leq s_0 \end{cases}$$

Les conditions suffisantes de convergence sont :

$$\begin{cases} \lambda_M > \frac{4K_M}{s_0} & \lambda_m > \frac{C_0}{K_m} \\ K_m \lambda_M - C_0 > K_M \lambda_m + C_0 \\ W \geq \frac{4C_0}{K_m^2} \frac{K_M(W+C_0)}{K_M(W-C_0)} & 0 < p_i < 0.5 \end{cases}$$

Cet algorithme a pour avantage de ne pas nécessiter la connaissance du signe de la dérivée de la contrainte S. En fait, la mesure du signe, de dérivée de la contrainte S, en temps réel est très difficile à cause des bruits [30],[17].

### III-10 Application du mode glissant d'ordre deux au contrôle de la MAS

Outre des propriétés de robustesse et de précision de convergence, une motivation de l'utilisation de la commande par modes glissants d'ordre deux réside dans les propriétés structurelles mêmes de la machine. Les sorties choisies sont la vitesse et la norme au carré du

flux rotorique que l'on veut forcer à suivre une trajectoire de référence. Le but de la commande est donc d'annuler la fonction contrainte S qui est définie par:

$$S = \begin{pmatrix} S_1 = \omega - \omega_{ref} \\ S_2 = \Phi - \Phi_{ref} \end{pmatrix} \quad (III-17)$$

Avec:

$$\Phi = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 = \Phi_{r\beta}^2 \quad (III-18)$$

Et  $\Phi_{ref}$  correspondant aux tjectoires de references definies.

Les dérivées secondes et premières des variables de glissement s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} + T \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (III - 19)$$

$$\begin{cases} g_1 = -\ddot{\Omega}_{ref} + \frac{p^2 M}{J L_r} \left[ \frac{-1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} + \frac{1}{J} \right) (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \omega (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \Phi_r^2 \right] + \frac{pf}{j^2} (C_r + f\Omega). \\ g_2 = -\ddot{\Omega}_{ref} + 2 \frac{M}{T_r} \left[ \frac{M}{L_r} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) - \left( \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r \sigma} + \frac{2M}{T_r^2} \right) - (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r^2} \omega \Phi_r^2 (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] \end{cases} \quad (III - 20)$$

Et

$$T = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$$

Ou

$$\begin{aligned} T_{11} &= -\frac{p^2 M}{J L_r} \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{r\beta} & , & & T_{12} &= -\frac{p^2 M}{J L_r} \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{r\alpha} \\ T_{21} &= -\frac{2M}{T_r} \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{r\alpha} & , & & T_{22} &= \frac{2M}{T_r} \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{r\beta} \end{aligned}$$

Sachant que les paramètres de la MAS varient en cours de fonctionnement par rapport à leurs valeurs nominales, les valeurs de  $g_1$ ,  $g_2$  et  $r$  dépendent donc des valeurs nominales et des incertitudes des paramètres. ces différentes variations ont été formalisées de la manière suivante :

$$\begin{cases} g_2 = g_{20} + \Delta g_2 \\ g_1 = g_{10} + \Delta g_1 \\ T = T_0 + \Delta_r \end{cases} \quad (III - 21)$$

Avec,  $g_{10}$ ,  $g_{20}$  et  $T_0$  les valeurs nominales connues et  $\nabla g_1$ ,  $\nabla g_2$  et  $\nabla_r$ , l'ensemble des incertitudes dues aux variaitions parametriques et aux perturbations. Supposons que ces incertitudes soient bornees.

La loi de commande  $u$  définie à partir des valeurs nominales,  $g_{10}$ ,  $g_{20}$  et  $T_0$  qui sont les grandeurs  $g_1$ ,  $g_2$  et  $r$  sans incertitude, est appliquée à la MAS :

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = T_0^{-1} \left[ - \begin{bmatrix} g_{10} \\ g_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III -22})$$

La matrice  $T_0$  est inversible  $V_1$  et  $V_2$ . Sont les nouvelles commandes. À partir des Eq (III -19) à Eq (III -22), la dynamique des variables de commutation s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta g_1 \\ \Delta g_2 \end{bmatrix} - \Delta T T_0^{-1} \begin{bmatrix} g_{10} \\ g_{20} \end{bmatrix}}_{\Psi_\alpha} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta_r T_0^{-1}}_{\Psi_\beta} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III -23})$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \Psi_\alpha + \Psi_\beta \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III -24})$$

En dérivant les variables de glissement encore une fois, nous obtenons alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta g_1 \\ \Delta g_2 \end{bmatrix} - \Delta T T_0^{-1} \begin{bmatrix} g_{10} \\ g_{20} \end{bmatrix}}_{\Psi_\alpha} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta_r T_0^{-1}}_{\Psi_\beta} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III -25})$$

Avec :

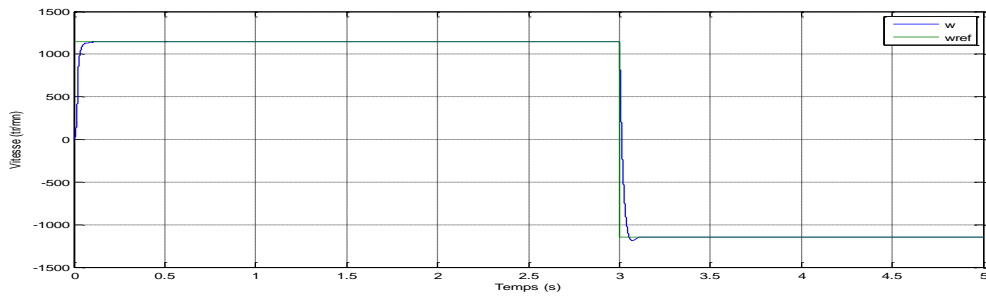
$$|\hat{g}| < C_{i0}, 0 \leq K_{mi} \leq \hat{r}_1 \leq K_{Mi}$$

## 11 Résultats de simulation

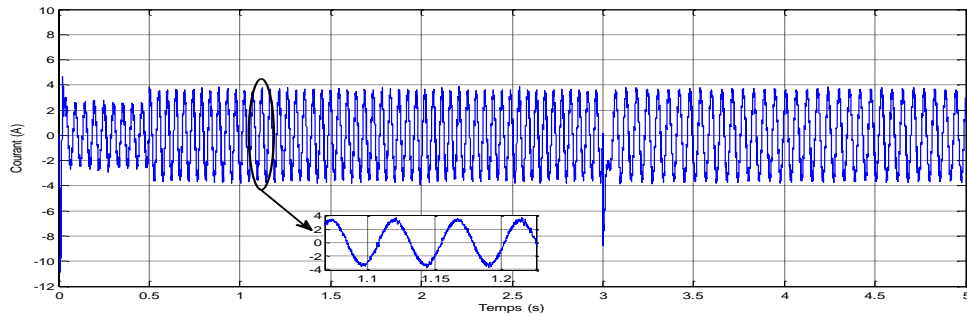
La figure III -4 représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la commande par mode glissant d'ordre deux de la machine asynchrone. On remarque avant l'application de la charge que la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environ (0.22s).

Après l'application de la charge ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ), aucune influence sur l'allure de vitesse est constatée.

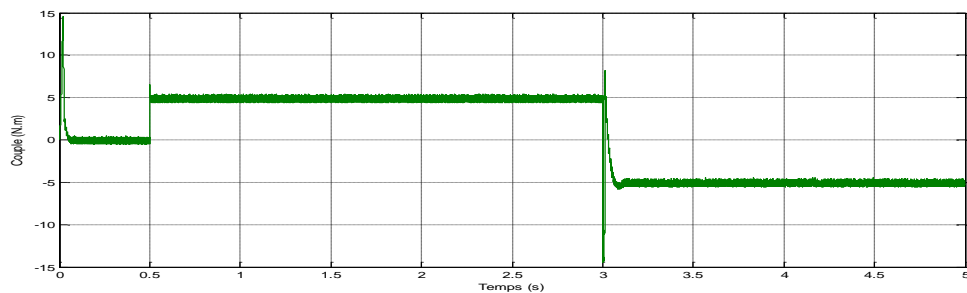
Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge. Le flux suit correctement la référence.



La vitesse



Les courants statorique



Le couple électromagnétique

**Figure (III -4)** Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant  $t=3s$ .

### III -12 Interprétation de simulation

Nous avons obtenu :

Des réponses très satisfaisantes pour la vitesse et le carré du flux rotorique (transitoire de court durée), les impacts de charge n'ont pas d'influence sur ses valeurs.

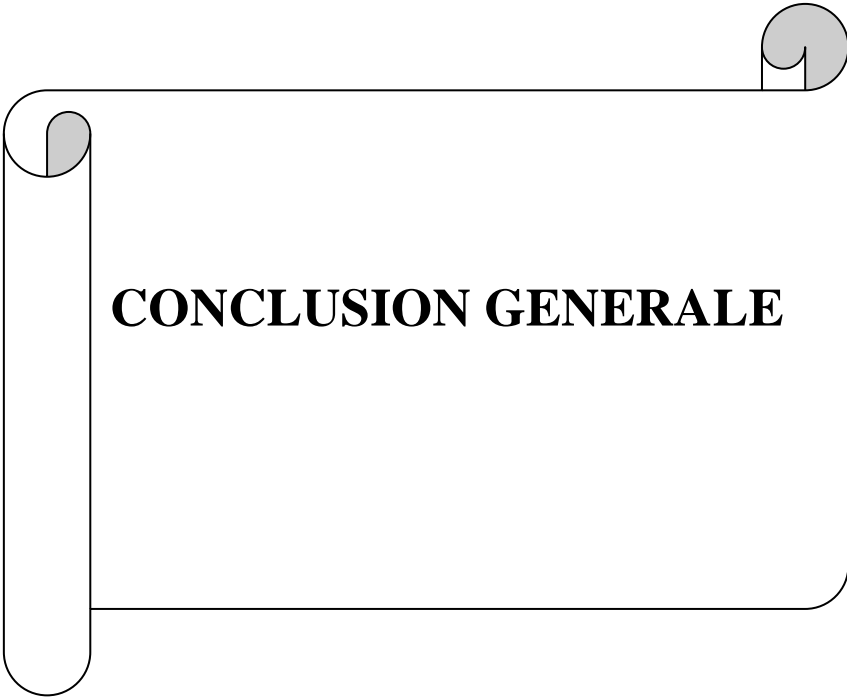
Ces résultats montrent le découplage entre la vitesse et le flux lors de l'application de la charge.

Le couple suit sa référence avec l'apparition de faibles broutements (Chattering). Les surfaces de glissement de la vitesse et du flux, convergent toutes les deux vers zéro du plan (S, S).

### **III-13 Conclusion**

Dans ce chapitre premièrement, nous avons présenté la théorie de la commande par Mode de glissement d'ordre supérieur plus particulièrement d'ordre deux utilisé au système d'entraînement à base de la machine asynchrone.

L'introduction de l'ordre deux du mode Glissant à permis la minimisation de l'effet du broutement et du chattering au niveau du Couple. Les tests de la commande à mode glissant d'ordre deux nous a donné des résultats Satisfaisant même en fonctionnement à vide et en fonctionnement en charge. Les résultats de simulation pour le régulateur RMG de deuxième ordre de la commande à MG d'ordre deux.



**CONCLUSION GENERALE**

## **CONCLUSION GENERALE**

Ce mémoire de thèse est consacré à la synthèse d'une commande non linéaire d'ordre supérieur pour une machine asynchrone. A cet effet deux types de control ont été exploités dans ce mémoire, on peut distinguer de manière non exhaustive la commande par mode glissant conventionnel et la commande par mode glissant d'ordre deux.

Le MAS peut être contrôlé à l'aide de plusieurs technologies. Ils offrent tous des limites d'application bien définies, cohérentes et dynamiques.

Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Habituellement, une méthode ou une autre est utilisée dans le cadre de la spécification, et parfois de nouvelles exigences sont ajoutées pour économiser de l'énergie et économiser des matériaux qui doivent être pris en considération.

Le travail de ce mémoire tourne autour du «contrôle du modèle de glissement MAS», et son objectif principal est de concevoir une méthode de contrôle robuste et insensible aux changements de paramètres, à la turbulence et à la linéarité pour résoudre les problèmes liés à la régulation. Traditionnellement, il contrôle la position de glissement utilisée dans cette fonction pour réguler la vitesse et le débit continu des pièces des machines asynchrones.

L'objectif de la commande non linéaire par mode glissant d'ordre deux étant la réduction du broutement tout en assurant les performances et la robustesse données par le mode glissant d'ordre un. Dans ce cadre, nous avons utilisé l'algorithme du super twisting qui assure la convergence en temps fini de la surface de glissement vers zéro. Aussi nous avons contribué à la synthèse d'un nouvel algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux déduit de l'étude de la stabilité du système de commande à partir d'une nouvelle fonction de Lyapunov. Les résultats obtenus ont montré clairement la robustesse et l'efficacité de la commande par mode glissant d'ordre deux par rapport à la commande par mode glissant conventionnel.

Nous avons examiné les points suivants tout au long de ce travail:

Dans le premier chapitre, nous construisons le modèle mathématique de la machine asynchrone, qui est un modèle non linéaire. L'introduction du transport de flotte simplifie grandement les équations asynchrones de la machine. Ensuite nous avons effectué la simulation numérique de la machine dans l'environnement MATLAB.

La technique basée sur les modes glissants permet la synthèse d'une loi de commande non linéaire pour des machines électriques, particulièrement des MAS.

Ceci est bien illustré dans les deux applications proposées dans le deuxième et le troisième chapitre.

Les résultats de la simulation sous Matlab/Simulink de cette technique de commande non linéaire proposée dans ce travail montrent clairement la convergence en un temps fini, l'efficacité et la robustesse de ce type de control.

Les perspectives que nous pouvons lancer au terme de ce travail, se résument en deux points essentiels :

- Exploitation de nouveaux algorithmes d'ordre supérieur par mode glissant.
- Utilisation des observateurs non linéaires d'ordres supérieurs pour avoir des résultats meilleurs et résoudre surtout le problème de chattering.

## Annexe A

### Les paramètres de la machine asynchrone étudiée

|                                |                              |
|--------------------------------|------------------------------|
| Puissance nominal              | 1.5 kW                       |
| Tension statorique nominal     | 380 V                        |
| Frequence                      | 50 Hz                        |
| Vitesse nominal                | 1420 tr/min                  |
| Résistance statorique          | 4.85 $\Omega$                |
| Résistance rotorique           | 3.805 $\Omega$               |
| Inductance cyclique statorique | 0.274 H                      |
| Inductance cyclique rotorique  | 0.274 H                      |
| Inductance mutuelle            | 0.285 H                      |
| Nombre de paires de pôles      | 2                            |
| Moment d'inertie               | 0.031 kg.m <sup>2</sup>      |
| Flux statorique nominal        | 1 Wb                         |
| Frottement                     | 0.001136 N.m                 |
| Nombre de phases               | 3                            |
| Facteur de puissance           | $\text{Cos } \varphi = 0.89$ |

## Annexe B

### B-1 La conception d'un régulateur mode glissant de la vitesse

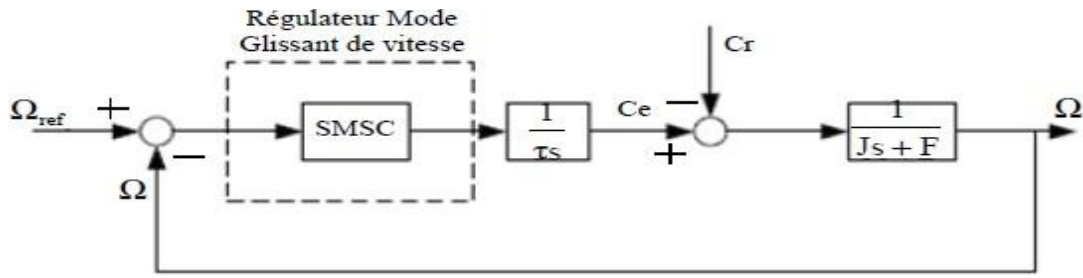
Un système de régulation de la vitesse basé sur un contrôleur de vitesse SMC est Représenté sur la Figure (B-1) La dynamique du système fondamental est donnée par L'équation suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega \rightarrow \frac{d\Omega}{dt} + \frac{F}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_e - \frac{1}{J}C_r \quad (\text{B-1})$$

Où

J et F représentent le moment d'inertie et coefficient de frottement respectivement.

$\Omega$  est la vitesse angulaire du rotor [31].



**Figure B-1:** Système de régulation de vitesse sur la base de la commande de vitesse de MG

$x_1$  : erreur de vitesse

$$x_1 = \Omega^* - \Omega \quad (\text{B-2})$$

Où  $\Omega^*$  est la valeur de vitesse désirée.

Afin de réduire broutement et d'erreur statique de la vitesse, un bloc intégral est ajouté dans

La trajectoire de couple, représenté à la Figure (B-1). En supposant  $C_r$  est constant et en

Prenant le dérivé de l'équation (B-1), nous pouvons obtenir :

$$\frac{dy^2}{dt} = -\frac{F}{J}\dot{\Omega} + \frac{1}{J}u \quad (\text{B-3})$$

$$\text{Ou} \quad u = \frac{dC_{\text{ref}}}{dt}$$

On pose la variable d'état

$$x_1 = \dot{x}_1$$

Le modèle du système dans l'espace d'état est obtenu [32]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\Omega} = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\Omega} = \frac{F}{J}x_2 - \frac{u}{J} \end{cases} \quad (\text{B-4})$$

Donc L'expression espace d'etat est :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} u \quad (\text{B-5})$$

$$\text{Ou} \quad a = \frac{F}{J} \text{ et } b = \frac{1}{J}$$

## B-2 SMC Basé sur Intégration Surface glissant :

K.Shyu a proposé la conception d'un SMC basé sur l'intégration surface glissant.

Cette méthode est revendiquée pour garantir une robustesse globale au système.

La conception d'un SMC basé sur la méthode donnée est brièvement présentée ci-dessous.

### B-2-1 Construction de la surface glissante

On pose :  $\frac{1}{J} C_r = \eta$

Alors :

(B-1) est transféré comme :

$$\dot{\Omega} = -a\Omega + bCe^* - \eta \quad (\text{B-6})$$

Considération de l'incertitude de paramètres de moteur d'induction, L'équation de mécanique est exprimée comme:

$$\dot{\Omega} = -(a+\Delta a)\Omega + (b+\Delta b) \cdot Ce^* - (\eta + \Delta\eta) \quad (\text{B-7})$$

Où  $\Delta_a, \Delta_b, \Delta\eta$ , sont les incertitude de  $a, b, \eta$  respectivement .

Ces variables sont Inconnues et c'est difficile à estimer

Nous choisissons  $x_1 = \Omega^* - \Omega$

$$\dot{x}_1 = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} = -a x_1 + u(t) + m(t) \quad (\text{B-8})$$

Où

$$\begin{cases} u(t) = a\Omega + \dot{\Omega} + \eta - bCe^* \\ m(t) = \Delta_a\Omega + \Delta\eta - \Delta bCe^* \end{cases} \quad (\text{B-9})$$

L'intégration surface glissant est exprimée comme :

$$s(t) = x_1(t) - (a+k) \int_0^t x_1(\tau) d\tau = 0 \quad (\text{B-10})$$

Où  $k$  est le gain linéaire de retour état.

### B-2-2 Conception de la loi de contrôle

La performance dynamique de le système est équivalent exprimé comme :

$$\dot{x}_1(t) = (a+k) \cdot x_1(t) \quad (\text{B-11})$$

On peut voir d'équation (B-11) que le pôle pourrait être situé sur le Plan gauche du Système de coordonnées. Autrement dit, la Vitesse  $\Omega$  S'approchera asymptotiquement de la vitesse de référence  $\Omega^*$

La loi de contrôle est conçue comme

$$u(t) = k x_1(t) - \rho \cdot \text{sgn}(s) \quad (\text{B-12})$$

Où  $\text{sgn}$  est la fonction de signum et  $\rho$  est un positif constant.

### **B-2-3 Existence et accessibilité de mode glissant**

Il peut montrer que la condition suivante satisfait quand  $|\eta| - \rho < 0$  et  $|\eta| - \rho > 0$ . Alors le système est asymptotiquement stable.

$$\dot{s} = s[x_1(t) - (a + k)] \leq |s|(|\eta| - \rho) \leq 0 \quad (\text{B-13})$$

Dans (B-11), pour une grande valeur négative de  $k$ , le système aura une réponse de vitesse rapide et le dépassement est grand. D'autre part, si  $k$  est une valeur négative plus petite, le système a une réponse de vitesse plus lente [31].



***Bibliographie***

- [1] **C.CANUDAS**, « Commande des moteurs asynchrones: Modélisation Contrôle vectoriel et DTC » Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.
- [2] **M. LAMINE, A. TRAORE**, « Modélisation et simulation d'une machine Asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab / Simulink », pp038\_45. 2004.
- [3] **J.-P. CARON et J.-P. HAUTIER**, Modélisation et Commande de la machine asynchrone, « Editions TECHNIP, Paris (1995) ».
- [4] **J.-P. CARON et J.-P. HAUTIER**, Modélisation et Commande de la machine asynchrone, « Editions TECHNIP, France (1998) ».
- [5] **M. PINARD** «commande électronique des moteurs électriques».Dunod, Paris, 1998.
- [6] **C. CANUDAS DE WIT**, « modélisation contrôle vectoriel et dtc » édition hermès science Europe ltd.2000.
- [7] **A.RAHAL, M.FEDJIRI** « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2004.
- [8] **R.SALAHEDDINE**, « commande de la machine électrique en environnement matlab/simulink Et temps réel; application à la machine asynchrone: commande vectorielle sans capteurs mécaniques svpwm, mode glissant, mras »2006.
- [9] **P.PARIDA** A sliding mode controller for induction motor drives a thesis submitted to national institute of technology, Rourkela, for the award of the degree of master of technology in electrical Engineering (power control and drives) 2008/2009.
- [10] **C.C. CHAN, and H. Q. WANG**, « new scheme of sliding mode control for high performance induction motor drives » iee proc. on electric power applications, vol. 143, no. 3, may 1996, pp 177- 185.
- [11] **M.W.DUNNGAN,S. WADE, B. W. WILLAMS** « position control of a vector controlled induction machine using saltine's sliding mode control approach » ieee proctor elect. Power apple, vol. 145, no. 3, May 1998, pp. 231- 238.
- [12] **V.I. UTKIN**, « variable structure systems with sliding modes » ieee transactions on automatic control, vol, 22, no 2, pp 212-222, 1977.
- [13] **V.I. UTKIN, J. GULDNER, and J. SHI**, « sliding modes control in electromechanically systems » Taylor & Francis, 1999.
- [14] **A.ZAGHBA, R.TITRAOUI** « synthèse des lois de commande robuste a structure Variable pour une machine asynchrone » mémoire d'ingénieur en électrotechnique, université de m'sila, 2009.

- [15] **M. BOUBAKIR AHCENE** « méthodes de commande par mode de glissement appliquées au bras manipulateur et au système hydraulique ce105 à réservoirs couplés » École Militaire Polytechnique 007.
- [16] **N. YEGANEFAR, M. DAMBRINE et A. KOKOSY**, « stabilisation pratique par modes glissants pour un système linéaire à retard » conférence internationale francophone d'automatique, cifa2004, Tunisie, 2004.
- [17] **R. A.DECARLO, S. H. ZAK, G. P. MATTHEWS**, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial", Proceedings of the IEEE, vol. 76, no. 3, pp. 212-232, 1988.
- [18] **H. ELMALI ET N. OLGAC**, "Robust output tracking control of nonlinear MIMO systems via sliding mode technique", Automatica, vol. 28, no. 1, pp 145-151, 1992.
- [19] **L. DERAFA, L. FRIDMAN, A. BENALLEGUE AND A. OULDALI**, "Super twisting control algorithm for the four rotors helicopter attitude tracking problem", IEEE publication, pp. 62-67, 2010.
- [20] **N. BOUNASLA, K. E. HEMSAS**, "Second order sliding mode control of a permanent magnet synchronous motor", the international conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering - STA'2013, Sousse, Tunisia, pp. 535-539, 2013.
- [21] **T. FLOQUET**, "Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur", Thèse PhD, Ecole Centrale de Lille, 2000.
- [22] **C. HALIME**, « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].
- [23] **S. BENGHALI**, "On metaphysics modeling and control of marine current turbine systems", These de doctorate, Universities de Bretagne Occidental, 08/12/2009.
- [24] **D. TRAORE**, "Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone", thèse de doctorat, l'École Centrale de Nantes, 2008.
- [25] **M.C. SOSSE ALAOUI**, "Commande et observateur par modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur", thèse de doctorat, université Sidi Mohammed Ben Abdallah, Fès, 2009.
- [26] **G. BARTOLINI, A. FERRARA, E. USAI**, "Chattering avoidance by second-order sliding mode control", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 43, no. 2, pp. 241-246, 1998.
- [27] **K. KHAN, S. SPURGEON, A. LEVANT**, "Simple output feedback 2-Sliding controller systems of relative degree two", European Control Conference ECC03, vol. 3, Cambridge, 2003.

- [28] **T. FLOQUET**, "Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur", thèse de doctorat, université de Lille, 2000. asynchrone » Université Badji Mokhtar Annaba [2004].
- [29] **T.FLOQUET**, "Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur", Thèse PhD, Ecole Centrale de Lille. 2000.
- [30] **V.BREGEAULT**, "Quelques contributions a la théorie de clissant, "commande par modes glissants ", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, France, 2010\
- [31] **Z. JUNHUI, W. CAISHENG, L. FENG, W.LEYI, C .ZHENG**, »Nouvel integration sliding mode speed controller for vector controlled induction machines" , National Science foundation USA 978-1-4577-1002-5/11/IEEE 2011. 24.
- [32] **B. DEHIBA, A. MEROUFEL, A. BENDAOU, M. B. BENABDELLAH**, " Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation", ACTA ELECTROTEHNICA Volume 48, Number 3, 2007.
- [33] **A.DJERIOUI; F.KHELIFI** "Commande et observation par mode glissant des Convertisseurs multicellulaires séries " Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA, 2009
- [34] **B. TAREK**," Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST ". Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].