

**République Algérienne Démocratique et Populaire**

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



**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE**

**Mémoire de fin d'étude**

Présenté pour l'obtention du diplôme de

**MASTER ACADEMIQUE**

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Command Electrotechnique

**Thème**

**Commande par mode glissant d'ordre 2 d'un  
moteur asynchrone via « super twisting  
algorithm »**

Devant le jury composé de :

- **M.Idriss Baba Arbi**

Présenté par :

- Ouassa Imad iddine
- Mebarki Abdelmohaymen

**2023/2022**

# Remerciement

*Tout d'abord, je remercie dieu -ALLAH- de tout puissant de m'avoir donné le courage et*

*.La patience durant toutes ces années d'études*

*Je tiens à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur*

*Pr: M. Idriss Baba Arbi professeur à L'Université Echahid Hamma Lakhdar D'El Oued, pour avoir dirigé ce travail.*

*Mes sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour*

*L'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé*

*À élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés*

*De près ou de loin à accomplir ce travail.*

*En fin je remercie tout particulièrement mes parents, pour leur Soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*A mes chers parents que dieu les garde A mes chers frères  
et sœurs.*

*Mes neveux et nièces ;*

*Mon grand-père et Mon grand-mère Mes beaux-frères ;*

*Mes enseignants depuis mon enfance ; A toute mes amis.*

## المخلص:

الهدف الرئيسي في طيات هاته المذكرة هو دراسة التحكم الصلد في نظام ذو بنية متغيرة الذي تمثله الآلة الحثية من أجل تحسين المميزات وإيجاد حلول لتغيير المعاملات أثناء التشغيل وضمان النوعية والحركية للنظام.

من خلال تطبيق التحكم المنزلق من الدرجة الأولى، حيث يلاحظ تشوهات تسمى بظاهرة الثرثرة التي تشكل عيب لهذا التحكم ومن ثم تطبيق التحكم المنزلق من الدرجة الثانية باستخدام خوارزمية 'الالتواء الفائق'، حيث يلاحظ أننا استطعنا من تقليل تلك التشوهات. ولقد تم التحقق من النتائج المتحصل عليها بواسطة المحاكات ببرنامج ماتلاب.

الكلمات المفتاحية: التحكم الصلد، البنية المتغيرة، الآلة الحثية، التحكم المنزلق، خوارزمية 'الالتواء الفائق'، ظاهرة الثرثرة.

## **Summary :**

The main objective within this note is to study the robust control of the variable structure system represented by the asynchronous machine in order to improve its characteristics and find solutions to modify the parameters during operation and ensure the quality and dynamics of the system.

By applying the first-order sliding mode control, where we notice distortions called phenomena's of chattering, then by applying the second-order sliding mode control using "super-twisting" algorithm, which achieved impressive results, which in turn removed the distortions that constitute a weakness point this control , The obtained results were verified by simulation using MATLAB software.

**Keywords:** Robust control, variable structure, induction machine, sliding control, 'twisting' algorithm, 'super-twisting', phenomenon of chattering.

## **Résumé :**

L'objectif principal dans les plis de cette note est d'étudier la commande robuste dans un système à structure variable représenté par la machine asynchrone. Afin d'en améliorer les avantages et de Et trouver des solutions aux paramètres changeants en cours de fonctionnement et assurer la qualité et la dynamique du système.

En appliquant la commande glissante d'ordre 1, où l'on observe des distorsions appelées phénomène de chatter qui constituent un défaut pour cette commande, puis en appliquant la commande glissante d'ordre 2 utilisant algorithme "super-twisting ", Où, on constate qu'on a pu réduire ces distorsions. Les résultats obtenus ont été vérifiés par des simulations à l'aide du programme MATLAB.

**Mots-clés :** commande robuste, structure variable, machine asynchrone, commande glissante, algorithme « super-twisting », phénomène de chattering

# *Table des matières*

	<b>Page</b>
<b>Remerciement</b>	<b>1</b>
<b>Dédicace</b>	<b>2</b>
<b>Résumé</b>	<b>3</b>
<b>Table des matières</b>	<b>4</b>
<b>Liste des figures</b>	
<b>Liste des abréviations</b>	
<b>Introduction général</b>	<b>a</b>
<b>Chapitre I : La machine asynchrone généralités et modélisation</b>	
<b>I.</b>	<b>5</b>
<b>I.1</b>	<b>5</b>
<b>I .1.1</b>	<b>5</b>
<b>I.1.2</b>	<b>6</b>
<b>I .1.2.1</b>	<b>6</b>
<b>I .1.2.2</b>	<b>7</b>
<b>I .1.2.2.a</b>	<b>7</b>
<b>I .1.2.2.b</b>	<b>8</b>
<b>I .1.3</b>	<b>8</b>
<b>I .1.3.1</b>	<b>8</b>
<b>I .2</b>	<b>9</b>
<b>I .2.a</b>	<b>9</b>
<b>I .2.b</b>	<b>9</b>
<b>I .3</b>	<b>9</b>
<b>I .4</b>	<b>10</b>
<b>I .4.1</b>	<b>10</b>
<b>I .4.1.1</b>	<b>10</b>
<b>I .4.1.2</b>	<b>11</b>
<b>I .4.1.3</b>	<b>12</b>
<b>I .4.2</b>	<b>12</b>
<b>I .4.2.1</b>	<b>12</b>
<b>I .4.2.2</b>	<b>13</b>
<b>I .4.2.3</b>	<b>14</b>
<b>I .4.2.4</b>	<b>15</b>
<b>I.5</b>	<b>16</b>

<b>I.6</b>	Représentation d'état	<b>17</b>
<b>I.7</b>	Modélisation de l'alimentation de l'Onduleur- MAS	<b>18</b>
<b>I.8</b>	Modélisation de l'onduleur	<b>19</b>
<b>I.8.1</b>	Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-Triangle)	<b>21</b>
<b>I.9</b>	Fonctionnement de la MAS connectée directement au réseau	<b>22</b>
<b>I.9.1</b>	Les Résultats de simulation	<b>22</b>
<b>I.10</b>	Conclusion	<b>24</b>
<b>Chapitre 2 : Commande à structure variable par mode glissant</b>		
<b>II</b>	Introduction	<b>26</b>
<b>II.1</b>	Systèmes à structure variables	<b>27</b>
<b>II.1.1</b>	Systèmes à structure variables	<b>27</b>
<b>II.1.2</b>	Configuration de base pour les systèmes à structure variable	<b>27</b>
<b>II.2</b>	Contrôle par Mode Glissant	<b>27</b>
<b>II.2.1</b>	Généralités sur la Théorie du Contrôle par Mode Glissant	<b>27</b>
<b>II.3</b>	Types de commutation des systèmes à structure variable	<b>28</b>
<b>II.3.1</b>	Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande	<b>28</b>
<b>II.3.2</b>	Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'Etat	<b>28</b>
<b>II.3.3</b>	Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Equivalente	<b>29</b>
<b>II.4</b>	Principe de la commande par mode de glissement	<b>29</b>
<b>II.5</b>	Condition d'existence du mode glissant	<b>30</b>
<b>II.6</b>	Conception de la commande par mode glissant d'ordre un	<b>31</b>
<b>II.6.1</b>	Choix de la Surface de Glissement	<b>32</b>
<b>II.6.2</b>	Conditions de convergence	<b>33</b>
<b>II.6.2.1</b>	Fonction directe de commutation	<b>33</b>
<b>II.6.2.2</b>	Fonction de LYAPUNOV	<b>33</b>
<b>II.6.2.3</b>	Calcul de la commande	<b>34</b>
<b>II.6.2.4</b>	Détermination de la Loi de Commande	<b>34</b>
<b>II.6.2.5</b>	Expression analytique de la commande	<b>36</b>
<b>II.7</b>	Le phénomène de broutement "Chattering"	<b>37</b>
<b>II.8</b>	Commande par mode glissant d'ordre supérieur	<b>39</b>
<b>II.9</b>	Principe du mode glissant d'ordre supérieur	<b>39</b>
<b>II.10</b>	Position du problème	<b>40</b>
<b>II.11</b>	Commande par mode glissant d'ordre deux	<b>40</b>
<b>II.12</b>	Exemples de commandes par modes glissants d'ordre deux	<b>42</b>
<b>II.13</b>	Algorithme de Twisting	<b>42</b>

<b>II.14</b>	Algorithme de super-twisting	<b>44</b>
<b>II.15</b>	Les avantages et les Inconvénients des commandes à régimes glissants d'ordre supérieur	<b>45</b>
<b>II.16</b>	Conclusion	<b>47</b>
<b>Chapitre 3 : Commande par mode glissant de la MAS</b>		
<b>III</b>	Introduction	<b>49</b>
<b>III.1</b>	Application de la commande par mode de glissement à la MAS	<b>50</b>
<b>III.2</b>	Le Régulateur	<b>50</b>
<b>III.2.1</b>	Régulateur de la vitesse rotorique	<b>50</b>
<b>III.2.2</b>	Régulateur du flux rotorique	<b>51</b>
<b>III.2.3</b>	Régulation du courants direct $I_{sd}$	<b>52</b>
<b>III.2.4</b>	Régulateur du courant quadrature $i_{sq}$	<b>53</b>
<b>III.3</b>	Bloc de simulation	<b>54</b>
<b>III.4</b>	Résultats de simulation	<b>56</b>
<b>III.5</b>	Application du mode glissant d'ordre deux au contrôle de la MAS (Super Twisting )	<b>57</b>
<b>III.6</b>	Simulation et interruption	<b>57</b>
<b>III.6.1</b>	Bloc de simulation	<b>57</b>
<b>III.7</b>	Résultats de simulation	<b>59</b>
<b>III.8</b>	Etude Comparative	<b>60</b>
<b>III.9</b>	Conclusion	<b>62</b>
	<b>Conclusion générale</b>	<b>64</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>66</b>
	<b>Annexes</b>	<b>72</b>

# *Table des figures*

## **Chapitre I**

Fig. I.1: Schéma représente la MAS .....	6
Fig. I.2: le stator de la MAS .....	7
Fig. I.3: Rotor à cage d'écureuil .....	7
Fig. I.4: Rotor bobiné .....	8
Fig. I.5 : Model triphasé de la machine asynchrone .....	10
Fig. I.6 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.....	13
Fig. I.7 : Position des systèmes d'axes. ....	14
Fig. I.8 : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère( $\alpha, \beta$ ) .....	15
Fig. I.9 :Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus – triangle .....	19
Fig. I.10 : Principe de la commande MLI .....	21
Fig. I.11 : Représenté MAS alimenté directement par le réseau triphasé.....	22
Fig. I.12 : Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=0.4$ s.....	23

## **Chapitre II**

Fig. II.1 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande ...	28
Fig. II.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	28
Fig. II.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente .....	29
Fig. II.4 : Trajectoire du système sur le plan de phase .....	30
Fig. II.5 : Démonstration du mode de glissement.....	31
Fig. II.6 : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement .....	33
Fig. II.7 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable .....	34
Fig. II.8 : La valeur $V(t)$ eq prise par la commande lors de la commutation entre $V_{max}$ Et $V_{min}$ .....	35

Fig. II.9 : Représentation de la fonction « Signe » .....	37
Fig. II.10 : Phénomène de chattering .....	37
Fig. II.11 : Fonction de saturation .....	38
Fig. II.12 : Fonction sigmoïde .....	38
Fig. II.13 : Trajectoire du mode glissant d'ordre deux .....	41
Fig. II.14 : Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting. ....	43
Fig. II.15 : Convergence de l'algorithme super-twisting dans le plan de phase .....	45

## Chapitre III

Fig. III.1 : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement .....	50
Fig. III.2 : Schéma block de simulation d'ordre 01. ....	55
Fig. III.3 : Résultats de simulation de la MAS lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 2$ .....	56
Fig. III.4 : Le schéma bloc du MAS commandé par mode glissant d'ordre deux (l'algorithme de Super Twisting).....	58
Fig. III.5 : Résultats de simulation de R.MGO2 de la MAS lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 2$ .....	59
Fig. III.6 : Résultats de simulation MG01 et MG02 .....	61

## *Liste des abréviations*

MAS	La machine asynchrone
MLI	Modulation à largeur d'impulsion
MG	Mode glissant
RMGO1	Réglage par mode glissant d'Ordre 1
RMGO2	Réglage par mode glissant d'Ordre 2
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
CSV	Commande à structure variable
$n$	La vitesse de rotation de rotor
$n_s$	La vitesse de rotation de champ tournant
$f$	La fréquence de rotation
$p$	Nombre paire de poles
$g$	Le glissement en %
[Lss]	Matrice d'inductances statorique.
[Lrr]	Matrice d'inductances rotorique.
[Msr] , [Mrs]	Matrice des inductances mutuelles (stator-rotor)
$L_s$	Inductance cyclique statorique
$L_r$	Inductance cyclique rotorique
$M_s$	Inductance mutuelle entre phases statoriques
$M_r$	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
$\theta$	L'angle de rotation du rotor par rapport au stator
[ $M_0$ ]	La valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.
$M$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
$J$	Moment d'inertie de la partie tournante
$\Omega$	Vitesse mécanique du moteur
$K_f$	Coefficient de frottement visqueux
$C_e$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple de charge
$\omega_{sl}$	Pulsation de glissement
$\omega_s$	Pulsation de fréquence statorique
$\omega_r$	Pulsation rotorique
$\Omega_s$	La vitesse de synchronisme

$\Omega_r$	La vitesse de rotation
T	Temps
$\varphi_s$	Flux statoriques
$\varphi_r$	Flux rotoriques
Sa, Sb, Sc	Trois phases du stator
Ra, Rb, Rc	Trois phases du rotor
Vsa , Vsb, Vsc	Les tensions appliquées aux trois phases statoriques
isa , isb, isc	Les courants qui traversent les trois phases statoriques
R <sub>s</sub>	Résistance d'une phase statoriques
R <sub>r</sub>	Résistance d'une phase rotoriques
$\alpha, \beta$	Axes correspondant au référentiel lié au stator
x,y	Axes correspondant au référentiel lié au rotor
d,q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
[p]	Matrice de transformation de Park
T <sub>r</sub>	Constante de temps rotoriques
$\delta$	Le coefficient de fuite totale.
V <sub>sd</sub> , V <sub>sq</sub>	Les tensions statoriques dans le repère (d,q)
V <sub>rd</sub> , V <sub>rq</sub>	Les tensions rotoriques dans le repère (d,q)
I <sub>sd</sub> , I <sub>sq</sub>	Les courants statoriques dans le repère (d,q)
I <sub>rd</sub> , I <sub>rq</sub>	Les courants rotoriques dans le repère (d,q)
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	Flux statoriques dans le repère (d,q)
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Flux rotoriques dans le repère (d,q)
S(x)	Surface de glissement
V(X)	Fonction de Lyapunov
U	Vecteur de commande
U <sub>eq</sub>	Vecteur de commande équivalente
U <sub>d</sub>	Vecteur de commande discontinue
e(X)	L'écart sur les variables à régler
$\lambda$	Constante positive
r	Degré relatif
HOSMC	High Order Sliding Mode Control



# *Introduction générale*

### Introduction générale

La commande des moteurs asynchrones est un sujet important dans le domaine de l'ingénierie électrique et de l'automatisation industrielle. Les moteurs asynchrones sont largement utilisés dans de nombreuses applications industrielles en raison de leur fiabilité, de leur faible coût et de leur facilité d'utilisation. Cependant, leur commande est souvent complexe en raison de leur comportement non linéaire et de leur forte sensibilité aux perturbations externes.

La commande par mode glissant est une technique de commande robuste qui permet de stabiliser un système en utilisant un mode glissant. Un mode glissant est une surface dans l'espace d'état du système qui permet de ramener le système à son équilibre en un temps fini. La commande par mode glissant est robuste car elle ne nécessite pas de modèle précis du système et peut résister aux perturbations externes et aux incertitudes.

La commande par mode glissant est une technique de commande robuste pour stabiliser les systèmes non linéaires. Elle est basée sur la construction d'une surface de glissement qui permet de ramener le système à son équilibre en un temps fini. Cette technique est robuste car elle ne nécessite pas de modèle précis du système et peut résister aux perturbations externes et aux incertitudes. Le principe de la commande par mode glissant est de construire une surface de glissement qui permet de ramener le système à son équilibre en un temps fini. Cette surface de glissement est une fonction mathématique qui est définie dans l'espace d'état du système. L'objectif est d'amener l'état du système à glisser le long de cette surface jusqu'à ce qu'il atteigne l'équilibre, la commande par mode glissant est particulièrement utile dans les applications industrielles où les perturbations externes peuvent avoir un impact important sur les performances du système. Cette technique permet de garantir une réponse rapide et une bonne résistance aux perturbations externes, ce qui permet d'améliorer la stabilité et la précision du système.

La commande par mode glissant d'ordre deux est une technique de commande avancée qui permet de stabiliser les systèmes non linéaires en utilisant une surface de glissement d'ordre deux. Cette technique est une généralisation de la commande par mode glissant d'ordre un, qui permet de réduire les oscillations indésirables et d'améliorer la précision de la commande. Elle est particulièrement utile pour les systèmes avec des perturbations externes importantes, tels que les moteurs asynchrones utilisés dans les applications industrielles. En combinant la commande par mode glissant d'ordre deux avec d'autres techniques de commande avancées, telles que l'algorithme de « super twisting », il est possible d'améliorer encore plus la stabilité et la précision du système en réduisant les effets des perturbations externes et des incertitudes. En utilisant cette technique de commande avancée, il est possible de garantir une réponse rapide, une bonne résistance aux perturbations externes et une précision accrue du système, ce qui la rend très utile pour les applications industrielles où la stabilité et la précision sont critiques.

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres :

- Dans le premier chapitre, on présentera des généralités sur la machine asynchrone et suit on va citer leur différente structures. Après ça nous présenterons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans un repère diphasé et la transformation de Park. On présentera aussi modélisation de l'association MAS-onduleur de tension et nous présenterons à la fin de chapitre son principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-Triangle).
- Ensuite, on a présenté dans le deuxième Dans ce chapitre nous allons parler du concept générale de la commande par mode glissant, les avantage de cette commande , et l'inconvénient majeure qui le phénomène de broutement, nous citer le solution proposées , notamment nous allons parler de la théorie de la commande par mode glissant d'ordre supérieure qui élimine ce problème

## **Introduction**

---

➤ Le Troisième chapitre la commande par mode de glissement d'ordre un et deux de la MAS. en suit étudié une comparaison entre la commande mode glissant d'ordre un et la commande par mode de glissement d'ordre un et d'ordre deux (super twisting).

# **Chapitre I La machine asynchrone généralités et modélisation**

## I. Introduction

Vu les intérêts majeurs, de part des qualités de robustesse, le faible coût de fabrication et d'entretien, la machine asynchrone a la faveur des industriels depuis son invention par N. Tesla à la fin du 19ème siècle quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système des courants polyphasés [1].

Le fonctionnement de la machine asynchrone (MAS) ou la machine à induction est basé sur le principe d'utilisation du champ tournant sinusoïdal.

La modélisation de la machine est souvent considérée comme la phase initiale de l'automatique moderne. Elle permet en effet de déterminer le modèle du procédé qui sera utilisé pour prédire son comportement futur [2].

Dans ce chapitre, nous commençons par une brève description de la machine asynchrone, en présentant ses avantages, inconvénients et domaines d'utilisation. Nous présentons ensuite un modèle mathématique généralisé de la machine asynchrone, suivi d'une simplification des équations par transformée de Park, dans le but de modéliser la machine asynchrone à trois phases dans une machine équivalente à deux phases. Après avoir choisi le référentiel approprié, nous déduisons le modèle de cas pour la machine asynchrone. Ensuite, nous introduisons la modélisation de l'alimentation de la machine, qui consiste en un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés par la technologie MLI. Enfin, nous abordons la simulation de la machine asynchrone directement connectée au réseau électrique sous MATLAB, et nous interprétons les résultats obtenus.

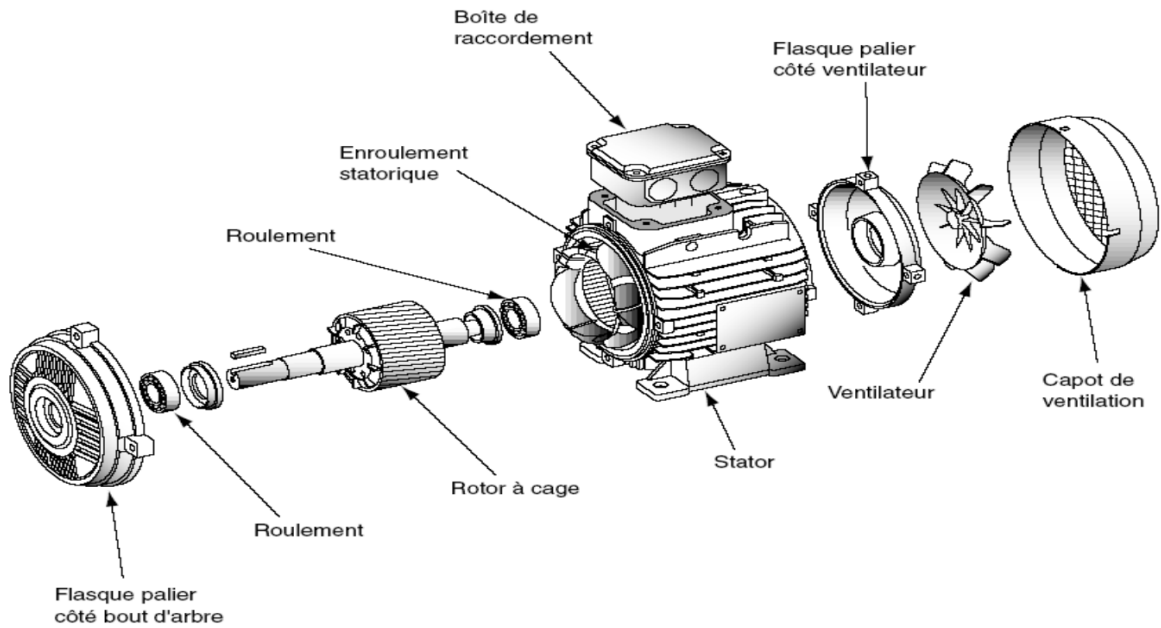
### I.1. Généralités sur les machines asynchrones triphasées

#### I.1.1. Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique.

La machine asynchrone comporte d'une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator, et une partie mobile appelée

rotor comme montre la figure suivante.[3]



*Fig (I-1) : Schéma représente la MAS*

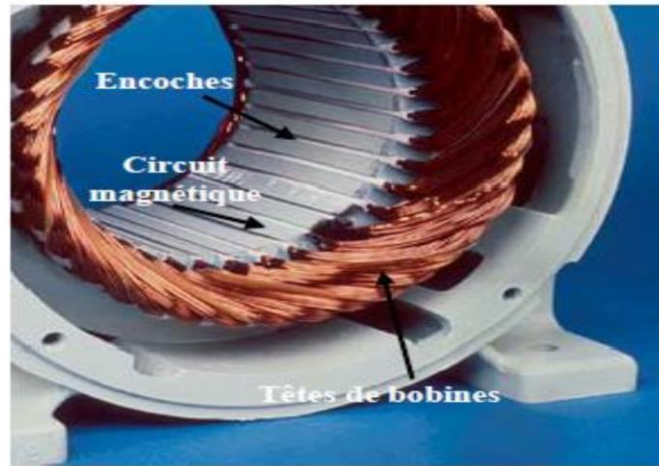
### I.1.2. Description

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournante autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de  $120^\circ$ .

La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.[4]

#### I.1.2.1. Stator

Le stator d'un moteur asynchrone est constitué de trois enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de  $2\pi/3$  qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées. [3]



*Fig (I-2) :le stator de la MAS*

### **I.1.2.2. Rotor**

Le circuit magnétique du rotor est constitué d'un assemblage de tôles ferromagnétiques rainurées. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. On trouve deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil [3].

#### **✓ Rotor à cage d'écureuil**

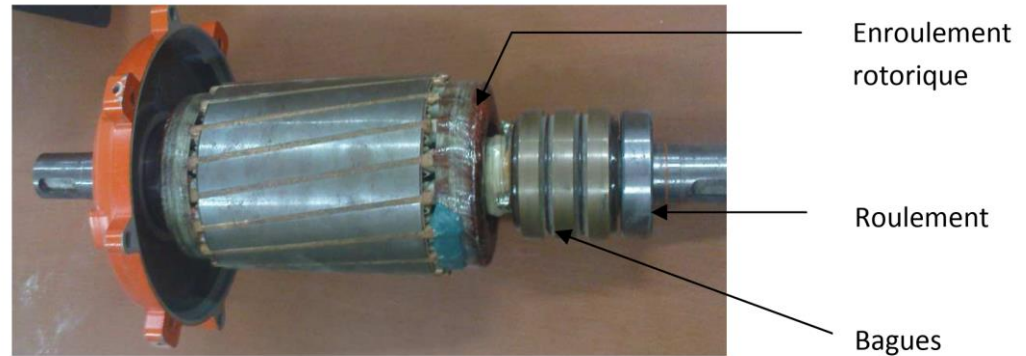
C'est le plus fréquent. Ce type de rotor a été inventé par Michail Ossipowitsch DoliwoDobrowolski en 1889. Il est constitué de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices très souvent en aluminium avec des extrémités court-circuitées par deux couronnes également conductrices, sa résistance électrique est très faible [5].



*Fig (I-3) : Rotor à cage d'écureuil*

### ✓ Rotor bobiné

Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches où sont placés des conducteurs formant des bobinages. On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues et trois balais. Ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur [3]



*Fig (I-4) : Rotor bobiné*

### I.1.3. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Lors de l'alimentation des phases statoriques, les courants créent un champ magnétique tournant dans l'entrefer. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence de ces courants, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse du champ tournant est appelée « vitesse de synchronisme ». L'enroulement au rotor est donc, soumis à des variations de flux. Par conséquent, une force électromotrice induite apparaît aux bornes de l'enroulement rotorique qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique à une vitesse de rotation  $n_r$  inférieure à celle de synchronisme  $n_s$ .

Cette différence de vitesse de rotation du rotor par rapport à celle du champ tournant, nous ramène à définir un paramètre qui caractérise la machine asynchrone, qu'on appelle « Le glissement ».[6]

#### I.1.3.1. Le glissement:

Le glissement qu'on note «  $g$  » est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone construite avec le même stator. Il est exprimé en pourcentage, il est défini par la relation ci-dessous

$$g = \frac{(n_s - n_r)}{n_s} = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (I.1)$$

Avec :

$n_s$  : vitesse de rotation de synchronisme (tr/mn)

$n_r$  : vitesse de rotation du rotor (tr/mn)

$\Omega_r$  : vitesse angulaire réelle de la machine (rd/s)

$\Omega_s$  : vitesse de synchronisme (rd/s)

## I.2. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant [6]:

### Avantages

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

### Inconvénient

- Non découplage naturel
- Non linéarités
- Le courant de démarrage plus élevé (5 à 8 fois le courant nominal)

## I.3. Domaines d'Applications[6]:

- Ascenseurs.
- Pompes.
- Électroménager.
- Treuils.
- Transport (Véhicule électrique ; métro, trains, propulsion des navires).
- Traction électrique.
- Machine-outil.

## I.4. Modélisation du machine asynchrone

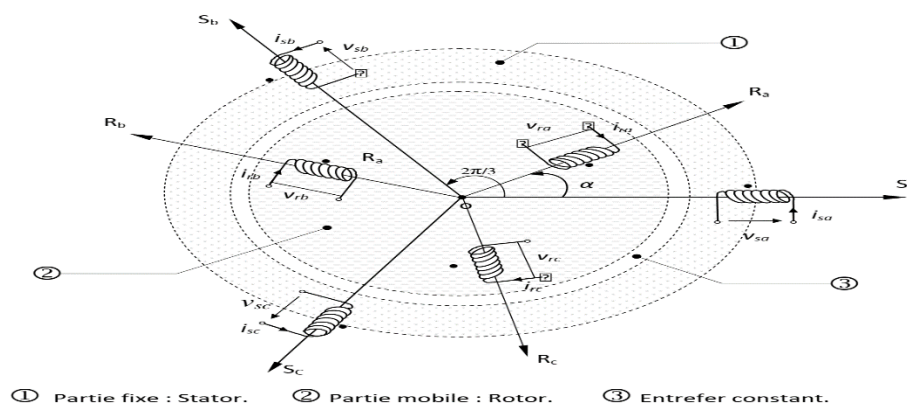
### I.4.1. Hypothèses Simplificatrices[7][8]:

Pour La mise en équations de la machine asynchrone, nous supposons que:

- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé.
- L'entrefer constant.
- Les pertes fer négligeables.

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor figure (I.1). Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques
- Les équations Mécaniques



**Fig (I-5): Model triphasé de la machine asynchrone**

#### I.4.1.1. Equations Electriques:

Les enroulements des trois phases statoriques sont décalés dans l'espace d'un angle de  $2\pi/3$  et également ceux du rotor et peuvent être représentés comme indiquée en Figure (I-5) Les phases rotoriques sont courtes circuitées sur elle mêmes.  $\theta$  est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique. En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase du stator (respectivement rotor), on aura les équations de tension suivantes[10]

$$\begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \\ V_{Ra} \\ V_{Rb} \\ V_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

D'une manière plus raccourcie :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \\ [V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \end{cases} \quad (I.3)$$

Avec

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

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

$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$ : Vecteur de courant statorique.

$[i_{rabc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$ : Vecteur de courant rotorique.

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$ : Vecteur de flux statorique.

$[\varphi_{rabc}] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$ : Vecteur de flux rotorique.

#### I.4.1.2. Equations magnétiques:

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & L_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

D'une manière plus raccourcie :

$$\begin{cases} [\varphi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \\ [\varphi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \end{cases} \quad (I.5)$$

Où :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad (\text{I-6})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad [M_{sr}] = [M_{rs}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

Avec :

$[L_{SS}]$ : Matrice d'inductances statoriques.

$[L_{rr}]$ : Matrice d'inductances rotoriques

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$ : Matrice des inductances mutuelles (stator-rotor).

$L_S$ : Inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$ : Inductance propre d'une phase rotorique.

$M_S$ : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$ : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

#### I.4.1.3. Equation Mécanique:

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (\text{I-8})$$

$J$  : moment d'inertie de la partie tournante.

$\Omega$  : vitesse mécanique du moteur.

$C_e$ : couple électromagnétique.

$C_r$ : couple de charge.

$K_f$ : coefficient de frottement.

#### I.4.2. La transformation biphasée triphasé:

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (1929) [10].

##### I.4.2.1. Transformation de Park:

Elle repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a,b,c) ou du rotor (A,B,C). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages

d'axes perpendiculaires (u, v) tournant à la vitesse par rapport au stator et à la vitesse par rapport au rotor (Fig. I-6). La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasé équilibré à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes u,v [12.a] [11.b] [11.c] [11.d].

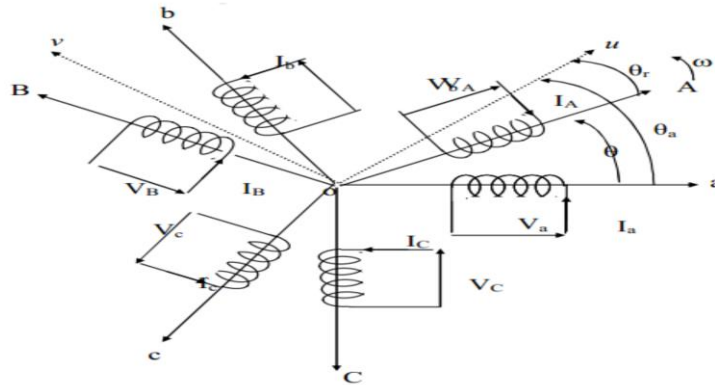


Fig (I-6) : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Les équations électriques :

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

$$\text{D'où : } \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} \text{ avec } [P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

[X<sub>abc</sub>] Est une grandeur (tension, courant ou flux)

La matrice de transformation [p] est donnée par :

$$[P] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

#### I.4.2.2.Choix du repère (u,v) [12.a] [12.b] [12.c] :

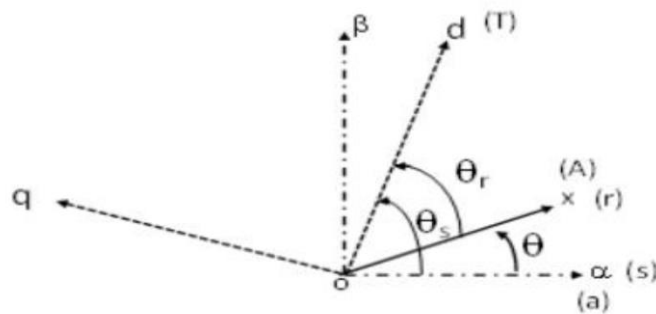
Ce qui rend la transformation de Park attrayante, est que l'orientation du repère uv peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère uv peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application

- Référentiel lié au stator ( $\theta_a = 0$ ), ou système d'axes ( $\alpha, \beta$ ) : Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette méthode sera retenue très

souvent dans l'étude des observateur[14].

- Référentiel lié au rotor ( $\theta_a = \theta_r$ ), ou système d'axes (x,y) : Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques  $\omega$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement)[15].
- Référentiel lié au champ tournant ( $\theta_a = \theta_s$ ), ou système d'axes (d, q) : Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continuées. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande[16].

La transformation d'une grandeur triphasée peut se projeter dans différents (s), (r) et (T) Figure (I-7), liés au moteur asynchrone.



*Fig (I-7) : Position des systèmes d'axes.*

#### I.4.2.3. Référentiel fixe par rapport au stator :

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

$$\theta = 0 \rightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases} \text{ ET } \frac{d\theta}{dt} = \omega_a = \omega_s = 0$$

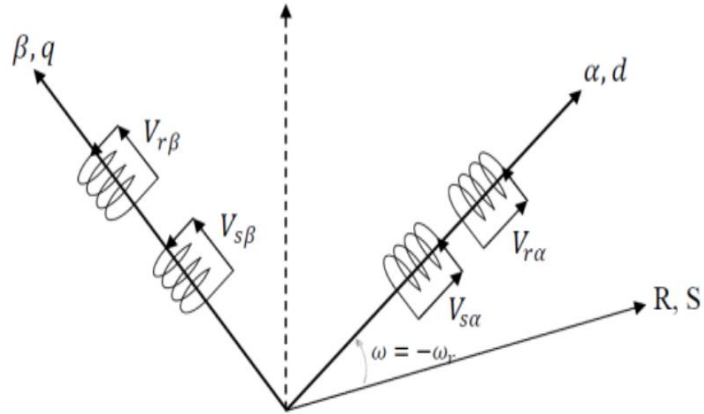


Fig (I-8) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère(α, β)

• **Equations électriques :**

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I-12)$$

• **Équations des flux :**

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (I-13)$$

• **Equations mécaniques**

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad (I-14)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega$$

P : Nombre de paires de pôles

**I.4.2.4. Référentiel lié au champ tournant (d, q) [13.a] [13.b]:**

Symbolisé par le vecteur flux statorique, le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne en régime permanent à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère dq au champ tournant alors on a:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \text{ Tel que } \omega = \omega_s - \omega_r = \omega_s - P\Omega \quad (I-15)$$

### I.5. Modèle biphasé de la MAS :

- **Equations électriques :**

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques dans le système d'axe (d, q) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = L_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{sq} = L_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{rd} = 0 = L_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = L_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

- **Les expressions des flux deviennent :**

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

Tel que :

$$L_s = l_{as} - M_s$$

$$L_r = l_{ar} - M_r$$

$$M = \frac{3}{2} M_0$$

- **Equation électromagnétique et mécanique :**

Le couple électromagnétique peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales :

$$C_e = P(\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{I-18})$$

$$C_e = P(\varphi_{rq} I_{rd} - \varphi_{rd} I_{rq}) \quad (\text{I-19})$$

$$C_e = PM(I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \quad (\text{I-20})$$

$$C_e = \frac{PM}{L_r}(\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{I-21})$$

On remplace(I-21) dans(I-8)

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{L_r}(\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) - C_e - K_f \Omega \quad (\text{I-22})$$

❖ Stator, repère ( $\alpha, \beta$ ):

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [11].

❖ Champ tournant, repère (d, q) :

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [12].

❖ Rotor, (x, y) :

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones [11].

### I.6. Représentation d'état :

On va récrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques  $I_{sd}$   $I_{sq}$  et les flux rotorique  $\varphi_{rd}$   $\varphi_{rq}$ , comme variables d'états.

D'abord à partir de (I-17) nous tirons les courants rotoriques et nous les remplaçons dans les équations des flux statoriques :

• Pour les courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (I-23)$$

• On remplace dans les flux statoriques :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_{sq} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (I-24)$$

En rapportant ces dernières relations dans (I-14), (I-15), on aboutira au système d'équations d'états suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{R_r M}{\delta L_s L_r^2} \varphi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{rq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{R_r M}{\delta L_s L_r^2} \varphi_{rq} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (I-25)$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + \omega \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq} + \omega \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I-26)$$

Avec :

$\delta = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  : C'est le coefficient de dispersion de Blondel

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

On peut déduire la forme finale du modèle du MAS dans le référentiel (d, q) comme

Suit :

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

Avec :

$$[\dot{X}] = \frac{dx}{dt} = [I_{sd} I_{sq} \varphi_{rd} \varphi_{rq}]$$

$$[U] = [V_{sd} V_{sq}]$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{1}{T_r} \frac{M^2}{L_r} \right) & \omega_s & \frac{1}{\delta L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \omega_r \frac{1}{\delta L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \\ -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{1}{T_r} \frac{M^2}{L_r} \right) & 0 & -\omega_r \frac{1}{\delta L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) & \frac{1}{\delta L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & \frac{M}{T_r} & \frac{-1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & 0 & -(\omega_s - \omega_r) & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}$$

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

### I.7. Modélisation de l'alimentation de l'Onduleur-MAS :

Généralement l'alimentation de la machine est assurée par un convertisseur statique, qui délivre une tension et une fréquence variable, qui sont à l'origine de la variation de la vitesse des machines à cage.

L'évolution de l'électronique de puissance et la technique « MLI » (modulation de la largeur d'impulsion) nous permet de réaliser des convertisseurs statiques qui nous permettent d'imposer le profil de la tension et du courant aux bornes du moteur par contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs [18].

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [18] [17]

En triphasé, trois références sinusoïdales déphasés de la même fréquence f Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette MLI sert à remédier ces problèmes et elle a les avantages suivants :

1. Variation de la fréquence de la tension de sortie.

2. Elimination de certaines harmoniques de tension.

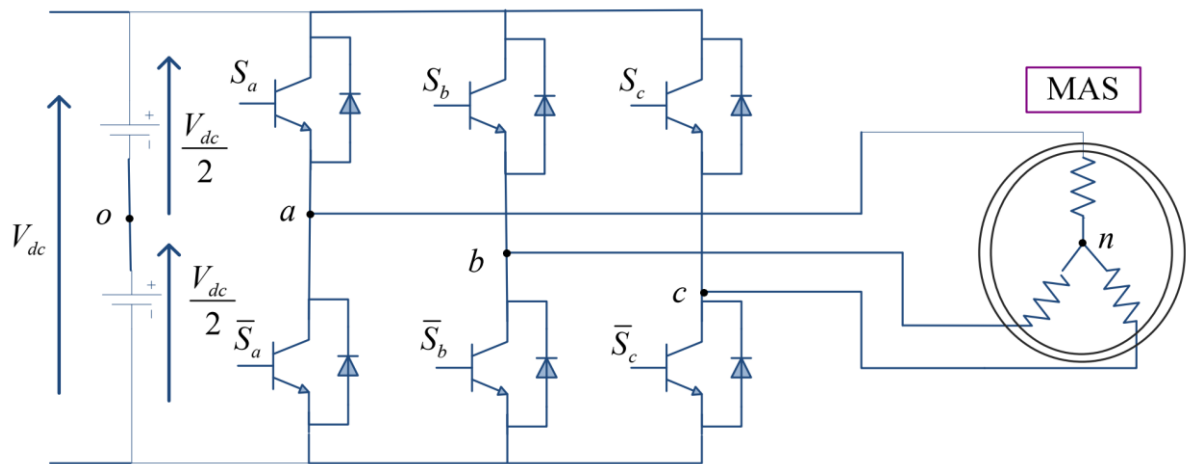
Pour alimenter la MAS par l'onduleur il faut qu'on utilise un redresseur et un filtre comportant une forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension  $U$  à l'entrée de l'onduleur. La figure (I-6) présente le schéma de l'association machine asynchrone-convertisseur statique.

**I.8. Modélisation de l'onduleur:**

L'onduleur est un convertisseur statique continu-alternatif, il est composé de six interrupteurs peuvent être des transistors Bipolaire, MOSFET ou IGBT

❖ **Commande de l'onduleur**

Le schéma de cet onduleur est donné dans la figure (I-9).



*Fig (I-9) : Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus – triangle*

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_a = V_{a0} + V_{n0} \\ V_b = V_{b0} + V_{n0} \\ V_c = V_{c0} + V_{n0} \end{cases} \tag{I-27}$$

On fait l'addition :

$$V_a + V_b + V_c = V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} + 3V_{n0} \tag{I-28}$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique, donc :

$$V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} + 3V_{n0} = 0 \tag{I-29}$$

D'où:

$$V_{n0} = -\frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{I-30})$$

On remplace (I-30) dans (I-27), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_a = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_b = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_c = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (\text{I-31})$$

On peut écrire le système (I-31) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{I-32})$$

Sachant que :

$$\begin{cases} V_{a0} = (S_a - \frac{1}{2})V_{dc} \\ V_{b0} = (S_b - \frac{1}{2})V_{dc} \\ V_{c0} = (S_c - \frac{1}{2})V_{dc} \end{cases} \quad (\text{I-33})$$

Tel que :

$$\begin{cases} S_a = 1 \text{ si } k_1 \text{ est fermé si } \bar{S}_a = 0 \\ S_b = 1 \text{ si } k_2 \text{ est fermé si } \bar{S}_b = 0 \\ S_c = 1 \text{ si } k_3 \text{ est fermé si } \bar{S}_c = 0 \end{cases}$$

On remplace (I-33) dans (I-32), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I-34})$$

Le système (I-34) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI

Il reste à déterminer les fonctions  $S_i$ , celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur. L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoidal (en anglais, Pulse Width Modulation PWM).

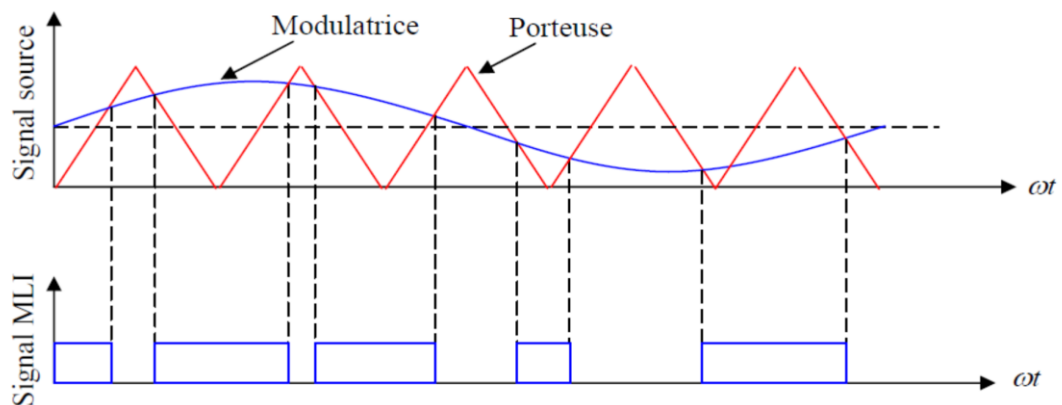
### I.8.1. Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-Triangle) :

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- **L'onde porteuse** : qui est signal à haute fréquence (en général, une onde triangulaire).
- **L'onde modulatrice** : qui est un signal image de l'onde de sortie recherchée. (en général une onde sinusoïdale)

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. Telle que lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0. Figure (1-10)



**Fig (1-10) : Principe de la commande MLI**

On peut conclure principe de cette stratégie par l'algorithme suivant :

$$\text{Si } U_r \geq U_p \rightarrow S(t) = 1 \text{ si non } S(t) = 0 \quad (\text{I-35})$$

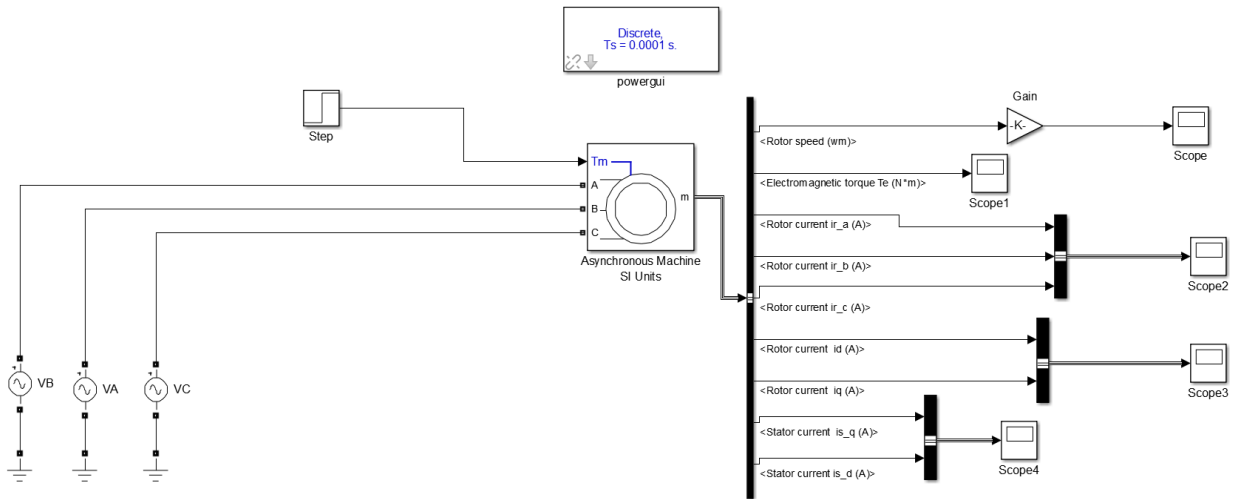
$U_R$  : La tension de référence

$U_P$  : La tension de porteuse

$S(t)$  : est le signal MLI résultant

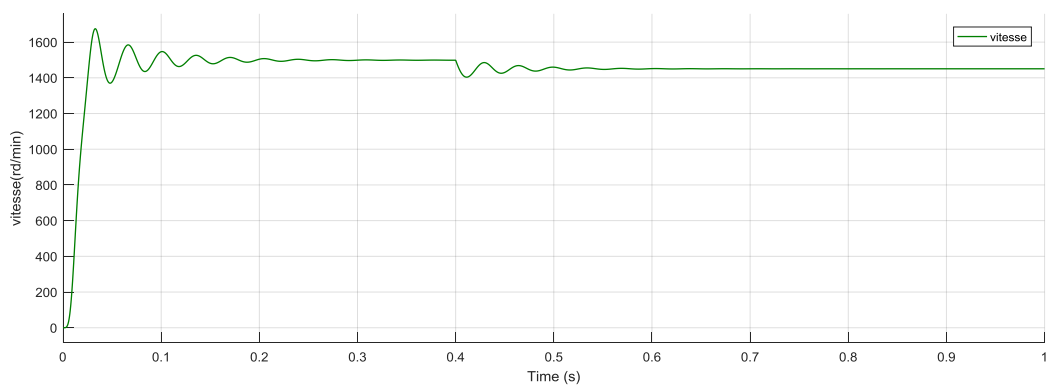
**I.9. Fonctionnement de la MAS connectée directement au réseau**

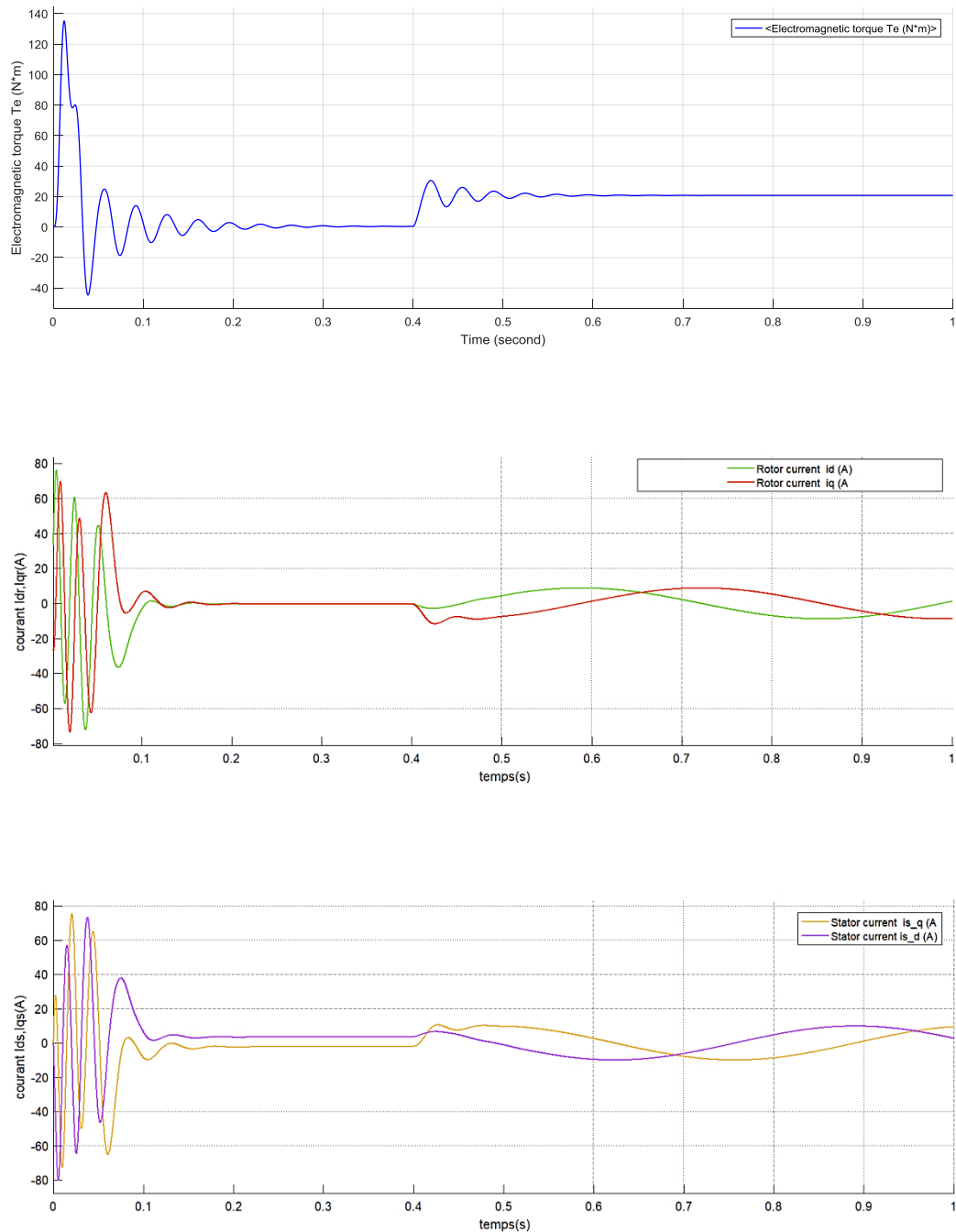
La simulation du fonctionnement de la machine asynchrone connectée directement au réseau est généralement réalisée à l'aide de logiciels de simulation de circuits électriques, tels que Matlab/Simulink



*Fig (I-11) représenté MAS alimenté directement par le réseau triphasé*

**I.9.1. Les Résultats de simulation**





**Fig (I-12) Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant  $t=0.4$  s**

On a introduit un couple de charge  $C_r= 20.35$  N.m à  $t=0.4$ sec, les résultats de la simulation sont représentés par la (Figure. I.12).

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

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

Pour le courant statorique : il y'a une augmentation après l'application du couple de charge.

### **I.10. Conclusion**

En conclusion, la machine asynchrone est un dispositif électromécanique couramment utilisé dans divers domaines d'application en raison de sa structure simple et de sa grande efficacité énergétique. La modélisation de la machine asynchrone est un sujet important pour son optimisation et son contrôle. La modélisation de la machine et de son alimentation est cruciale pour garantir une grande fiabilité et une performance optimale. En outre, le fonctionnement de la MAS connectée directement au réseau est d'une importance cruciale dans les systèmes électriques modernes, et sa simulation permet de mieux comprendre son comportement et d'optimiser son fonctionnement. En somme, la machine asynchrone est un élément clé de l'ingénierie électrique, et son étude continue à être un sujet important pour les chercheurs et les ingénieurs.

**Chapitre II**

**Commande à structure  
variable par mode  
glissant**

**II. Introduction**

Ce chapitre traite de l'application de différentes approches de la commande par modes glissants. La première section introduit les concepts fondamentaux de la SMC, tels que la surface de glissement, les conditions de convergence, le phénomène de chattering et la loi de commande, tels qu'initialement proposés par Utkin. La deuxième section présente les concepts fondamentaux de la SMC d'ordre supérieur et ses caractéristiques de robustesse.

## II.1. Systèmes à structure variables :

### II.1.1. Systèmes à structure variables

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structures variables peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées [19].

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissant, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan), Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit et appelé mouvement de glissement [20].

### II.1.2. Configuration de base pour les systèmes à structure variable :

Soit le système dynamique non-linéaire analytique suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)V(t) \\ Y = Cx, Y \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Où :

$x \in X$ , un ouvert de  $\mathbb{R}^m$  et  $X$  est la fonction de commande (discontinue).

$f(x, t)$  et  $g(x, t)$  ; de champs de vecteurs définis dans un ouvert de  $\mathbb{R}^m$ , avec  $g(x, t) \neq 0$ .

$C$  : constante positive .

## II.2. Types de commutation des systèmes à structure variable [Yac]:

### II.2.1. 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 sur la **Fig (II-1)** . Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle 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 de moteurs pas à pas.

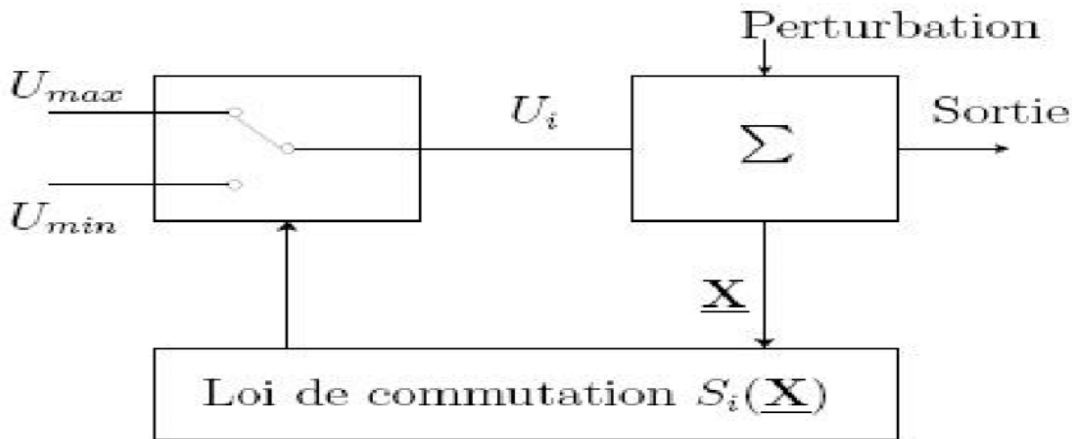


Fig (II-1) : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

**II.2.2. Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'Etat :**

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la **Figure (II-2)**. D'après les études menées précédemment, 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 de machines à induction. Un ouvrage a été consacré à ce type de commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

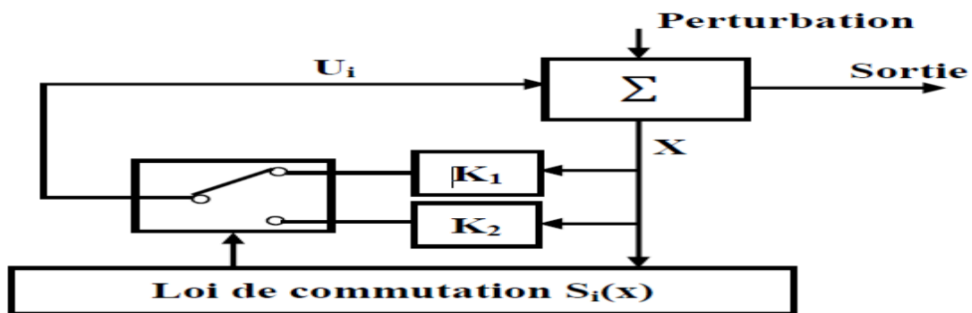
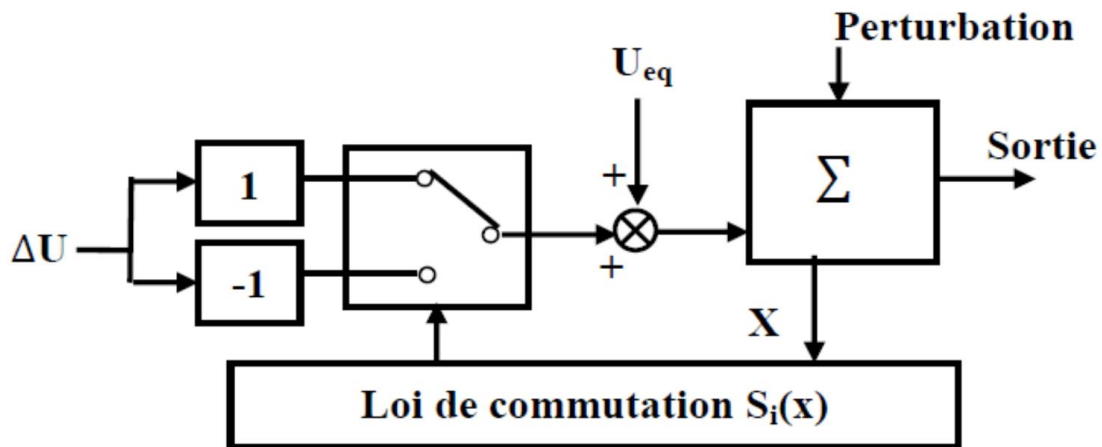


Fig (II-2) : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

**II.2.3. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Equivalente :**

Une telle structure dont le principe est montré sur la **Figure (II-3)**, présente un réel avantage. Elle permet de pré positionner 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 de l'expression de cette commande équivalente.



*Fig (II-3) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente*

Avec :

$U_{eq}$ : vecteur de commande équivalente.

$\Delta U$  : vecteur de commande discontinue.

$V$ : vecteur de variables.

$S_i$ : vecteur surface de commutation.

### II.3. Contrôle par Mode Glissant

#### II.3.1. Généralités sur la Théorie du Contrôle par Mode Glissant :

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode glissant, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu 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. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la 'commande équivalente' [04].

### II.3.2. Principe de la commande par mode de glissement :

Le contrôle par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

Parmi les propriétés des modes glissants [9.b] :

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.
- La dynamique du système en mode glissant est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, Fig. (II-4) :

- Le mode de convergence (MC) : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation  $S(X1, X2) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode de glissement (MG) : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement  $S(X) = 0$ .
- Le mode du régime permanent (MRP) : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

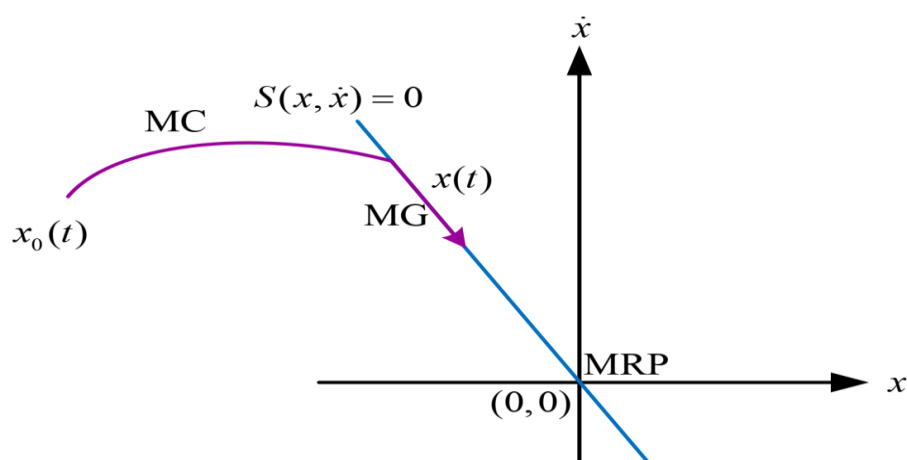


Fig.( II -4) :Trajectoire du système sur le plan de phase

### II.3.3. Condition d'existence du mode glissant

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{min}$  et  $U_{max}$ , Fig (II-5) lorsque le système réglé est considéré du deuxième ordre, les grandeurs d'état sont  $X_{s1}$  et  $X_{s2}$ .

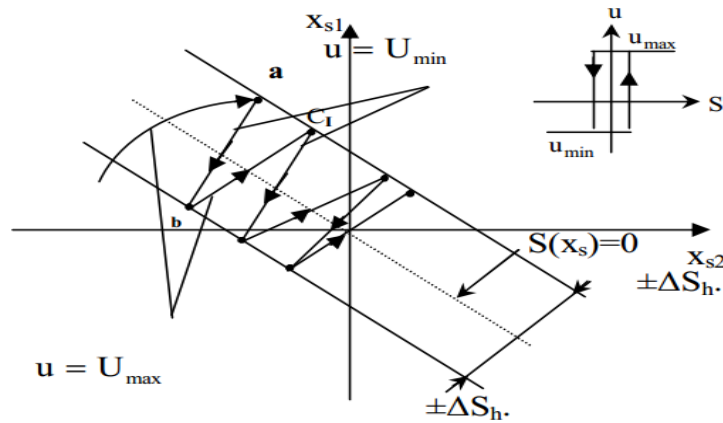


Fig (II-5) : Démonstration du mode de glissement.

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commande  $S(x_s) = 0$ . Par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de  $\pm\Delta S_h$ .

Une trajectoire avec  $U = U_{max}$  touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec  $U = U_{min}$  la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point "b" le seuil de basculement où a lieu une commutation sur  $U = U_{max}$ . Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touche le point "c" le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérèse. Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie.

On suppose dans le cas idéal que l'hystérèse est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de  $S(x_s) = 0$ . Par conséquent, le vecteur d'état  $X_s$ , suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée [6].

### II.4. Conception de la commande par mode glissant d'ordre un :

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 [6]:

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.4.1. 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 [21], .

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)v(t) \\ y = C^T x, \quad y \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

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 la faite 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. Le professeur 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 [22] :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.3})$$

Avec :

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

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

$r$ : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la Commande [Bek 10\_1].

$$\text{Pour : } r = 1, \quad S(x) = e(x) . \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Pour : } r = 2, \quad S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) . \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Pour : } r = 3, \quad S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) . \quad (\text{II.6})$$

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$  [23].

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

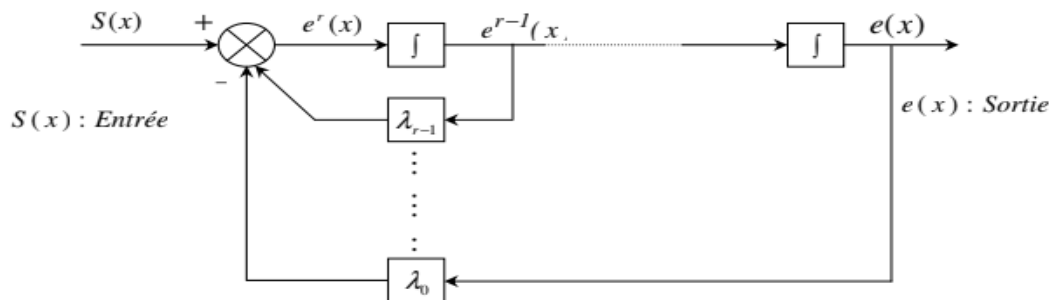


Fig (II-6) : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement

#### II.4.2. 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 [23].

##### II.4.2.1. Fonction directe de commutation :

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN .Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [23]:

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \tag{II.7}$$

##### II.4.2.2. 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 ( $\dot{V}(x) < 0$ ) , l'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande  $V$  tel que le carré de la surface correspond à une fonction de **LYAPUNOV** .Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires[Tam 00].

En définissant la fonction de **LYAPUNOV** par :

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

Et sa dérivée par :

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

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

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

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface  $S^2(x)$ , mesuré par , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés . Cette condition suppose un régime glissant idéal [24].

### II.4.3. Détermination de la Loi de Commande :

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte  $V_{eq}(t)$  et la deuxième est stabilisante  $V_N(t)$  [23], [26]. Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [27], [28].

$$V(t) = V_{eq}(t) + V_N \quad (\text{II.11})$$

$V_{eq}$  Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov [Fil 60] et Utkin [Utk 77]. 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 :

$$\dot{S}(x) = \dot{e}(x) = 0 \quad (\text{II.12})$$

$V_N(t)$  : est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence suivant :  $\dot{S}(x)S(x) < 0$  , Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Donc cette commande est garantie l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement.

Le terme  $V_N$  est donné par :

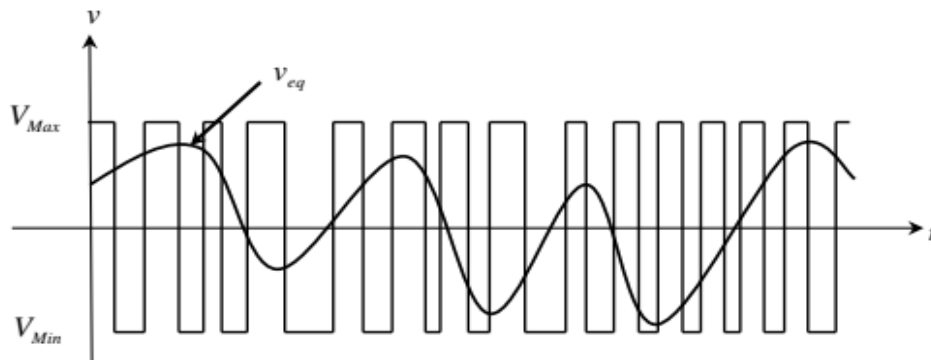
$$V_N = \dot{S}(x) = -K \cdot \text{sign}(S(x)) . \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$K > 0; S(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $V_{Max}$  et  $V_{Min}$  Fig (II-7)

L'imprécision sur les paramètres du modèle du système [23].



**Fig (II-7) : La valeur  $V(t)_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $V_{max}$  Et  $V_{min}$ .**

### II.5.Expression analytique de la commande [53]:

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-15) .

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)V(t) \quad (\text{II.15})$$

Le vecteur  $v$  est composé de deux grandeurs :  $V_{eq}$  et  $V_N$  , soit :

$$V(t) = V_{eq}(t) + V_N \quad (\text{II.16})$$

A partir des équations (II-15) et (II-16), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)V_{eq}\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)V_N\} \quad (\text{II.17})$$

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 :

$$V_{eq} = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad V_N = 0 \quad (\text{II.18})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $V_{eq}$  par sa valeur (II-17) dans l'équation (II-18), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface :

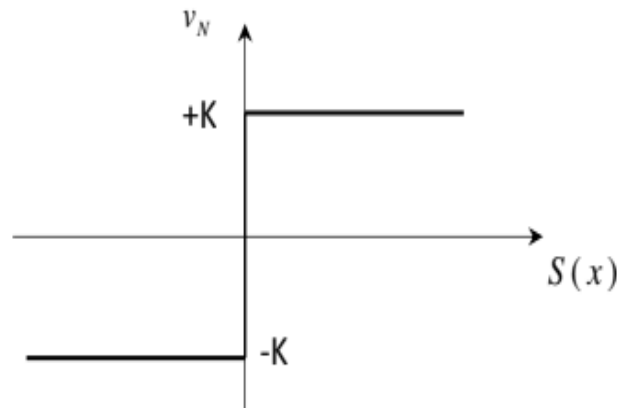
$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t) V_N\} \quad (\text{II.19})$$

Le problème revient à trouver  $V_N$  tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t) V_N\} < 0 \quad (\text{II.20})$$

La solution la plus simple est de choisir  $V_N$  sous la forme de relais Fig (II-8) Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$V_N = K \cdot \text{signe}(S(x)) \quad (\text{II.21})$$



**Fig (II-8) : Représentation de la fonction « Signe ».**

En remplaçant l'expression (III-20) dans (III-21), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) K |S(x)| < 0 \quad (\text{II.22})$$

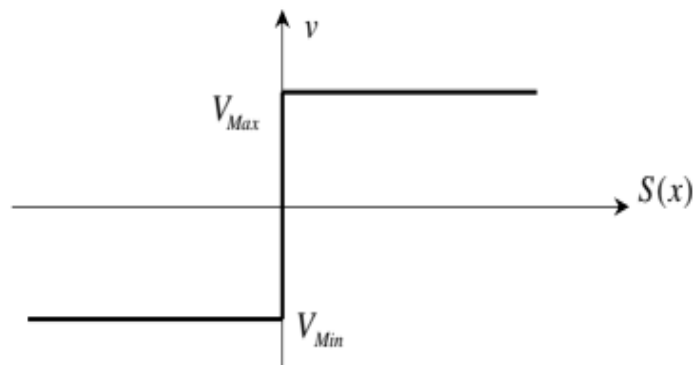
Où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$  est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous Considérons.

Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (II-22). 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 de 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 [21]

## II.6. 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.

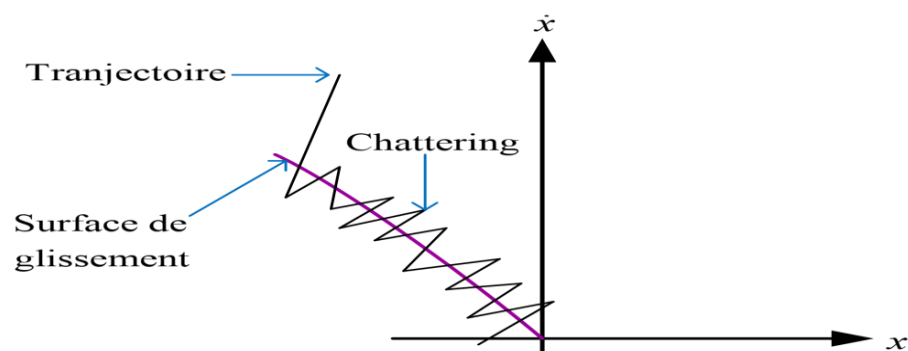
Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre  $V_{Max}$  et  $V_{Min}$  instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement Fig (II-9) . Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « **Chattering** » apparaissent dans le mode de glissement [25].



*Fig (II-9) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.*

### II.6.1. Le phénomène de broutement "Chattering" [29]:

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



*Fig. (II.10) : Phénomène de chattering*

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « signe » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation Fig. (II-11):

• Fonction **SAT** :

$$\begin{cases} \text{sat}(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ \text{sat}(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } -\mu \leq S \leq \mu \\ \text{sat}(S) = 1 & \text{si } S > \mu \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

$\mu$  : Un paramètre petit et positif.

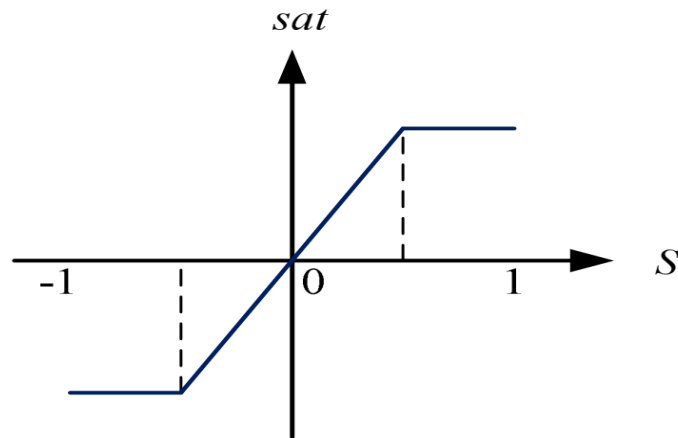


Fig. (II-11) : Fonction de saturation

• Fonction **SMOOTH** :

On peut aussi remplacer la fonction « signe » par une fonction de classe 1 C. On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction, Fig. (II.12) :

$$\text{SMOOTH}(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (\text{II.24})$$

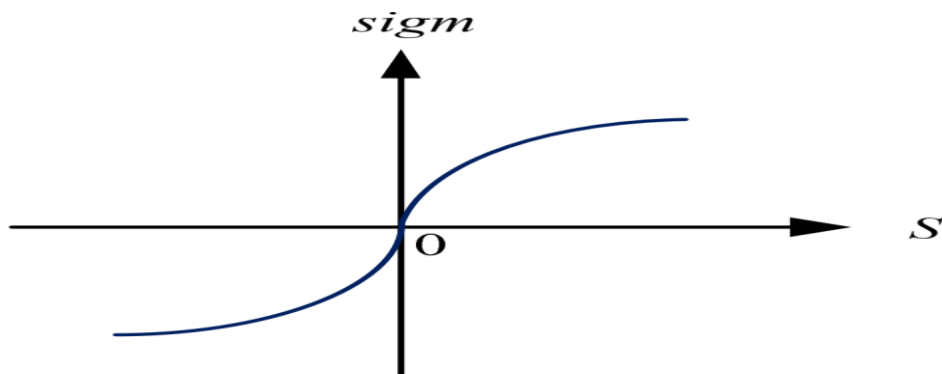


Fig. (II.12) : Fonction sigmoïde

Il est à noter que dans toutes les solutions proposées pour remédier au phénomène de chattering, les propriétés (performances et robustesse) du mode glissant ne sont pas garanties. Afin de préserver ces dernières, des techniques telles que la commande continue avec composante intégrale, la commande continue avec logique floue, ainsi que les commandes par mode de glissement d'ordre supérieur est proposées et présentées ci-dessous.

### II.7. Commande par mode glissant d'ordre supérieur.

La commande par mode de glissement d'ordre supérieur ([30],.....,[35])est donc une généralisation de la commande par mode de glissement classique (d'ordre un) où elle peut aller à des ordres supérieurs de la dérivée de la surface de glissement. Par conséquent la commande discontinue n'agit pas sur la première dérivée de la surface de glissement mais plutôt sur les dérivées supérieures. Ce comportement permet de décaler l'e et indésirable du phénomène de broutement aux ordres supérieurs de la dérivée de la commande, et la commande appliquée au système est obtenue donc par intégration. L'intégration permet de lisser la commande d'où l'annulation du phénomène de broutement tout en gardant les avantages de la commande par mode de glissement.

### II.8. Principe du mode glissant d'ordre supérieur.

Le régime glissant standard agit sur la surface de glissement afin de l'annuler. Un régime glissant d'ordre  $r$  (noté  $r$  – glissant) agit sur la surface et ses  $(r - 1)$  premières dérivées successives par rapport au temps. L'objectif est de forcer le système à évoluer non seulement sur la surface mais aussi sur ses  $(r - 1)$  premières dérivées successives et à maintenir l'ensemble de glissement à zéro [36].

$$S = \dot{S} = \dots = S^{r-1} = 0 \quad (\text{II.25})$$

Où  $r$  désigne le degré relatif du système.

Le degré Relatif (DR) d'un système, est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour y faire apparaître l'entrée de commande de manière explicite. Il est calculé en déterminant les dérivées successives de  $\mathbf{S}$  :

1. Degré Relatif  $r = 1$ , , *i. e.*,  $\frac{\partial}{\partial u} \dot{S} \neq 0$
  2. Degré Relatif  $r \geq i$ , *i. e.*,  $\frac{\partial}{\partial u} \dot{S}^i = 0$  ( $i = 1, 2, \dots, r - 1$ )  $\frac{\partial}{\partial u} S^r \neq 0$
- **Dans le cas 1)** le problème de la commande est résolu par une loi en mode glissant du premier ordre. Cependant une loi 2-glissant peut être utilisée à afin d'éviter le chattering.

- **Pour le cas 2)** on peut choisir la technique  $p$ -glissant (avec  $p \geq r$ ) [37].

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  $S, \dot{S}, \dots$  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 [52].

- ❖ 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 lorsqu'il s'agit de passer à une application réelle

### II.9. Position du problème.

On va considérer un système non linéaire avec la dynamique suivante [51]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x, u) \\ u = U(t, x) \\ s = S(t, x) \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

- ❖  $x = [x_1 \dots x_n]^T \in X$  Représente le vecteur état  $X \subset \mathbb{R}^n$
- ❖  $u \in U \subset \mathbb{R}$  : représente la commande
- ❖  $f$ : est une fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine
- ❖  $t$  : est le temps.
- ❖  $S$  : est une fonction différentiable telle que ses ( $r-1$ ) premières dérivées par rapport au temps ne sont fonction que de l'état  $x$  (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité).

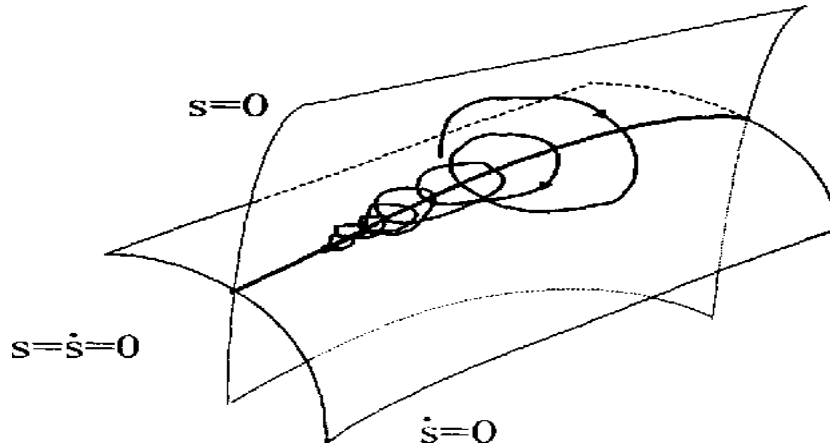
### II.10. Commande par mode glissant d'ordre deux.

Le principal avantage de la commande par modes glissants d'ordre deux est l'annulation du phénomène de chattering. Son objectif est de générer un régime glissant d'ordre deux sur la surface de glissement sélectionnée  $S = 0$  et d'obtenir en temps fini.

$$S = \dot{S} = 0 \quad (\text{II-27})$$

Dans ce qui suit, nous allons décrire ces lois de commande de second ordre ( $r=2$ ), telles que les techniques de Twisting et Super Twisting. Ces algorithmes sont les plus utilisés dans la littérature,

du fait qu'ils ont uniquement besoin de la connaissance de la surface S. [38] La Figure III.4 fait apparaître la trajectoire de convergence du système vers la surface S.



Fig(II-13): Trajectoire du mode glissant d'ordre deux

Afin de détailler les algorithmes en régime glissant du second ordre, les fonctions f et S de l'expression (II-26) que les seules informations disponibles à l'instant t sont, la commande u(t), la surface S(t, x) et le signe de la dérivée par rapport au temps de S. La dérivée de S :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \frac{dx}{dt} \\ \dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, s, u) \end{cases} \quad (II-28)$$

La dérivée seconde de S :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \dot{u} \end{cases} \quad (II-29)$$

On pose :

$$\begin{cases} \psi(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \\ \zeta(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (II-30)$$

Le système est maintenant constitué des surfaces de glissement S et  $\dot{S}$ .

$$\begin{cases} y_1 = S \\ y_2 = \dot{S} \end{cases} \quad (II-31)$$

Si le degré relatif est DR = 1 : Le système est décrit par le modèle (II-26) et par l'expression :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x) \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

Si le degré relatif est  $DR = 2$  : le problème de la commande peut être dérivé du cas précédent, en considérant la variable  $x$  comme une variable d'état, et  $u$  comme la commande effective. Le système à commander est défini par :

$$f(t, x, u) = a(t, x) + b(t, x)u \quad (\text{II-33})$$

Où,  $a: R^{n-1} \rightarrow R^n$  et  $b: R^{n-1} \rightarrow R^n$  sont des fonctions incertaines et continûment dérivables.

Finalement le système est représenté par le modèle (II-32) et par l'équation :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \tilde{\psi}(t, x) + \tilde{\zeta}(t, x) \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

En utilisant la stratégie précédente la commande  $u$  est régie par un système dynamique du premier ordre. Les algorithmes discontinus sont appliqués en fait à la dérivée par rapport au temps de la commande  $u$ , qui devient la nouvelle variable de commande du système considéré et conduit à l'obtention d'un régime glissant d'ordre deux sur la surface  $S$ . De cette façon, l'entrée  $u$  du système est maintenant continue et permet d'éliminer le chattering.

### II.11. Exemples de commandes par modes glissants d'ordre deux

Dans la littérature, plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 ont été introduits [39], [40]. Parmi ces algorithmes, on cite :

- Algorithme du Twisting.
- Commande sous-optimale par modes glissants d'ordre deux
- Algorithme du Super-Twisting.

### II.12. Algorithme de Twisting :

L'algorithme de Twisting a été le premier contrôleur d'ordre supérieur. Son principe de fonctionnement est basé sur la commutation de son amplitude entre deux valeurs  $V_m$  et  $V_M$ .

La trajectoire du système dans le plan de phase tourne autour de l'origine, en s'enrapprochant d'une forme spirale. Son expression pour un système de degré relatif 2 est donnée comme suit :

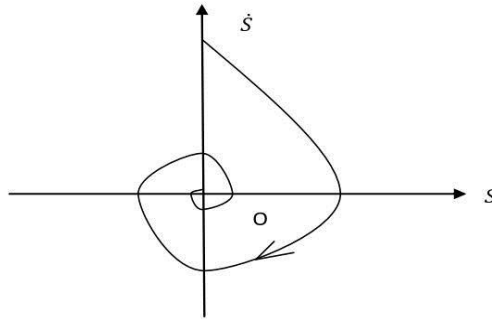


Fig (II -14) : Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.

Nous allons reprendre le système  $y_1 = S$  et  $y_2 = \dot{S}$  Maintenant le problème de la commande est de stabiliser en temps fini le système du deuxième ordre suivant :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x) \end{cases} \quad (II-35)$$

Où :  $\psi(t, x)$  et  $\zeta(t, x)$  sont des fonctions mal connues mais bornées.

$$C_0 > 0, |\psi| \leq C_0, 0 < K_m \leq \zeta \leq K_M \quad (II-36)$$

L'algorithme du Twisting pour un degré relatif 1 est défini par la loi de commande suivante :

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \text{sign}(s) & \text{si } S\dot{S} \leq 0 \\ -V_M \text{sign}(s) & \text{si } S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (II-37)$$

Où  $|u|$  est une valeur bornée de commande, donné pour  $|u| \leq 1$

L'équation de commande pour un degré relatif 2 est :

$$\begin{cases} -V_m \text{sign}(s) & S\dot{S} \leq 0 \\ -V_M \text{sign}(s) & S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (II-38)$$

Avec les conditions suffisantes assurant la convergence en temps fini sur la variété S sont [50] :

$$\begin{cases} V_M > V_m \\ V_m > \frac{4K_M}{S_0} \\ V_m > \frac{C_0}{K_M} \\ K_m V_m - C_0 > K_M V_m + C_0 \end{cases} \quad (II-39)$$

Où  $S_0, C_0, K_M, K_m, V_M, V_m$  sont des constantes positives. Le contrôleur similaire est :

Si dans la pratique la dérivée de la surface  $S$  n'est pas mesurable, son signe peut être estimé par le signe de la dérivée de la surface  $s$  dans un intervalle de temps  $\Delta_t$ . Le  $sgn(\dot{s}(t))$  est calculé par l'expression  $sgn(\dot{s}(t) - s(t - \Delta_t))$

En prenant en compte les différentes trajectoires limites, la borne supérieure du temps de convergence peut être définie comme suit [41] :

$$K_{tw \infty} \leq t_{M1} + O_{tw} \frac{1}{1-\theta_{tw}} \sqrt{|S_{M1}|} \quad (\text{II-40})$$

$S_{M1}$  est la valeur de la variable  $S$  correspondant au premier croisement d'abscisse dans le plan  $(S, \dot{S})$ ,  $t_{M1}$  est l'instant correspondant,  $O_{tw}$  et  $\theta_{tw}$  sont donnés par :

$$O_{tw} = \sqrt{2} \frac{K_m V_M + K_M V_m}{(K_m V_M - C_0) \sqrt{K_M V_m + C_0}}, \theta_{tw} = \sqrt{\frac{K_M V_m + C_0}{K_m V_M - C_0}} \quad (\text{II-41})$$

Le principal inconvénient de cet algorithme réside dans le fait qu'il exige le calcul de la dérivée de la surface de glissement, ce qui est considéré comme un véritable obstacle lorsqu'il s'agit de le mettre en œuvre concrètement.

### II.13. Algorithme de super-twisting

Cet algorithme a été développé pour commander les systèmes de degré relatif égal à un ( $r = 1$ ) an d'annuler le phénomène de broutement qui est considéré comme un obstacle réel pour la réalisation de la commande par mode de glissement d'ordre un. Son avantage est qu'il ne nécessite pas le calcul de la dérivée de la surface de glissement tout en gardant les propriétés du mode glissant. Il est composé de deux parties, une partie discontinuée **u2** et une partie continue **u1**

L'algorithme de commande est donné par la loi de commande suivante :

$$u = u_1(t) + u_2(t) \quad (\text{II-42})$$

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > u_M \\ -\alpha \text{sign}(s) & \text{si } |u| \leq u_M \end{cases} \quad (\text{II-43})$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(s) & \text{si } |u| > S_0 \\ -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(s) & \text{si } |u| \leq S_0 \end{cases} \quad (\text{II-44})$$

Avec  $\alpha, \lambda, \rho$  vérifiant les inégalités suivantes :

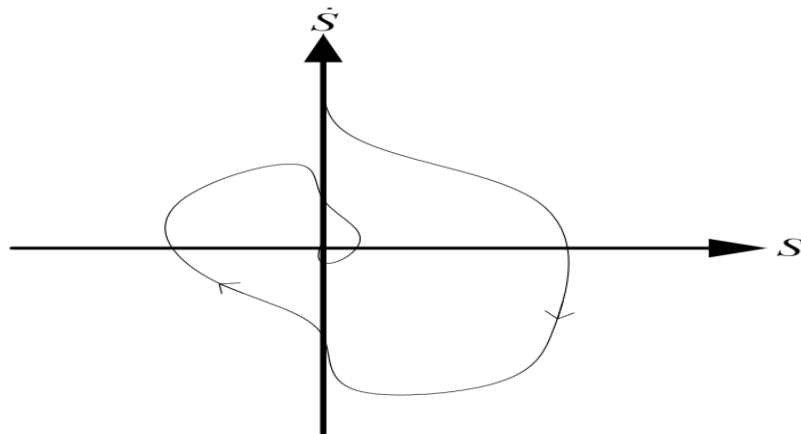
$$\begin{cases} \alpha > \frac{C_0}{K_m} \\ \lambda^2 \geq \frac{4C_0K_m(\alpha+C_0)}{K_m^2K_M(\alpha+C_0)} \\ 0 < \rho < 0.5 \end{cases} \quad (\text{II-45})$$

D'autre part, lorsque le système contrôlé dépend linéairement de  $u$ , la loi de commande n'a pas besoin d'être borné et peut être simplifiée en deux parties, un terme continu et une fonction discontinue derrière l'intégrateur, ce qui donne une sortie de commande continue :

$$\begin{cases} u = -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -\alpha \text{sign}(s) \end{cases} \quad (\text{II-46})$$

Cet algorithme n'a pas besoin d'évaluer le signe de la dérivée temporelle de la variable glissante. Le choix  $\rho = 0.5$  garantit l'atteinte maximale de l'ordre de glissement réel [41].

Cet algorithme s'applique à des systèmes de degré relatif 1, afin de réduire le phénomène de réticence. L'algorithme de Super Twisting présente une bonne robustesse. Cette loi de commande est continue, elle ne requiert aucune information sur la dérivée de  $S$ . La convergence de cet algorithme est régie par des rotations autour de l'origine du diagramme de phase [42], [44], comme le montre la Figure (II-15),



*Fig.(II-15) Convergence de l'algorithme super-twisting dans le plan de phase*

#### II.14. Les avantages et les Inconvénients des commandes à régimes glissants d'ordre supérieur

##### ✚ Les avantages :

Les principaux avantages de cette commande sont [45]:

- Garder les avantages du régime glissant d'ordre un.

- Suppression du phénomène de Chattering dans la plupart des systèmes.
- Amélioration des performances de la commande en terme de précision

#### **Inconvénients**

Plus  $r$  est grand, meilleure est la précision de convergence dans un glissement réel vers la surface Néanmoins il est nécessaire d'avoir, à chaque commutation, des informations sur les  $(r-1)$  dérivées de  $s$ . Bien que l'on puisse réduire ces informations, dans certains cas, aux  $(r-2)$  dérivées de  $s$ , cette condition freine l'utilisation de la commande d'ordre supérieur à 3. En effet, plus on dérive  $y$ , plus on risque d'amplifier le bruit dans  $y^{(r-1)}$  ce qui rend la commande instable.

Pour une commande à régime glissant d'ordre  $r$ , la commande discontinue est appliquée sur  $S^{(r)}$  ce qui a l'avantage d'obtenir en sortie de la chaîne d'intégrateurs une commande continue. Ces intégrateurs réduisent les composantes hautes fréquences de la commande, nécessaires pour compenser les incertitudes du modèle standard. Cette chaîne d'intégrateur a aussi comme inconvénient de ralentir la commande, ce qui se traduit par une réduction des performances des commandes à régimes glissants d'ordre supérieur pour l'asservissement du système, particulièrement en suivi d'une consigne dont les variations sont rapides.

**II.15. Conclusion**

En conclusion de ce chapitre, nous avons examiné le concept général de la commande par mode glissant et ses avantages, ainsi que l'inconvénient majeur de ce phénomène de broutement. Nous avons également étudié les solutions proposées pour résoudre ce problème, notamment la théorie de la commande par mode glissant d'ordre supérieur, qui permet d'éliminer ce phénomène. Nous avons souligné l'importance de cette approche de commande pour la stabilité et la performance des systèmes de contrôle.

# **Chapitre III**

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

## I. Introduction :

La commande par mode glissant est adaptée aux systèmes non linéaires. Elle est caractérisée par des propriétés de robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques.

La surface de glissement est déterminée sur la base du système et des performances désirées, tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer la condition de convergence et de glissement, c'est-à-dire l'attractivité des surfaces de commutation [46].

Pour introduire ce chapitre, le concept principal abordé est le contrôle de la machine asynchrone en mode glissant de premier et deuxième ordre avec l'algorithme super twisting. Nous examinerons en détail cette approche de commande, en étudiant sa théorie et sa pratique, ainsi que ses avantages et ses limites. Nous analyserons les performances de cette approche en termes de précision de contrôle, de réduction des perturbations et de stabilité, et nous la comparerons entre les deux commande pour la machine asynchrone. Nous soulignerons l'importance de cette approche de commande pour le contrôle de la machine asynchrone et sa pertinence . Enfin, nous noterons que ce chapitre offre une base solide pour approfondir notre compréhension de la commande en mode glissant pour la machine asynchrone.

- La conception du régulateur par mode glissant de la MAS s'effectue en trois étapes :
- La surface de glissement du régulateur de la vitesse choisie est celle proposée par J. SLOTINE avec  $n=1$  de sorte que la commande apparaisse explicitement dans la dérivée.

La fonction de LYAPUNOV choisie  $V(x) = \frac{1}{2} S^2(x)$

- La loi de commande équivalente.

On va régler la vitesse, le courant  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  qui ont des lois de commande suivantes successivement :

$$I_{sq} = I_{sd}^{eq} + I_{sq}^d \quad (\text{III.1})$$

$$V_{sd} = V_{sd}^{eq} + V_{sd}^d \quad (\text{III.2})$$

$$V_{sq} = V_{sq}^{eq} + V_{sq}^d \quad (\text{III.3})$$

### I.1. Application de la commande par mode de glissement à la MAS :

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissement à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux [47]. La structure cascade impose un choix de trois surfaces sur les deux axes. La boucle interne permet de contrôler les courants «  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  » et la boucle externe la vitesse " $\Omega$ ".

La Figure (III-1) représente la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le courant direct pour l'axe d et la vitesse et le courant en quadrature pour l'axe q. La grandeur de sortie de boucle externe représente les références de courant des boucles internes [48]. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer sur la machine.

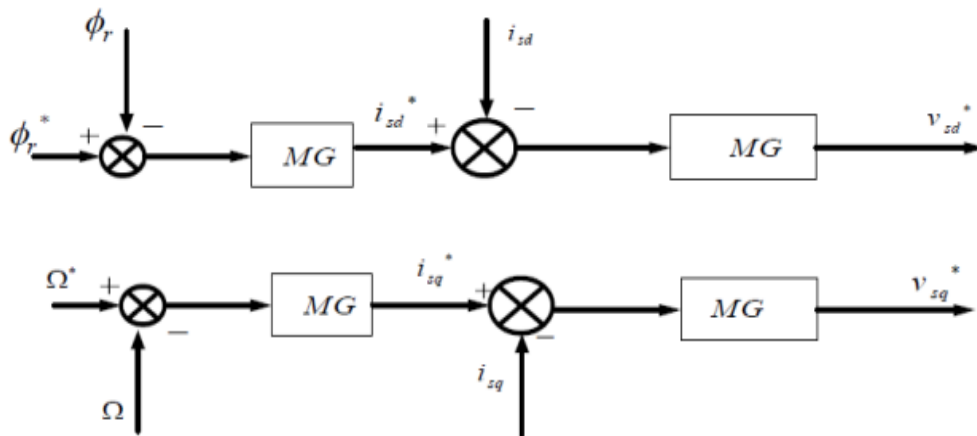


Fig (III-1) Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement

### I.2. Le Régulateur [49]

#### I.2.1. Régulateur de la vitesse rotorique :

On choisit la surface de vitesse comme suite :

$$S_{\Omega} = \Omega^* - \Omega \quad (\text{III.4})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.5})$$

On applique la condition suivante :

$$\begin{cases} \frac{dS_{\Omega}}{dt} = 0 \\ I_{sq/n} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

On obtient :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f\Omega) = 0 \quad (\text{III.7})$$

On trouve :

$$I_{sq/eq} = \frac{L_r}{PM \cdot \varphi_r} (C_r + f\Omega) \quad (\text{III.8})$$

Durant le régime glissement :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = -K \cdot \text{sign}\{S_{\Omega}\} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.9})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{d\Omega}{dt} = K \cdot \text{sign}\{S_{\Omega}\} \quad (\text{III.10})$$

Donc la composante non linéaire est donné par :

$$I_{sq/n} = K_{\Omega} \text{sign}\{S_{\Omega}\} + \frac{L_r}{PM \cdot \varphi_r} (C_r + f\Omega) \quad (\text{III.11})$$

Finalement le courant de référence est donné par :

$$I_{sq}^* = K_{\Omega} \cdot \text{sign}\{S_{\Omega}\} + \frac{2L_r}{PM \cdot \varphi_r} (C_r + f\Omega) \quad (\text{III.12})$$

### I.2.2. Régulateur du flux rotorique [49]

On choisit la surface de vitesse comme suite :

$$S_{\varphi} = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (\text{III.13})$$

La dérivée de la surface est donné par :

$$\frac{dS_\varphi}{dt} = \frac{d\varphi_r^*}{dt} - \frac{d\varphi_r}{dt} = -\frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{III.14})$$

On applique la condition suivante :

$$\begin{cases} \frac{dS_\varphi}{dt} = 0 \\ I_{sd/n} = \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

On obtient :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} (MI_{sd} - \varphi_r) = 0 \quad (\text{III.16})$$

La composante équivalente est donnée par :

$$I_{sd/eq} = \frac{1}{M} \varphi_r \quad (\text{III.17})$$

Durant le régime glissement :

$$\frac{dS_\varphi}{dt} = -K \text{sign}\{S_\varphi\} = \frac{d\varphi_r^*}{dt} - \frac{d\varphi_r}{dt} = -\frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{III.18})$$

Après simplification on trouve :

$$I_{sd/n} = K_\varphi \cdot \text{sign}\{S_\varphi\} + \frac{1}{M} \varphi_r \quad (\text{III.19})$$

Le courant de référence est donné par :

$$I_{sd/n}^* = K_\varphi \cdot \text{sign}\{S_\varphi\} + \frac{2}{M} \varphi_r \quad (\text{III.20})$$

### I.2.3. Régulation du courants direct $I_{sd}$ [37]:

La surface du courant est donnée par :

$$S_{I_{sd}} = I_{sd}^* - I_{sd} \quad (\text{III.21})$$

Le dérivé de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{I_{sd}}}{dt} = \frac{dI_{sd}^*}{dt} - \frac{dI_{sd}}{dt} = 0 \quad (\text{III.22})$$

A partir simplification on obtient :

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\delta L_s} (V_{sd} - R_t \cdot I_{sd} + \delta L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \varphi_r) \quad (\text{III.23})$$

La composante équivalente de tension est donné par :

$$V_{sd/eq} = \delta L_s \frac{dI_{sd}^*}{dt} - R_t I_{sd} + \delta L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M}{L_r T_r} \varphi_r \quad (\text{III.24})$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{I_{sd}}}{dt} = -K \cdot \text{sign}\{S_{I_{sd}}\} = \frac{dI_{sd}^*}{dt} - \frac{dI_{sd}}{dt} \quad (\text{III.25})$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{dS_{I_{sd}}}{dt} = K \text{sign}\{S_{I_{sd}}\} + \frac{dI_{sd}^*}{dt} \quad (\text{III.26})$$

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

$$V_{sd/n} = \delta L_s \frac{dI_{sd}^*}{dt} + R_t \cdot I_{sd} + \delta L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \varphi_r + K_{I_{sd}} \cdot \text{sign}\{S_{I_{sd}}\} \quad (\text{III.27})$$

La composante directe de tension de références est donné par :

$$V_{sd}^* = K_{I_{sd}} \cdot \text{sign}\{S_{I_{sd}}\} + 2(\delta L_s \frac{dI_{sd}^*}{dt} + R_t \cdot I_{sd} + \delta L_s \omega_s \cdot I_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \varphi_r) \quad (\text{III.28})$$

#### I.2.4. Régulateur du courant quadrature isq [38]:

La surface du courant est donnée par :

$$S_{I_{sq}} = I_{sq}^* - I_{sq} \quad (\text{III.29})$$

Le dérivé de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{I_{sq}}}{dt} = \frac{dI_{sq}^*}{dt} - \frac{dI_{sq}}{dt} = 0 \quad (\text{III.30})$$

A partir simplification on obtient :

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\delta L_s} (V_{sq} - R_t \cdot I_{sq} - \delta L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \varphi_r) \quad (\text{III.31})$$

La composante équivalente de tension est donnée par :

$$V_{sq/eq} = \delta L_s \frac{dI_{sq}^*}{dt} + R_t \cdot I_{sq} - \delta L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \varphi_r \quad (\text{III.32})$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{I_{sq}}}{dt} = -K \cdot \text{sign}\{S_{I_{sq}}\} = \frac{dI_{sq}^*}{dt} - \frac{dI_{sq}}{dt} \quad (\text{III.33})$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = K_{I_{sq}} \cdot \text{sign}\{S_{I_{sq}}\} + \frac{dI_{sq}^*}{dt} \quad (\text{III.34})$$

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

$$V_{sq/n} = \delta L_s \frac{dI_{sd}^*}{dt} + R_t \cdot I_{sq} + \delta L_s \omega_s \cdot I_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_r + K_{I_{sq}} \cdot \text{sign}\{S_{I_{sq}}\} \quad (\text{III.35})$$

La composante directe de tension de références est donné par :

$$V_{sd}^* = K_{I_{sq}} \cdot \text{sign}\{S_{I_{sq}}\} + 2\left(\delta L_s \frac{dI_{sq}^*}{dt} + R_t \cdot I_{sq} + \delta L_s \omega_s \cdot I_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_r\right) \quad (\text{III.36})$$

Le choix des gains  $(K_{I_{sd}}, K_{I_{sq}}, K_\varphi \text{ et } K_\Omega)$  se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

### III.11- Bloc de simulation :

La figure (III-06) représente le schéma bloc de simulation de la commande par mode glissant d'ordre 1 la MAS, elle comporte : le bloc de la machine asynchrone, le bloc de commande par mode glissant (commande non-linéaire et commande équivalente).

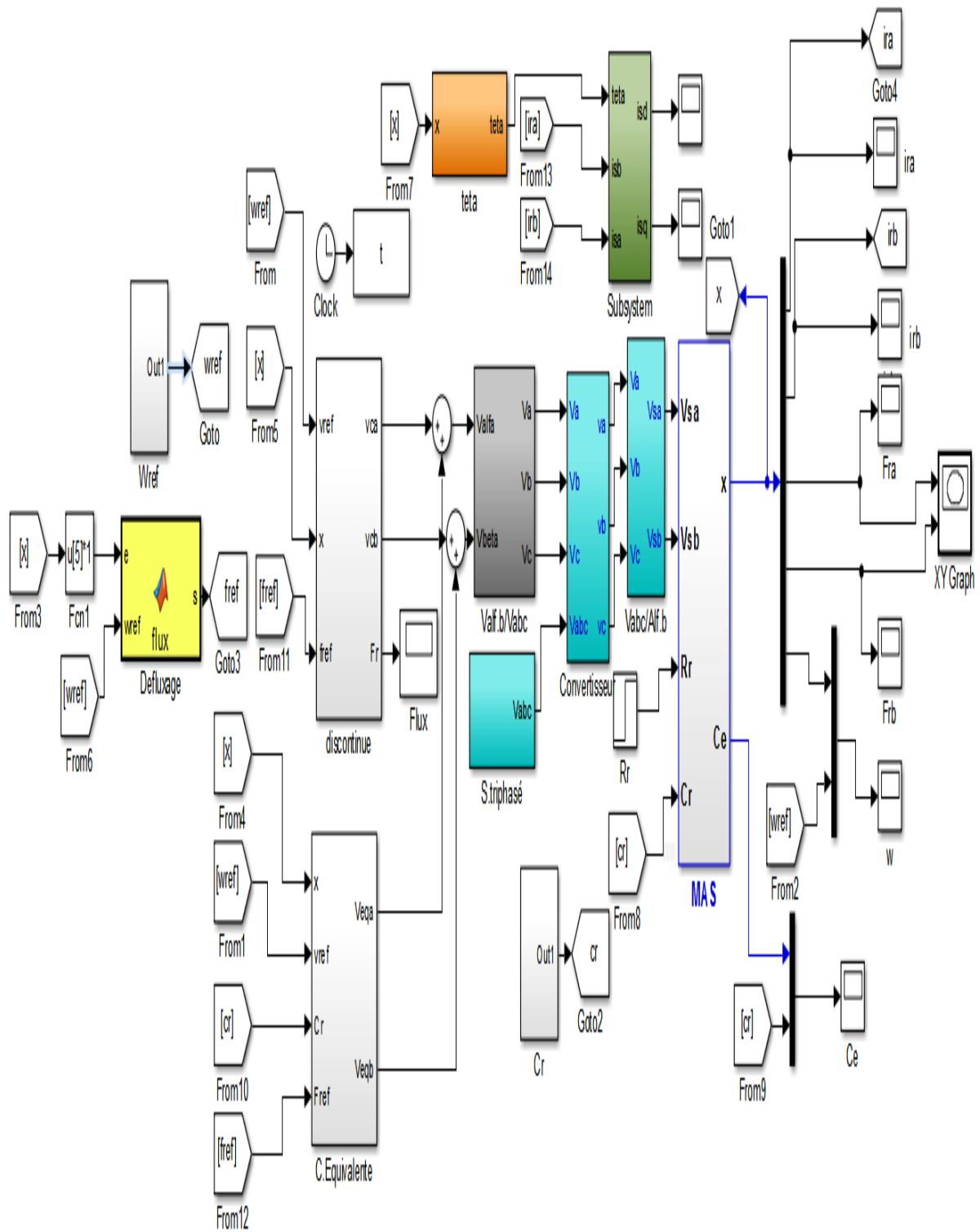
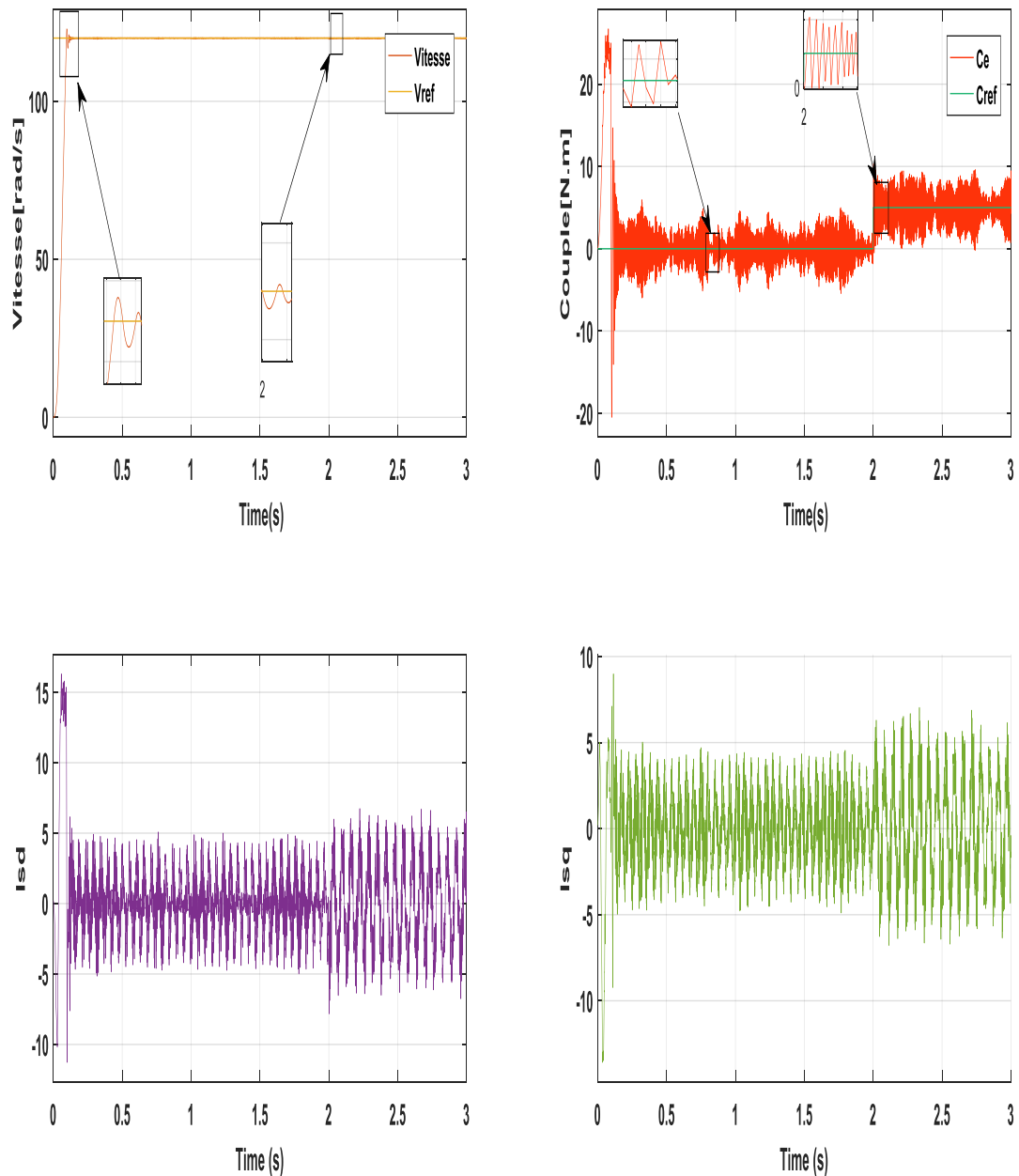


Fig (III-02) : Schéma block de simulation d'ordre 01

### I.3. Résultats de simulation :

Nous avons simulé la commande par mode de glissement d'ordre 01 de la MAS alimenté par un onduleur à trois niveaux, la machine entraîne par une vitesse de 160 rad/s, à l'instant  $t=2s$  on applique une charge nominale de  $C_r=5[N.m]$



**Fig (III-3) : Résultats de simulation de la MAS lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à  $t = 2$**

- La vitesse rotorique suite la vitesse de référence, sa réponse est rapide sans dépassement et ni erreur statique.
- Le couple électromagnétique subit au démarrage un pic, puis il rejoint sa valeur finale. Après l'application de la charge à l'instant  $t=2s$  il atteint rapidement la valeur du couple résistant.
- Le courbe de courant est  $I_q$  a la parfaite correspondance pour le courbe du couple.
- Les allures des deux composantes du courant ( $I_q$  et  $I_d$ ) présenter bien le découplage introduit par la commande de mode glissant de la machine ( $I_d = 0$ )

#### I.4. Application du mode glissant d'ordre deux au contrôle de la MAS (Super Twisting )

La stratégie de commande proposée est basée sur l'algorithme du Super Twisting. Dans ce cadre nous considérons les surfaces de glissement suivantes :  $X^* = X_{ref}$

$$\begin{cases} S_1 = e_1 = \omega_{ref} - \omega \\ S_2 = e_2 = \varphi_{ref} - \varphi \\ S_3 = e_3 = i_{qref} - i_q \\ S_4 = e_4 = i_{dref} - i_d \end{cases}$$

Pour un degré relatif égale à un ( $r - 1$ ) la loi de commande Super Twisting est comme suit :

$$\begin{cases} u_i = -\lambda_i |S_i|^{0.5} sgn(S_i) + u_{1i} \\ \dot{u}_{1i} = -\alpha sgn(S_i) \end{cases}$$

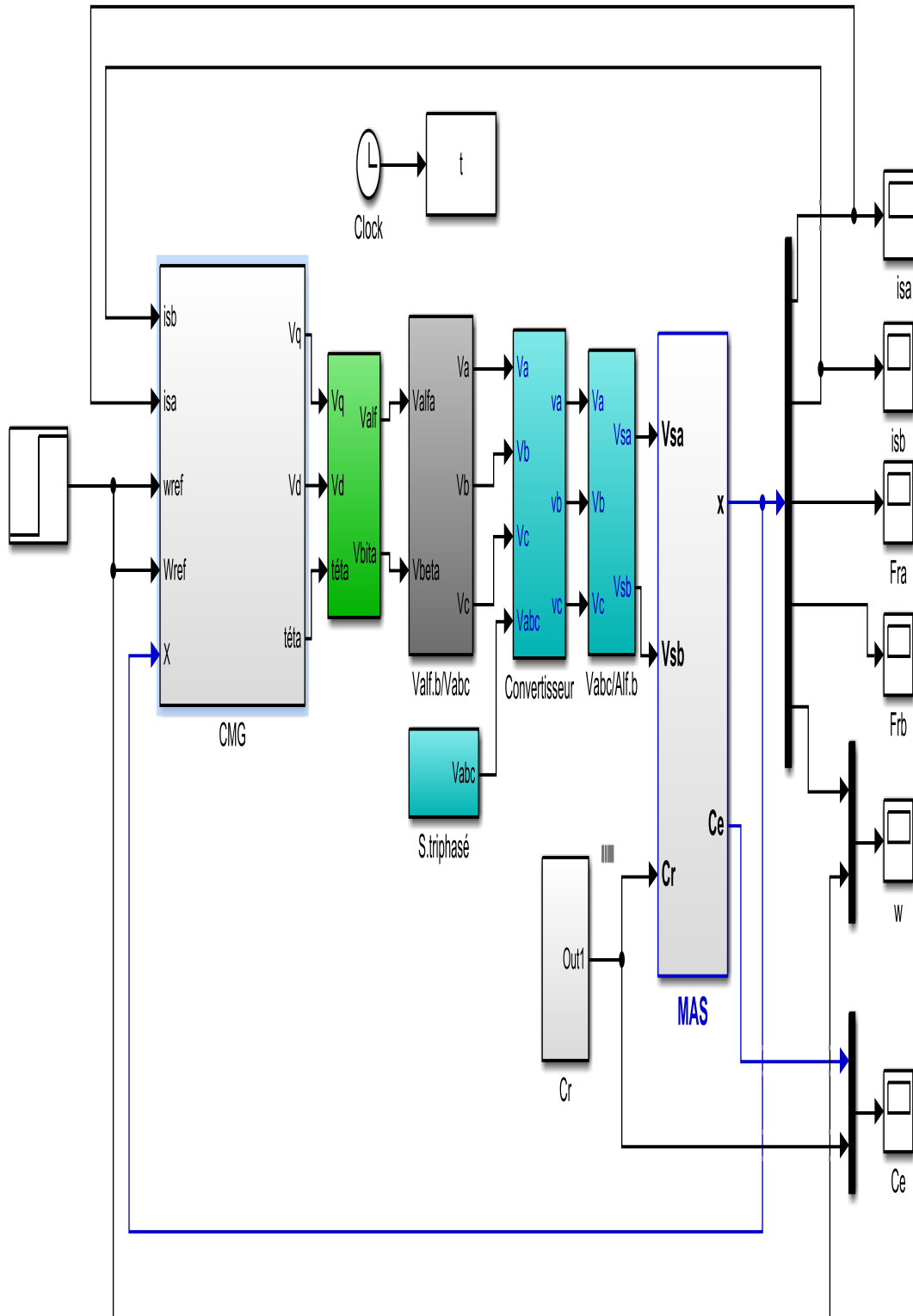
Nous n'avons pas obtenu de résultats satisfaisants, nous avons donc changé la surface de glissement pour obtenir de meilleurs résultats :

$$\begin{cases} S_1 = \dot{e}_1 + \lambda e_1 = (\dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}) + \lambda(\omega_{ref} - \omega) \\ S_2 = \dot{e}_2 + \lambda e_2 = (\dot{\varphi}_{ref} - \dot{\varphi}) + \lambda(\varphi_{ref} - \varphi) \\ S_3 = \dot{e}_3 + \lambda e_3 = (\dot{i}_{qref} - \dot{i}_q) + \lambda(i_{qref} - i_q) \\ S_4 = \dot{e}_4 + \lambda e_4 = (\dot{i}_{dref} - \dot{i}_d) + \lambda(i_{dref} - i_d) \end{cases}$$

#### I.5. Simulation et interruption :

##### I.5.1. Schéma bloc :

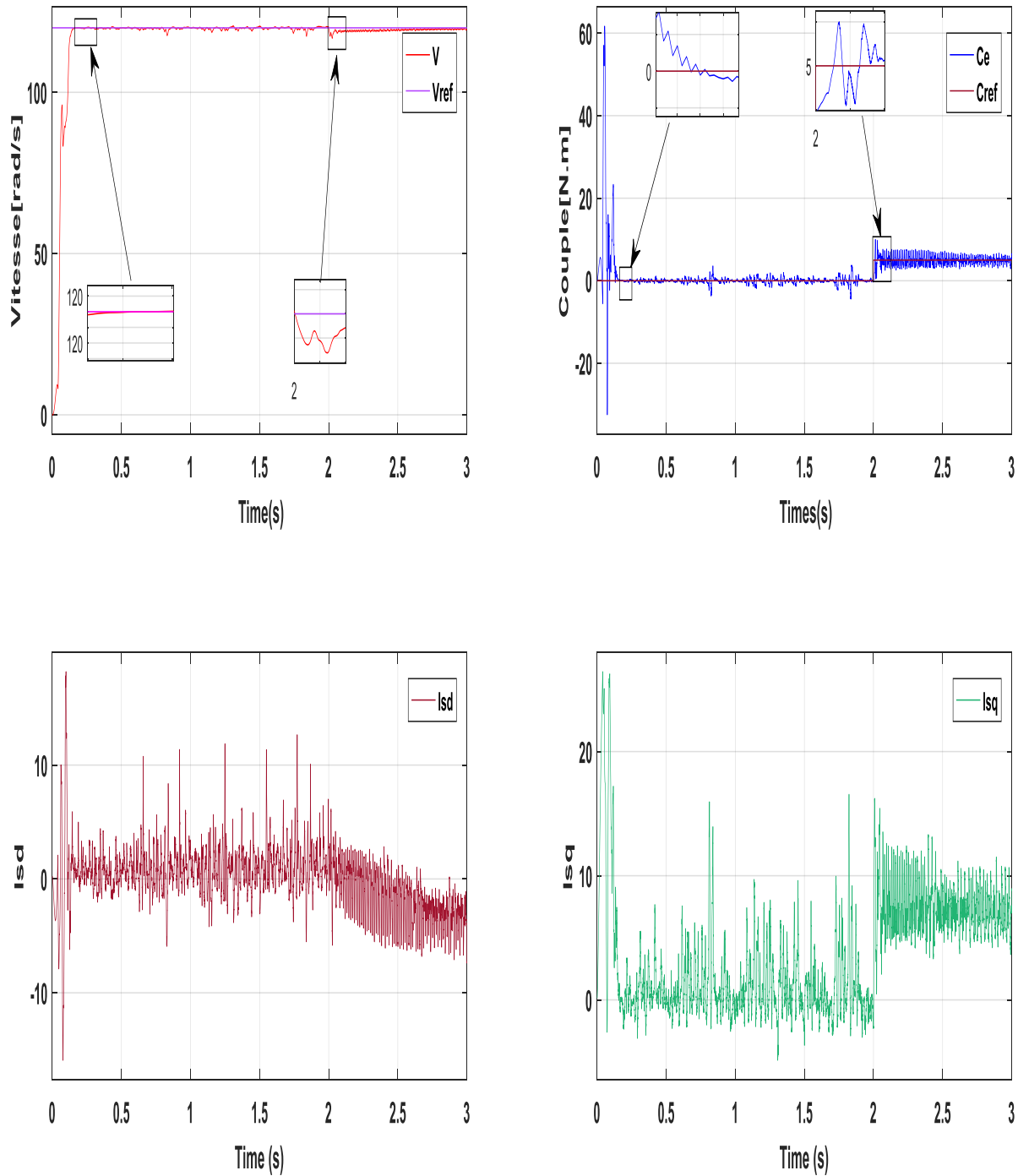
Le schéma bloc du MAS commandé par mode glissant d'ordre 2 (l'algorithme de Super Twisting) est représenté dans la Figure (III -4) suivante :



**Fig (III -4) : Le schéma bloc du MAS commandé par mode glissant d'ordre deux (l'algorithme de Super Twisting)**

**I.6. Résultats de simulation :**

Nous avons simulé la commande par mode de glissement d'ordre deux avec applique algorithme super\_twisting de la MAS, la machine entraine par une vitesse de 120 rad/s, à l'instant  $t=2s$  on applique une charge nominale de  $C_r=5$ . N.m.



**Figure (III -5) :** Résultats de simulation de R.MGO2 de la MAS lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à  $t = 2$

- La vitesse du rotor suit la vitesse de référence et sa réponse est rapide avec peu de turbulences. Lorsque la charge est appliquée, la vitesse s'écarte, puis revient presque à la vitesse de référence
- Le couple électromagnétique subit au démarrage un pic, puis il rejoint sa valeur finale. Après l'application de la charge à l'instant  $t=2s$  il atteint rapidement la valeur du couple résistant.
- La courbe de courant  $I_q$  correspond parfaitement à la courbe de couple.
- Les allures des deux composantes du courant ( $I_q$  et  $I_d$ ) présentent bien le découplage introduit par la commande de mode glissant de la machine ( $I_d = 0$ )

### I.7. Etude Comparative :

La comparaison entre la commande par modes glissants du premier ordre et du second ordre se fait en appliquant l'algorithme super twisting représenté sur la Figure (III-5)

- l'allure de la vitesse dans les deux types de commande possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence sans dépassement dans un temps de réponse très petit.
- Dans les deux cas. Lorsque la charge est appliquée, la vitesse s'écarte, puis revient presque à la vitesse de référence
- Les réponses du couple électromagnétique et courant  $I_q$  dans les deux cas de commande sont comparées. Il est clair que le R.MGO2 utilisant l'algorithme de super twisting réduit le broutement existant dans le cas de R.MGO1.

Les résultats de la simulation et de l'étude comparative montrent que la commande en mode glissant de deuxième ordre par l'algorithme super twisting est efficace pour réduire le phénomène de bavardage, tout en maintenant les avantages de la commande en mode glissant de premier ordre.

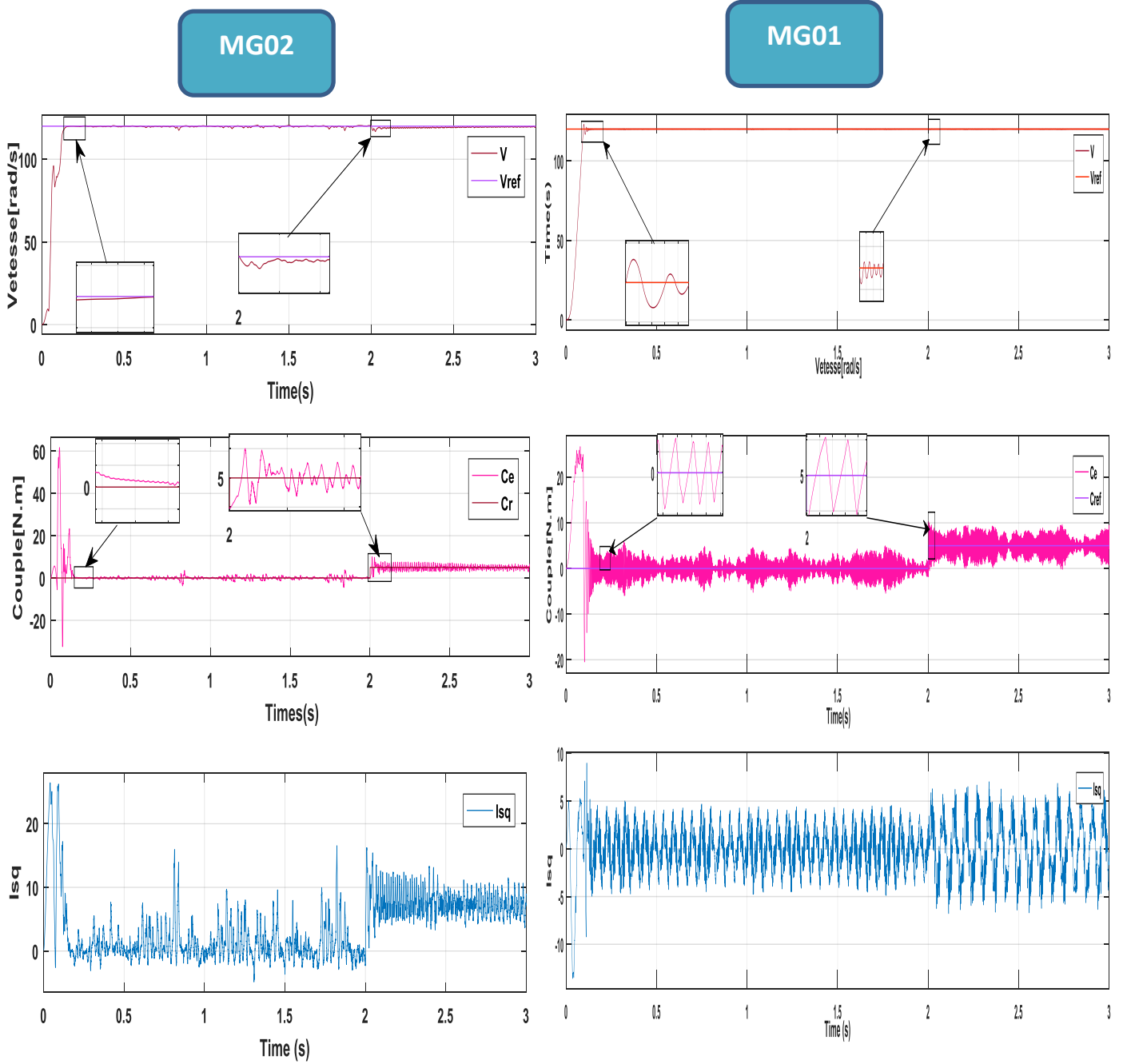


Figure (III - 6) : Résultats de simulation MG01 et MG02

### **I.8. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique et pratique pour le contrôle de la machine asynchrone en utilisant la commande par modes glissants de premier, et de deuxième ordre avec l'algorithme Super Twisting. La partie pratique a été simulée dans MATLAB, et les résultats ont été étudiés, analysés et comparés. Les résultats de la simulation et de l'étude comparative montrent que la commande par modes glissants de deuxième ordre avec l'algorithme Super Twisting est efficace pour réduire le phénomène de bavardage, tout en maintenant les avantages de la commande par modes glissants de premier ordre.

# *Conclusion générale*

### Conclusion Générale

La commande des moteurs asynchrones est un domaine clé de l'ingénierie électrique et de l'automatisation industrielle en raison de l'utilisation répandue de ces moteurs dans des applications industrielles. Bien que les moteurs asynchrones soient appréciés pour leur fiabilité, leur coût abordable et leur facilité d'utilisation, leur commande est souvent difficile en raison de leur comportement non linéaire et de leur vulnérabilité aux perturbations externes.

Ce mémoire a consisté en une étude comparative de la commande par mode glissant d'ordre un et de la commande par mode glissant d'ordre deux (utilisant l'algorithme de Super Twisting) pour le contrôle de la machine asynchrone. L'étude théorique de la commande par mode glissant d'ordre deux (utilisant l'algorithme de Super Twisting) a montré qu'elle peut résoudre le problème de broutement tout en maintenant les performances obtenues avec la commande par mode glissant d'ordre un. Ainsi, cette étude a été menée pour évaluer les performances des deux modes de glissement pour la commande de la machine asynchrone.

Dans le premier chapitre, on présentera des généralités sur la machine asynchrone et suit on va citer leur différente structure. Après ça nous présenterons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans un repère diphasé et la transformation de Park. On présentera aussi modélisation de l'association MAS-onduleur de tension et nous présenterons à la fin de chapitre son principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-Triangle).

Ensuite, on a présenté dans le deuxième chapitre, nous allons examiner le concept général de la commande par mode glissant, ainsi que ses avantages et son inconvénient majeur lié au phénomène de broutement. Nous aborderons également les solutions proposées pour résoudre ce problème, en particulier la théorie de la commande par mode glissant d'ordre supérieur qui permet de l'éliminer.

Au troisième chapitre, théorique et pratique a été présentée pour le contrôle de la machine asynchrone en mode glissant de premier et deuxième ordre avec l'algorithme super twisting. La partie pratique a été simulée dans MATLAB et les résultats ont été étudiés, analysés et comparés. Les résultats de la simulation et de l'étude comparative montrent que la commande en mode glissant de deuxième ordre par l'algorithme super twisting est efficace pour réduire le phénomène de bavardage, tout en maintenant les avantages de la commande en mode glissant de première ordre.

# *Bibliographie*

## ***Bibliographie***

- [1] **ABED Khoudir**, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, **22/06/2010**.
- [2] **Abdelkarim SOUACI**, "Commande et robustesse d'une machine à induction par mode glissant d'ordre supérieur", Mémoire de Magister, Université de Batna, **11/07/2010**.
- [3] **S.HADDAD & M.CHARIF**, « Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone », Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, **2006**
- [4] **C,Djamal Eddine&A,Ahmed** «COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX D'UNE MACHINE ASYNCHRONE» Mémoire DE MASTER, Université Echahid HAMMA LAKHDAR d'El-Oued, **2017/2018**
- [5] **L, Amar &A,Madjid** « IDENTIFICATION DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL» Mémoire DE MASTER, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI OUZOU ,**2011/2012**
- [6] **C,MOHAMMED Mohammed, &A,MOHAMED Taher&M,Fares**«commande machine asynchrone» Mémoire DE MASTER, Université Echahid HAMMA LAKHDAR d'El-Oued, **23Juin 2022**
- [7] **L. Baghli** « Modélisation et commande de la machine asynchrone » notes de cours, **2004**
- [08] **H. Tamrabet** « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimal. » Edition Technipub- **1995**
- [9.a] **P. E. Vidal**, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation," Thèse de Doctorat, Polytechnique de Toulouse, **2004**.
- [9.b] **Ph. Cristian Iascu**, "Direct control of sensorless induction (motor drivers): a sliding mode approach," IEEE Transactions on Industry Applications, **Vol. 40, April 2004**.
- [10] **Caron J. P., Hautier J.P.** « Modélisation et commande de la machine asynchrone», **Edition Technip1995 ISBN 2-7108-0683-5**
- [11.a] **J. P. Caron et J.P. Hautier**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone». Editions Technique, **Paris, 1995**.
- [11.b] **J.P. Caron, J.P. Hautier** « modélisation et commande de la machine asynchrone» Edition technique France\_ **1998**.
- [11.c] **Kerrache Abdelaziz et Koraichi Ahmed**, " Commande DTC-SVM Prédicative D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique ", Mémoire de Master en Machines

- électriques et électronique de puissance, Université de Kasdi Merbah de Ouargla ,  
Algérie.2013
- [11d] **I.A.M.Said**, « commande plate de la machine asynchrone », thèse de magister, université de  
Batna, 2013.b12
- [12.a] **J.P. Caron, J.P. Hautier** « modélisation et commande de la machine asynchrone» **Edition  
technique France\_1998**
- [12.b] **Kerrache Abdelaziz et Koraichi Ahmed**, " Commande DTC-SVM Prédicative D'un  
Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique ", Mémoire de Master en Machines  
électriques et électronique de puissance, Université de Kasdi Merbah de Ouargla ,  
Algérie.2013
- [13.a] **L. Baghli** « Modélisation et commande de la machine asynchrone » notes de coure **2004**
- [13.b] **Caron J. P., Hautier J.P.** « Modélisation et commande de la machine asynchrone» ,  
**Edition Technip1995**
- [14] **BENAOUDA Omar Fethi** «Application Des Techniques De L'intelligence Artificielle  
(LfRn) Pour Le Contrôle Direct Du Couple D'une Mas Alimente Par Des Onduleurs Multi  
niveaux » **Thèse de magistère USTO – 2013**
- [15] **BENAOUDA Omar Fethi** «Application Des Techniques De L'intelligence Artificielle  
(LfRn) Pour Le Contrôle Direct Du Couple D'une Mas Alimente Par Des Onduleurs Multi  
niveaux» **Thèse de magistère USTO - 2013**
- [16] **B.Malika** , « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple  
(DTC) d'une machine asynchrone», **Thèse de magistère, Batna 2006**
- [17] **Ghouissem Mohammed** « Commande par logique floue d'un moteur asynchrone alimenté  
par un onduleur sans défaut », **thèse de magistère, université USTO, ORAN, 2015/2016**
- [18] **Reffa Sabiha,Bensafi Adel**, «commande par mode glissant de la machine  
asynchrone»,**Thès de master, centre universitaire Belhadj Bouchaib, 2016**
- [19] **V. Bregeault** « Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants»  
**Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2010.**
- [20] **G. Grellet, and G. Clerc** « Actionneur électriques, principes, modèles, commande »  
**Eyrolles, 1997**
- [Yac] **B.Yacine**, « Commande d'un convertisseur AC/DC et contrôle par différentes techniques»,  
**thèse de master, Université d'El OUED, 2015.b10**
- [21] **H.Tamrbed, T.Azarobr** "Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone" .**Thèse  
d'ingénieur, Anaba, 2000**
- [22] [25] **M.Kasmi et M.Laouodi Djamel**, "Approche discrète de la commande par mode glissement  
de la machine asynchrone", **Mémoire d'ingénieur d'état en Génie Electrique, EMP.2000**

- [23] **Y. Bekakra**, "Étude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées," **Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued, 2010.**
- [Tam 00] **H. Tamrbed et T. Azarobr** « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone » **proceedings de la conférence CEE'00, pp.136-141, 2000**
- [24] **BELKHEIR Med elamine ; HAMDI Mohamed ; ROUMAIR Tariq** " Synthèse de lois de commande par flou mode glissement avec une surface de glissement non linéaire appliquées à un système Hydraulique " **Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA, 2010**
- [26] **Y. Bekakra, D. Ben attous**, "Speed and flux control for DFOC of doubly fed induction machine using sliding mode controller," **Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 10, No. 4, pp. 75-81, 2010 .**
- [27] **H. Bühler**, "Réglage par mode de glissement," **Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.**
- [28] **N. Madni, M. F. Benkhoris**, "Sliding mode control of asynchronous motor drive," **Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, 21-23 September 1998, Publication No. 456, IEEE 1998**
- [Utk 77] **V.I. Utkin**, «Variable structure systems with sliding mode» , **IEEE.TAC, Vol. AC-22, N°2, p.212-222, 1977.**
- [Fil 60] **A.G. Fillipov**, « application of the theory of differential equations with discontinuous right – hands sides to non-linear problems in automatic
- [29] **Triki Djihad**; "Commande par mode glissant d'ordre deux d'une machine synchrone à aimants permanents" **Mémoire de Fin d'Étude En vue de l'obtention du diplôme de MASTER ACADEMIQUE, 2016/2017**
- [30] « A. Levant, Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. **International Journal of Control, Vol. 58, No. 6, pp. 1247-1263, 1993.**superieur»
- [31] **A. Levant**, «Higher order sliding collection of design tools. **Proceedings of the 4th European Control Conference», Bruxelles, Belgique, 1997**
- [32] **G. Bartolini, A. Ferrara, A. Levant et E. Usai**, On second order sliding mode controllers. **Proceedings of the 5th Int. Workshop on VSS, Longboat Key, Florida, USA, 1998.**
- [34] **S. Laghrouche**. Commande par modes glissants d'ordre supérieur : Théorie et application. **Thèse de doctorat. Ecole Centrale de Nantes et l'Université de Nantes, France. 2004.**
- [35] **L. Fridman et A. Levant**. Sliding modes of higher order as a natural phenomenon in control theory..

- [36] **N. Bounasla and K. E. Hemsas**, "Second order sliding mode control of a permanent magnet synchronous motor", **STA 14<sup>th</sup> International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control, Tunisia, 2013**
- [37] **W. Perruquetti and J. P. Barbot**, "Sliding mode control in engineering ", Marcel Dekker, Inc, New York, **2002**.
- [38] **I. Deghboudj**, " Commande des systemes non lineaires par mode glissant d'ordre superieur ", Thèse de Magister, **Université de Constantine 1, 2013**
- [39] [**H. BUHLER**], « Réglage par mode de glissement », traité d'électricité, 1ère édition, presses **1991**.
- [40] **J.-J. E., & Li, W** « Applied Nonlinear Control », London: PracticeHall, **Inc. 1991**.
- [41] **G. Bartolini, A. Ferrara, A. Levant et E. Usai**, "On Second Order Sliding Mode Controllers", en Variable Structure Systems, Sliding Mode and Nonlinear Control, **pp. 329-350, Springer, London, 1999**.
- [42] **, T. Floquet**, "Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur", **Thèse PhD, Ecole Centrale de Lille, 2000**
- [44] **, Vincent BREGEAULT**, "Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants ", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, **France, 2010**.
- [45] **.A. Housseem, A. Wafaa**, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », **Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2013**
- [46] **A.Mroufel, B.Belabbas, M.K.fellah, A.Benaissa**, « commande par mode de glissement d'une machine synchrones à aimants permanents par une onduleur de tension à MLI » **proceedings de la conférence CEE'02, Université de Batna, pp.136-141, 10-11 Décembre 2002.b7**
- [47.a] **DJERIOUI Ali ; KHELIFI Faris** "Commande et observation par mode glissant des convertisseurs multicellulaires séries " **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA, 2009**
- [47.b] **A. HOCINE**, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, » Mémoire de Magister, **Université El Hadj Lakhdar de Batna, Mai 2008**.
- [48] **S.HADDAD & M.CHARIF**, « Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone », Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, **Département d'Electrotechnique, 2006**.
- [49] **Chetehouna Djamel Eddine & Absi Ahmed** "COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX D'UNE MACHINE ASYNCHRONE" Mémoire de Fin d'Étude En vue de l'obtention du diplôme de MASTER ACADEMIQUE

- [50] **V. Bregeault**, “Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants”, Thèse de Doctorat, **École Centrale de Nantes**, **2010**.
- [51] **A. Housseem, A. Wafaa**, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, **Université de Tlemcen**, **2013**.
- [52] **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 Abdellah**, **Fes**, **2009**
- [53] **SAID AZZEDINESI & MOHAMMED HOUCEMEDDINE**: " Commande de la Machine Asynchrone par mode glissant"Projet de fin d'études Pour l'obtention du diplôme de Master en : **Domaine : SCIENCE ET TECHNOLOGIE Filière : ELECTROTECHNIQUE**, **2017**.

# *Annexes*

Description	Parameters
Tension nominal	$V=220 / 380V$
Frequency	$F=50 \text{ Hz}$
Vitesse de rotation du rotor	$\omega_r=150 \text{ tr /se}$
Résistance statorique	$R_s= 5\Omega$
Résistance rotorique	$R_r= 6.3\Omega$
Inductance statorique	$L_s=0.48 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r=0.48 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M=0.4212\text{H}$
Moment d'inertie	$j =0.025\text{kg.m}^2$
Coefficient de frottements visqueux	$K_f=0 \text{ Nm.s.rad}$
Nombre de paires de pôles	$p =2$