



Faculté de Technologie  
Département de Génie Electrique

## MÉMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

## MASTER

Spécialité : *commande électrique*

Présenté par :

➤ **Zegueb Nour el imane**

➤ **Saoudi Manar**

Intitulé :

***Commande par Mode Glissant d'ordre deux  
d'une MSAP dotée  
d'un observateur par mode glissant d'ordre  
complet***

Soutenue le : 03 / 06 /2024

Devant le jury composé de :

<b>Dr :</b> Boghzala Mohammed Al-Saleh	Président	Université
<b>Dr :</b> Allag Abdelkrim	Examinater	Université
<b>Dr :</b> Idriss Baba Arbi	Encadreur	Université

Année académique : 2023/2024

**Résumé :**

ce travail propose la modélisation et le contrôle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur. Ensuite, la mise en œuvre du contrôle à structure variable en utilisant le mode de glissement du premier et du deuxième ordre à travers deux algorithmes « Twisting Algorithm » et « Super Twisting Algorithm ». En conclusion, une étude sur un observateur par mode glissant de degré complet sera réalisée.

**Mots clés :** Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) , Mode glissant, Mode glissant d'ordre deux, Observateur par mode glissant d'ordre complet, OMGOC.

**Abstract:**

this work proposes the modeling and control of a permanent magnet synchronous machine fed by an inverter. Next, the implementation of variable structure control using first and second-order sliding mode control through two algorithms, "Twisting Algorithm" and "Super Twisting Algorithm". In conclusion, a study on a full-order sliding mode observer will be conducted.

**Key Words:** Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM), Sliding Mode, Second Order Sliding Mode, Full Order Sliding Mode Observer FOSMO.

**ملخص:**

يقدم هذا العمل الدراسي نمذجة وتحكم في ماكينة متزامنة ذات مغناط دائمة مغذاة بعكس التيار الكهربائي ثم تنفيذ التحكم ذو البنية المتغيرة بواسطة النمط الانزلاقي من الدرجة الأولى والثانية عبر خوارزميتين «الملتوية الخوارزمية» الخوارزمية الملتوية الفائقة، وختاماً بدراسة مراقب انزلاقي كامل الدرجة.  
**كلمات مفتاحية:** آلة متزامنة ذات مغناطيس دائم، نمط انزلاقي، نمط انزلاقي من الدرجة الثانية، مراقب انزلاقي كامل الدرجة.

### Remerciements

*Dieu Tout-Puissant dit dans Son Noble Livre : "Et quiconque est reconnaissant l'est à son propre bénéfice."*

*Au début de mes mots, je me dois d'exprimer ma gratitude à Allah, Le Tout-Puissant, Qui m'a accordé la réussite pour atteindre ce haut niveau académique, et Qui a tracé le chemin pour que je sois parmi vous aujourd'hui afin de présenter notre mémoire de recherche.*

*Je présente également mes plus sincères remerciements au **Dr M. Idriss Baba Arbi** qui a bien voulu superviser ce mémoire de Master, et qui a généreusement consacré de son temps précieux ainsi que partagé son vaste savoir et ses expériences, ce qui a grandement enrichi notre travail de recherche. Ses conseils éclairés ont été une source d'inspiration pour l'ensemble de notre travail de recherche. Je prie Allah Le Tout-Puissant de le récompenser amplement.*

*Je tiens également à exprimer ma profonde gratitude à tous les membres du comité d'évaluation du mémoire de Master, composé du Dr --- et du Dr ---.*

*Louange à Allah, Seigneur de l'univers, Qui nous a accordé la force et nous a aidés à achever cette recherche et à la présenter sous cette forme excellente. Il y a peu de temps, nous avons entamé notre parcours éducatif en regardant le jour de la remise des diplômes comme un événement lointain. Nous avons considéré le contrôle électrique comme un noble objectif, une grande aventure, une fin qui mérite d'être poursuivie et qui justifie les efforts déployés en sa faveur.*

**Dédicace**

*Ma parcours universitaire a atteint son terme après tant d'efforts et de labeur...*

*Et me voici en train de conclure mon mémoire de fin d'études avec détermination et diligence,*

*Je suis reconnaissant à tous ceux qui ont contribué à mon parcours,*

*Et m'ont aidé, même un peu,*

*À celui qui possède une noble conduite et une pensée éclairée ;*

*Il a été le premier à me conduire vers l'enseignement supérieur*

*(mon cher père), que Dieu prolonge sa vie.*

*À celle qui m'a placé sur le chemin de la vie, et m'a encouragé,*

*Et m'a soutenu jusqu'à ce que je devienne grand*

*(ma chère mère), que Dieu bénisse son âme.*

*À mes frères ; qui ont eu un grand impact malgré les nombreux obstacles et difficultés.*

*Et je ne devrais pas oublier mes professeurs qui ont joué un rôle majeur en me soutenant*

*et en me fournissant des informations précieuses*

*Et à mes amis qui sont de véritables compagnons dans toutes les situations..*

*Je vous offre humblement mon mémoire de recherche, et j'espère qu'il obtiendra votre approbation.*

*Je prie le Tout-Puissant - Le Glorieux - de prolonger vos vies et de vous accorder Ses bienfaits.*

### Notations et symboles

**MSAP:** Moteur synchrone à aimants permanents

**d,q :** Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature

**$\alpha, \beta$ :** Référentielle fixe lié au stator

**CSV:** Commande à Structure Variable

**S:** Surface de glissement

**DTC** La commande directe du couple

**DTC-MG** Commande directe de couple par mode glissant

**DTC-MGO2** Commande directe de couple par mode glissant d'ordre deux

**$K_p, K_i$**  Gain proportionnel, Gain intégral

**OMG:** Observateur par mode glissant

**OMGOC:** Observateur par mode glissant d'ordre complet

**$K_1, K_2, K_3$ :** Gains caractérisant l'OMGOC

**$v_m, v_M, A$ :** Constants Caractérisant l'algorithme « Twisting Algorithm »

**$\rho$ :** Constants Caractérisant l'algorithme « Super Twisting Algorithm »

**$e_d, e_q$**  Composantes de la force électromotrice de compensation

**s:** Opérateur de Laplace

**a, b, c:** Axes liés aux enroulements triphasés

**$v_a, v_b, v_c$**  Tension statorique phase a, b, et c

**$v_s$**  Tension statorique

**$v_d, v_q$**  Tension statorique sur l'axe d et l'axe q

**$i_a, i_b, i_c$**  Courant statorique phase a, b, et c

**$i_s$**  Courant statorique

**$i_d, i_q$**  Courants statoriques sur l'axe d et l'axe q

**$i_{d_{ref}}, i_{q_{ref}}$**  Courants de référence sur l'axe d et l'axe q

**$i_\alpha, i_\beta$**  Courants statoriques sur les axes  $\alpha, \beta$

**$\omega$ :** La pulsation des courants statoriques [ rad / s].

**p :** Le nombre de paire de pôles de la machine.

**$\Omega$ :** La vitesse de rotation de la machine [ rad / s].

**$[v_s]$  :** Vecteur des tensions statoriques.

**$[i_s]$  :** Vecteur des courants statoriques.

**$[\Phi_s]$  :** Vecteur de flux totalisés des phases statoriques.

## Notations et symboles

---

$[R_s]$  : Matrice des résistance statoriques.

$[\Phi_s]=[\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$  : vecteur flux statoriques

$[i_s]=[i_a \ i_b \ i_c]^T$  : vecteur courants statoriques

$[\Phi_{f_{abc}}] = [\Phi_{fa} \ \Phi_{fb} \ \Phi_{fc}]^T$  : vecteur flux crée par l'aimantà travers l'enroulement statorique

$M_{s0}$ : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

$L_{s0}$ : Inductance propre d'une phase statorique

$(\theta)$  : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator

$C_r$ : Couple résistant [N.m].

$\omega$ : Vitesse mécanique [rad/s]

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

$x$  : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux).

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

$C_{em}$  couple électromagnétique en fonction des courants

$i_{max}$  est le courant maximal

$\varepsilon$ : Un paramètre petit et positif

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

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

$r$  : Représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

$V_{deq}$  et  $V_{dn}$  sont les deux composantes de la tension de commande  $V_d$

$u_\alpha, u_\beta$ : Tensions statoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$

$K_e$ : Constant de la force électromotrice.

$\theta$ : Position du rotor.

$f$ : Coefficient de frottement visqueux.

$\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ : Courants statoriques estimés dans le repère  $(\alpha, \beta)$ ;

$\hat{\omega}$ :vitesse de rotation estimée

$\hat{\theta}$ :Position estimée du rotor

$\omega_{ref}$  Vitesse de référence

## Liste des figures

---

### Liste des figures

<b>Figure I.1:</b> Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.....	6	
<b>Figure I.2:</b> Différents types de rotors d'une MSAP.....	7	
<b>Figure I.3:</b> Différents couples qui agissent sur le rotor.....	10	
<b>Figure I.4 :</b> Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....	10	
<b>Figure I.5 :</b> Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.....	14	
<b>Figure I.6:</b> Quelques techniques de contrôle de commande utilisées pour MSAP.....	16	
<b>Figure I.7:</b> Schéma classique de la commande scalaire.....	16	
<b>Figure I.8:</b> Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant.....	17	
<b>Figure I.9</b> Schéma bloc d'une commande DTC appliquée à une MSAP.....	19	
<b>Figure II.1 :</b> Convergence du système glissant.....	23	
<b>Figure II.2 :</b> Glissement idéal	<b>Figure II.3 :</b> Glissement réel.....	25
<b>Figure (II.4):</b> Phénomène de broutement[5].....	26	
<b>Figure (II.5) :</b> Fonction de saturation [6].....	26	
<b>Figure (II.6):</b> Fonction de smooth[6].....	27	
<b>Figure II. 7 :</b> Représentation de la fonction « sign ».....	31	
<b>Figure II. 8 :</b> Illustration du phénomène de broutement (Chattering).....	32	
<b>Figure II.9.</b> Schéma bloc de commande par mode glissant d'ordre un d'une MSAP.....	32	
<b>Figure II.10 :</b> Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.....	36	
<b>Figure II.11</b> La variation de la vitesse de rotation à vide et en charge [rad/s].....	39	
<b>Figure.II.12</b> Le couple électromagnétique à vide et en charge [N.m].....	40	
<b>Figure II.13</b> Le courant quadratique [A].....	40	
<b>Figure II.14</b> Les courants statoriques [A].....	40	
<b>Figure II.15</b> Le variation de la position estimé.....	41	
<b>Figure III.1</b> Trajectoire du mode glissant d'ordre 2.....	47	
<b>Fig III.2.:</b> Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.....	48	
<b>Figure III.3 :</b> algorithme de Super-Twisting.....	51	
<b>Figure III.5</b> La variation de la vitesse et la vitesse estimée.....	56	
<b>Figure III.6</b> Le couple électromagnétique à vide et en charge.....	57	
<b>Figure III.7</b> Le courant quadratique à vide et en charge.....	57	
<b>Figure III.8</b> Le courant quadratique à vide et en charge.....	57	
<b>Figure III.9</b> Le Variation de la position estimé.....	58	

### Sommaire

Résumé :.....	I
Abstract:.....	I
:ملخص.....	I
Remerciements.....	II
Dédicace.....	III
Notations et symboles.....	IV
Liste des figures.....	VI
Sommaire.....	X
Introduction générale:.....	1
References.....	3

### chapitre I

I.1 Introduction.....	5
I.2 Structure des machines synchrones triphasées.....	5
I.2.1 Le stator.....	5
I.2.2 Le rotor.....	6
I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :.....	8
I.3.1. Mise en équations de la machine dans le repère (abc) :.....	8
I.3.1.1. Equations électriques :.....	8
I.3.1.2. Equations magnétiques :.....	8
I.3.1.3. Equation mécanique :.....	9
I.3.2 Transformation de Park [2] :.....	10
I.3.2.1 Application de la transformation de Park à la MSAP :.....	11
I.3.2.2 Passage du repère d q au repère $\alpha \beta$ .....	13
I.4 Modélisation de l'onduleur de tension:.....	13
I.5 Techniques de commande appliquée à la MSAP.....	15
I.5.1 Techniques de Commande de la machine.....	15
I.5.2 Commande scalaire.....	16
I.5.3 Commande Vectorielle.....	17
I.5.4 La commande directe de couple (DTC) de la MSAP :.....	18
I.7. Conclusion.....	20
I.8. Références.....	21

### Chapiter II

II.1. Introduction :.....	23
II.2. Théorie de la commande par mode de glissement :.....	23
II.2.1. Régime glissant idéal :.....	24
II.2.2. Régime glissant réel :.....	24
II.3 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement.....	25
II.3.1 Le broutement (chattering).....	25

## Sommaire

---

II.3.2 Elimination du phénomène de chattering.....	26
II.4. Conception de la commande par mode de glissement.....	27
II.4.1. Choix de la surface de glissement.....	28
II.4.2. Conditions d'existence de la convergence.....	29
II.4.2.1. Fonction directe de commutation.....	29
II.4.2.2. Fonction de Lyapunov.....	29
II.4.3. Détermination de la loi de commande.....	30
II.4.3.1. La commande équivalente.....	30
II.4.3.2. La commande discontinue de base.....	31
II.5 Commande par mode glissant d'ordre 1 d'une MSAP :.....	32
II.5.1 Régulateur par mode glissant de la vitesse :.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b> 33
II.5.2 Régulateur par mode glissant du courant quadratique:.....	34
II.5.3 Régulateur par mode glissant du courant direct:.....	35
II.6. Application de la commande à structure variable à la MSAP :.....	36
II.6.1. Stratégie de réglage à trois surfaces :.....	36
II.7 Résultats de simulation.....	39
II.8. Conclusion.....	42
II.9. Références.....	43

## Chapiter III

III.1. Introduction :.....	45
III.2 Commande par mode de glissement d'ordre 2 de la MSAP.....	46
III.2.1 Principe.....	46
III.3.Exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2 :.....	47
III.3.1.Algorithme de Twisting :.....	48
III.3.2.Algorithme de Super Twisting :.....	50
III.4. Commande par mode glissant d'ordre deux d'un système non linéaire (Algorithme de Super Twisting):.....	52
III.5 Observateur par mode glissant d'ordre complet pour une MSAP.....	54
III .6 Commande par mode glissant d'ordre deux d'une MSAP avec un OMGOC :.....	55
III.7 Commandes par mode glissant d'une MSAP avec un observateur en mode glissant d'ordre complet.....	55
III.8 Résultats de simulation avec capteur mécanique.....	56
III.9. Conclusion.....	59
III.10. Références.....	60

*Introduction*  
*générale*

# Introduction Générale

---

## Introduction générale:

Les machines synchrones à aimant permanent sont apparues dans les années 1970 comme l'évolution des machines plus anciennes « Machines à Courant Continu à aimant permanent », machines PM à démarrage en ligne et convertisseurs de puissance fournis machines à induction. Ainsi, ils disposent de nombreux avantages sur d'autres types de machines, ce qui en fait le principal concurrent des moteurs à induction comme le cheval de bataille de l'industrie d'aujourd'hui [A].

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes. [B]

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

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

La commande à structure variable (CSV), est une commande non linéaire, possède cette robustesse, fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications.

Elle change la structure de commande en fonction de l'état du système, en assurant de bonnes performances du système et une robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques. Le régime permanent du système dans ce cas est appelé mode de glissement [D].

# Introduction générale

---

Les résultats de notre étude seront présentés par trois chapitres :

- Dans le premier chapitre, passe en revue les concepts de base de la machine de synchronisation à aimant permanent. Nous commençons par détailler la structure de la machine, qui comprend le rotor et le stator, puis nous discutons des différents modèles de modélisation (abc, dq, alpha-beta) qui aident à comprendre et analyser le comportement de la machine. Nous passons également en revue le système d'alimentation électrique de la machine et la manière dont elle est connectée aux onduleurs, ainsi que les différentes techniques de commande et l'importance de la simulation dans l'étude des performances de la machine lorsqu'elle est connectée au réseau électrique.

- Le second chapitre présente se concentre sur la commande par mode glissant pour les machines MSAP. Dans ce chapitre, nous introduisons le concept de commande de structure variable et les techniques classiques de commande par mode glissant, en discutant des avantages et des inconvénients de chacun. Le chapitre comprend également le développement de lois de commande, la sélection de surfaces de glissement et de conditions de glissement appropriées, l'application de ces techniques au MSAP et la réalisation de simulations pour tester l'efficacité de ces lois de commande.

- Le troisième chapitre traite la technique de commande par mode glissant de d'ordre deux. Dans ce chapitre, nous expliquons le principe de la commande par mode glissant de second ordre et les algorithmes utilisés tels que « Twisting Algorithm » et « Super Twisting Algorithm ».

Nous couvrons également l'utilisation du contrôleur par mode glissant d'une MSAP et les applications de la commande par mode glissant de second ordre, y compris l'utilisation d'un observateur par mode glissant d'ordre complet.

A travers cette étude, nous visons à fournir une vision intégrée des techniques de commande par mode glissant et de leurs applications sur les machines synchrones à aimants permanents, ce qui contribue à améliorer les performances de ces machines et à augmenter leur efficacité opérationnelle. Nous cherchons à fournir des solutions innovantes qui répondent aux défis actuels dans le domaine des systèmes électriques et de commande, et ouvrent de nouveaux horizons pour un développement et une amélioration continus.

### References

[A] **S. Vaez-Zadeh** "Control of Permanent Magnet Synchronous Motors" OUP Oxford, Year: 2018.

[B] **Mr. NABTI Khalil**" Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone " Université Mentouri Constantine. 14 / 12 / 2010.

[C] **Gabriel Buche**."Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone en Environnement de Temps Réel Matlab/Simulink", Thèse Doctorat, Automatisme Industriel.

[D] **V.I. Utkin**."Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.

# Chapitre I

## I.1 Introduction

Les machines électriques sont, en général, modélisées par des équations non linéaires. Cette non linéarité est due aux inductances et coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique, donc du temps. Un changement de variable est souvent utilisé afin de diminuer la complexité de ce modèle dynamique, par la réduction du nombre de variables et l'élimination de la position du rotor dans les coefficients des équations différentielles. Dans ce cas, les conditions du régime permanent peuvent être déterminées beaucoup plus facilement et l'analyse de stabilité se fait plus aisément, ainsi que la synthèse de la commande [HCH 99].

## I.2 Structure des machines synchrones triphasées

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Elles couvrent une très grande gamme de puissances, dans les systèmes d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50 MW [SMI 00].

À l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentés par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde.

### I.2.1 Le stator

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de  $120^\circ$  électriques dans l'espace. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [SMI 00]. On note :

$\omega$ : La pulsation des courants statoriques [ rad / s].

$p$  : Le nombre de paire de pôles de la machine.

$\Omega$ : La vitesse de rotation de la machine [ rad / s].

Soit :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I.1})$$

## I.2.2 Le rotor

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses (figure 1.1.a), ou à pôles saillants (figure 1.1.b). Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe  $L_d$  dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique)  $L_q$ .

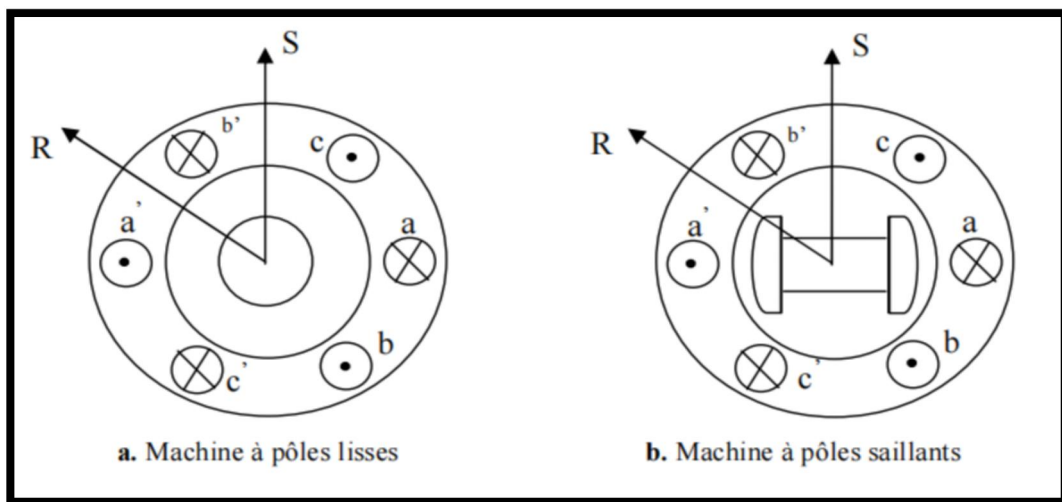


Figure I.1: Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.

Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entraînement se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances ( 0.5MW à 50MW ). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi rencontrer des applications de fortes puissances de ces machines avec les cycloconvertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle [HCH 99].

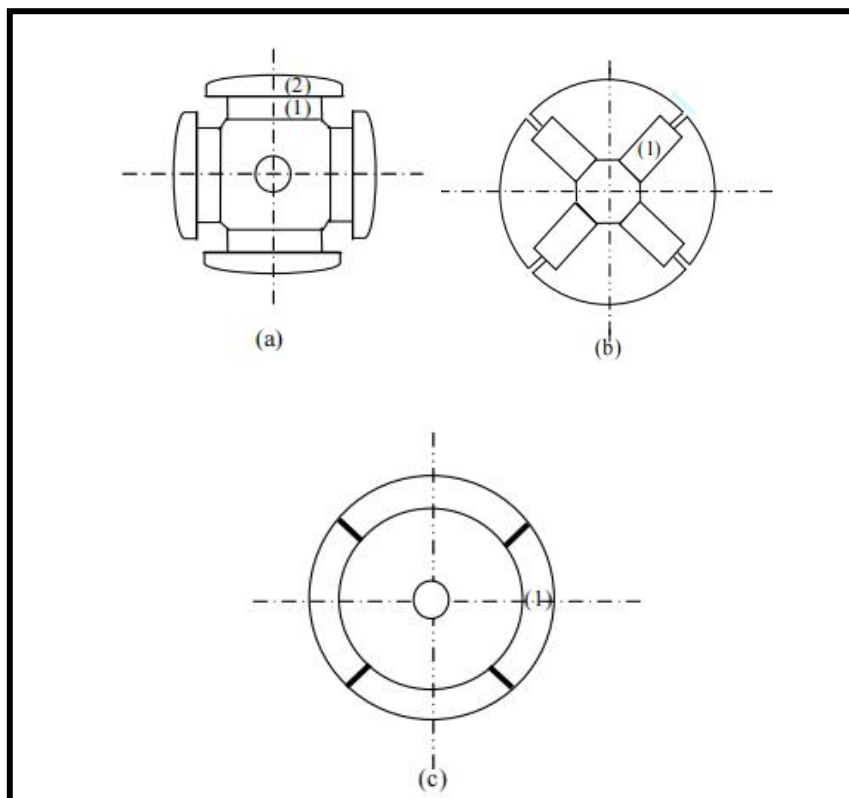
Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisés dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues- ballais de ces machines) leur permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu.

Le rotor possède différentes configurations [BUH 97], [LAA 01]. La figure I.2 montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure I.2.a. Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure I .2.b.
- Enfin la figure I .2.c représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance  $L_d$  sur l'axe direct est égale à l'inductance  $L_q$  sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas.



**Figure I.2:** Différents types de rotors d'une MSAP.

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).
- (b) aimants permanents (1) noyés.
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

### I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent.

Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses [1] :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- les f.é.m. sont à répartition sinusoïdale.
- l'effet de la température sur les résistances est négligeable.
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable.
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme

#### I.3.1. Mise en équations de la machine dans le repère (abc) :

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir

- Equations électriques.
- Equations magnétique.
- Equations mécaniques.

##### I.3.1.1. Equations électriques :

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.2)$$

Avec

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Ou :

$[v_s]$  : Vecteur des tensions statoriques.

$[i_s]$  : Vecteur des courants statoriques.

$[\Phi_s]$  : Vecteur de flux totalisés des phases statoriques.

$[R_s]$  : Matrice des résistance statoriques.

##### I.3.1.2. Equations magnétiques :

$$[\Phi_s] = [L][i_s] + [\Phi_{f_{abc}}] \quad (I.3)$$

Ou :

$[\Phi_s] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$  : vecteur flux statoriques

$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  : vecteur courants statoriques

$[\Phi_{fabc}] = [\Phi_{fa} \ \Phi_{fb} \ \Phi_{fc}]^T$  : vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique

La matrice  $[L_s]$  est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans  $[L_{s0}]$  alors que les termes variables dépendant de  $(\theta)$  sont regroupés dans  $[L_{s2}(\theta)]$ . Dans le cas général, elle se met sous la forme : :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (I.4)$$

Avec

$$[L_{s2}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} et [L_{s2}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

ou :

$M_{s0}$ : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

$L_{s0}$ : Inductance propre d'une phase statorique

$(\theta)$  : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator

### I.3.1.3. Equation mécanique :

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega \quad (I.5)$$

$J$ : Moment d'inertie de la partie tournante  $[\text{kg.m}^2]$ .

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

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

$\omega$ : Vitesse mécanique  $[\text{rad/s}]$

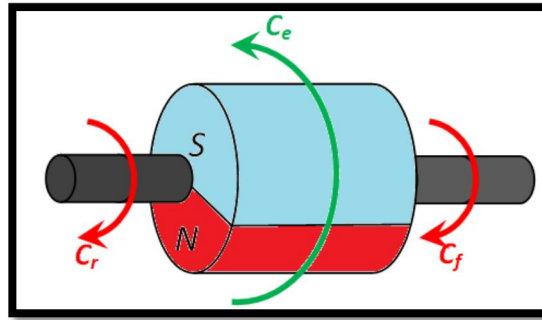


Figure I.3: Différents couples qui agissent sur le rotor

L'étude analytique du comportement des équations (I.2) et (I.3) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [2]

### I.3.2 Transformation de Park [2] :

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, 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.

Le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant. Selon l'objectif de l'application.

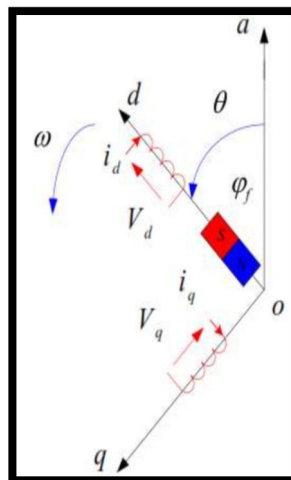


Figure I.4 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

La figure (I.4) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère  $(oa)$  est fixe. Le repère  $(d, q)$  tourne avec la vitesse de synchronisme  $\omega$ .

### a) Passage direct : triphasé au diphasé :

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

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (I.6)$$

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

$x$  : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux).

$X_0$  : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

### b) Passage inverse : diphasé au triphasé :

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dq0}] \quad (I.8)$$

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

$$1[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

### I.3.2.1 Application de la transformation de Park à la MSAP :

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifié de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega \Phi_q \\ v_q = R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega \Phi_d \end{cases} \quad (I.10)$$

et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \Phi_q = L_q i_q \\ \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

En remplaçant les flux  $\Phi_q$  est  $\Phi_d$  dans le système (I.10), on obtient :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{dw_c}{d\varphi_{geo}} = p \frac{dw_c}{d\varphi} \quad (\text{I.13})$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{I.14})$$

En remplaçant  $V_d, V_q$  par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[ R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left( i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + \frac{d\varphi_d}{dt} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \right] \quad (\text{I.15})$$

- ❖  $\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$  : représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- ❖  $\left( \frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q \right)$  : représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- ❖  $(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \omega$  : représente la puissance électromagnétique

Sachant que:

$$p_e = c_{em} \omega_r \dots (\text{I.16})$$

Vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P[\varphi_d i_d - \varphi_q i_q] \dots (I.17)$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)i_d i_q - \varphi_{sf} i_q] \dots (I.18)$$

### I.3.2.2 Passage du repère d q au repère $\alpha\beta$

Le passage des composantes (d, q) aux composantes ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) est donné par une matrice de rotation exprimée par

$$[X_{dq0}] = [R(\theta)][X_{\alpha\beta0}] \quad (I.19)$$

Avec :

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

La transformation inverse (d-q,  $\alpha$ - $\beta$ ) est :

$$[X_{\alpha\beta0}] = [R(\theta)]^{-1}[X_{dq0}] \quad (I.20)$$

Avec :

$$[R(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

## I.4 Modélisation de l'onduleur de tension:

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires, pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants, ces deux états [1-7]:

- S a, b, c = 1 : Interrupteur du demi- bras haut (a, b ou c) fermé.
- S a, b, c = 0 : Interrupteur du demi- bras bas (a, b ou c) fermé.

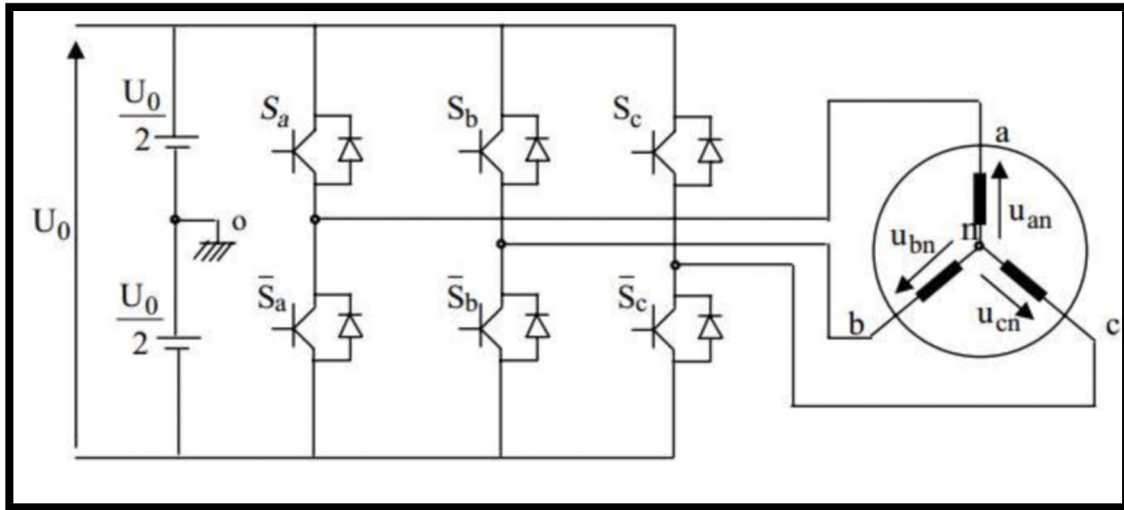


Figure I.5 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée.
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé. Pour les

tensions composées  $U_{ab}, U_{bc}$  et  $U_{ca}$ , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I.21)$$

$U_{ao}, U_{bo}$  et  $U_{co}$ , peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit « n » l'indice du point neutre du côté alternatif On a :

$$\{ U_{ao} = U_{an} + U_{no} \quad U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \quad U_{co} = U_{cn} + U_{no} \quad (I.22)$$

$U_{an}, U_{bn}$  et  $U_{cn}$ , sont les tensions simples de la machine et  $U_{no}$  est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice « o ».

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.23)$$

La substitution de (1.23) dans (1.22) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} \cdot (U_{an} + U_{bn} + U_{cn}) \quad (1.24)$$

En remplaçant (1.24) dans (1.22), on obtient :

$$\{U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \quad U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \quad U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co}\} \quad (1.25)$$

Alors :

$$\{U_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \quad U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \quad U_{cn} = \frac{U_0}{3}(S_a - S_b + 2S_c)\} \quad (1.26)$$

Sous forme matricielle :

$$[U_{an} \ U_{bn} \ U_{cn}] = \frac{1}{3}U_0[2 \ -1 \ -1 \ -1 \ 2 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 2][S_a \ S_b \ S_c] \quad (1.27)$$

## I.5 Techniques de commande appliquée à la MSAP

### I.5.1 Techniques de Commande de la machine

Les techniques de contrôle MSAP peuvent être divisées en contrôle scalaire et vectoriel. Le contrôle scalaire est basé sur des relations valides en régime permanent. L'amplitude et la fréquence des variables contrôlées sont considérées.

Dans le contrôle vectoriel, l'amplitude et la position d'un vecteur d'espace contrôlé sont considérées. Ces relations sont valables même pendant les transitoires, ce qui est essentiel pour un contrôle précis du couple et de la vitesse [3].

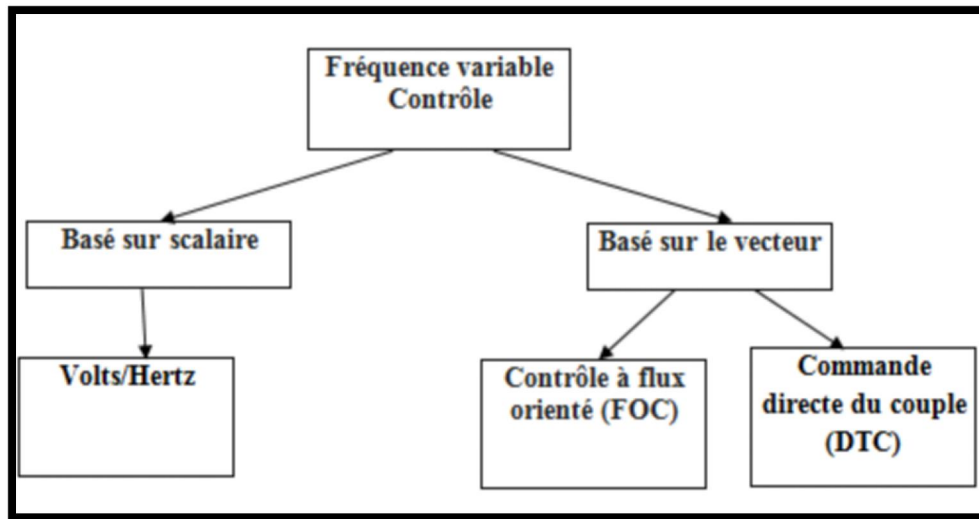


Figure I.6: Quelques techniques de contrôle de commande utilisées pour MSAP.

### I.5.2 Commande scalaire

Le contrôle scalaire est basé sur des relations valides en régime permanent. Seules l'amplitude et la fréquence de la tension, du courant, etc. sont contrôlées. Le contrôle scalaire est utilisé par ex. où plusieurs moteurs sont entraînés en parallèle par le même onduleur. Le contrôle Volts / Hertz est parmi les systèmes de contrôle les plus simples pour le contrôle moteur. Le contrôle est un schéma en boucle ouverte et n'utilise aucune boucle de rétroaction. L'idée est de maintenir constant le flux du stator à la valeur nominale afin que le moteur développe le rapport couple / ampérage nominal sur toute sa plage de vitesse [3].

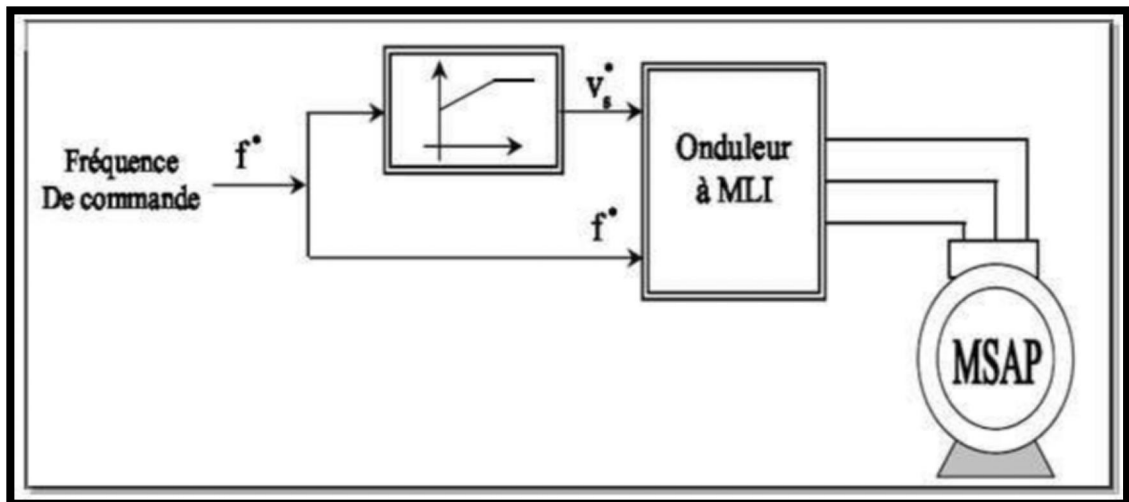
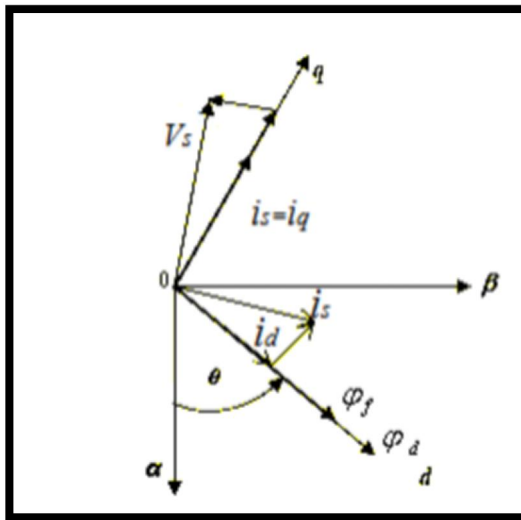


Figure I.7: Schéma classique de la commande scalaire.

### I.5.3 Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q) [4]. Habituellement, la composante d'axe 'd' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe 'q' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple [4]



**Figure I.8:** Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant.

La figure (I.8) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle  $\theta$  par rapport à l'axe  $\alpha$ , du référentiel  $(\alpha, \beta)$  liée au stator. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante  $i_q$  soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante  $i_d$  du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant  $i_d$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation). D'autre part, si le courant  $i_d$  est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant  $i_d$  doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant[5]

$$i_d = i \ i_q = i_s \text{ (I.28)}$$

Donc :

$$\varphi_d = \varphi_f \text{(I.29)}$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} P \varphi_f i_q \text{(I.30)}$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à  $i_q$ , d'où la représentation suivante:

$$C_e = K_t i_d \text{(I.31)}$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} P \varphi_f \text{(I.32)}$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de défluxage est appliquée, la consigne de courant  $i_d$  n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

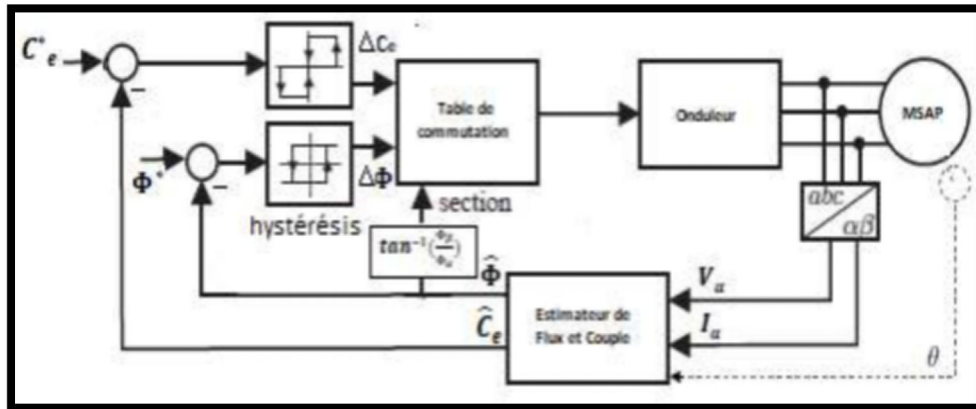
$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{max}$$

Où :  $i_{max}$  est le courant maximal.

#### **I.5.4 La commande directe de couple (DTC) de la MSAP :**

Selon les principes de la commande DTC conventionnelle de la machine synchrone à aimants permanents, le flux et le couple du stator peuvent être contrôlés directement en sélectionnant correctement les vecteurs de tension de l'onduleur à partir d'une table de commutation, qui peut être représentée, dans les systèmes triphasés [6][7]. Les avantages de la DTC sont la faible complexité et l'utilisation d'un seul paramètre moteur c'est la résistance statorique. Aucune MLI n'est nécessaire ; au lieu de cela, l'un des six vecteurs de tension VSI est appliqué pendant toute la période d'échantillonnage. Tous les calculs sont effectués dans un repère de référence fixe qui n'implique pas la connaissance explicite de la position du rotor. Cependant, pour le moteur synchrone, la position du rotor doit être connue au démarrage. La

DTC nécessite donc une faible puissance de calcul lorsqu'elle est mise en œuvre numériquement [7].



**Figure I.9** Schéma bloc d'une commande DTC appliquée à une MSAP

## **I.7. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons fourni des informations générales sur la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) et comment la modéliser dans le référentiel Park afin de rendre le système linéaire et de faciliter l'étude. Nous avons également discuté des techniques de contrôle conforme sur MSAP. Ce chapitre nous a essentiellement permis de retrouver les résultats classiques du synchroniseur MSAP et ainsi de vérifier que les essais réalisés par le programme MATLAB sont valides.

## I.8. Références

- [BUH 97] **Buhler, H.** " Réglage de systèmes d'électronique de puissance", Volume 1.presse polytechnique romande1997.
- [LAA 01] **Laala, W.** " Commande Vectorielle De La Machine synchrone A Aimants permanents Sans capteurs De Position Et De Vitesse". Mémoire de Magister de l'université de Biskra, 2001.
- [HCH 99]**Hchour, A.** " Synthèse De Commande Et D'observateurs Par La Passivité : Application à La Machine synchrone à Aimants Permanents" . Mémoire de Magister, E.N.P, El-Harrach ,1999.
- [SMI 00] **Smigiel, E. Sturtzer, G.** " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.
- [1]. **F. Benchabane**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [2]. **R. Abdessemed**, "Modélisation et simulation des machines électriques", Presse de Université de Batna, 2011
- [3]**SARIATI BINTI DALIB**, " The simulation of the direct torque control of permanent magnet synchronous motor, "Université Technologie de Malaysia, MAY, 2007.
- [4]**D. Lahouel**," Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [5]**A. Golea**," Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [6] **Y. Ren, Z. Q. Zhu and J. Liu**, "Direct Torque Control of Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives With a Simple Duty Ratio Regulator," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5249-5258, Oct. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2300070.
- [7] **D.Ocen**, "Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor" Master's Degree Project Stockholm, Sweden 2005, IR-RT-EX-0509.

# *Chapter II*

## II.1. Introduction :

Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une "variété" ou "hypersurface" dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système de correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface . Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation (dans une gamme qui reste plus large par rapport à celle des approches classiques de l'automatique), et à certaines perturbations.

Ce type de commande (CSV) présente plus avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

## II.2. Théorie de la commande par mode de glissement :

La commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60. Elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [1]. La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [2]. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, Figure II.1[1]:

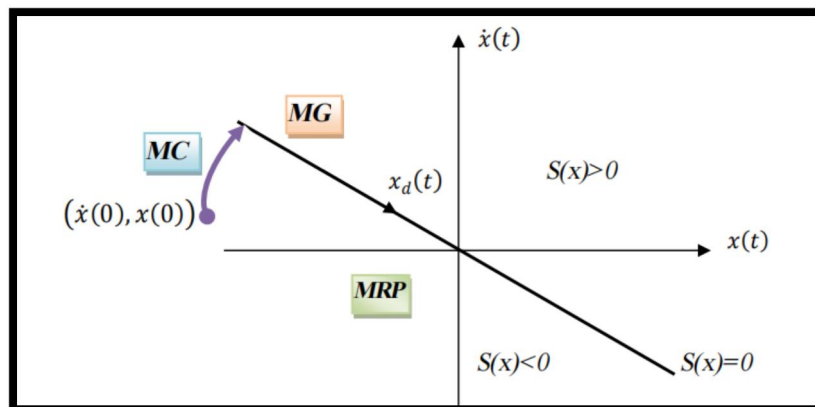


Figure II.1 : Convergence du système glissant.

- **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  $S(x)=0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence,
- **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 le choix de la surface de glissement  $S(x)=0$ ,
- **Mode du régime permanent (MRP) :** Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

### II.2.1. Régime glissant idéal :

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x)=0$ . Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Figure II.2).

### II.2.2. Régime glissant réel :

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (Figure II.3).

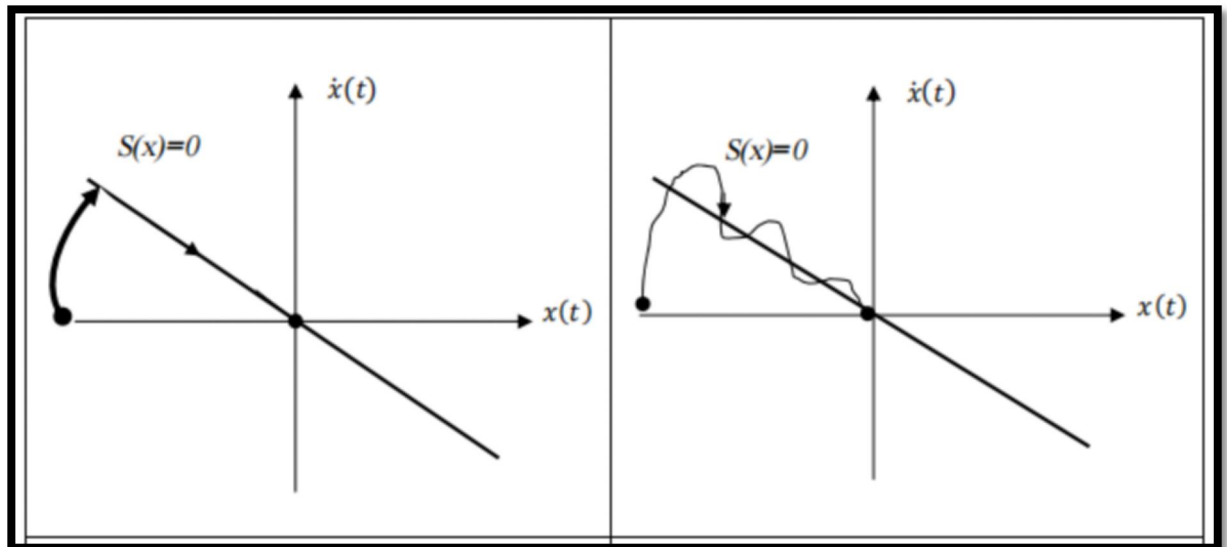


Figure II.2 : Glissement idéal

Figure II.3 : Glissement réel

### II.3 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement [3]

Il est généralement admis que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle représente les avantages de la loi de commande classique, la performance dynamique peut être maintenue quelle que soit la façon dont les paramètres changent et l'ampleur de l'interférence appliquée au système. De plus, la réduction de l'ordre du système est un autre avantage de ce type de commande, qui peut simplifier la complexité du système.

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

- 1-les vibrations causées par la partie discontinue de cette commande peuvent avoir un effet néfaste sur L'actionneur.
- 2-Le système est toujours sous contrôle à haute fréquence pour s'assurer qu'il converge vers l'état souhaité, ce qui n'est pas souhaitable.

#### II.3.1 Le broutement (chattering) [4]

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé réticence ou "chattering" en anglais. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement . Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent s'avérer néfastes pour l'organe de commande en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable)

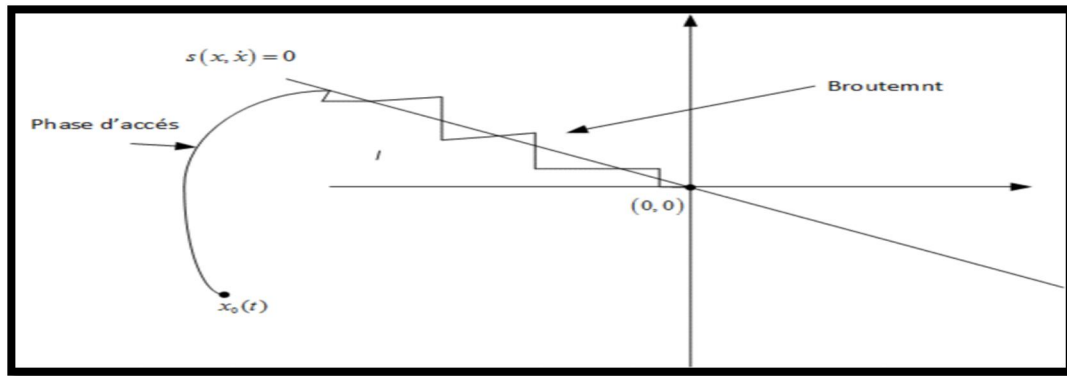


Figure (II.4): Phénomène de broutement[5]

### II.3.2 Elimination du phénomène de chattering [6]

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.

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation.[7]

Fonction SAT :

$$\begin{cases} sat(s) = 1 \text{ si } S > \varepsilon \\ sat(s) = -1 \text{ si } S < -\varepsilon \\ sat(s) = \frac{S}{\varepsilon} \text{ si } |S| < \varepsilon \end{cases} \text{ (II.1)}$$

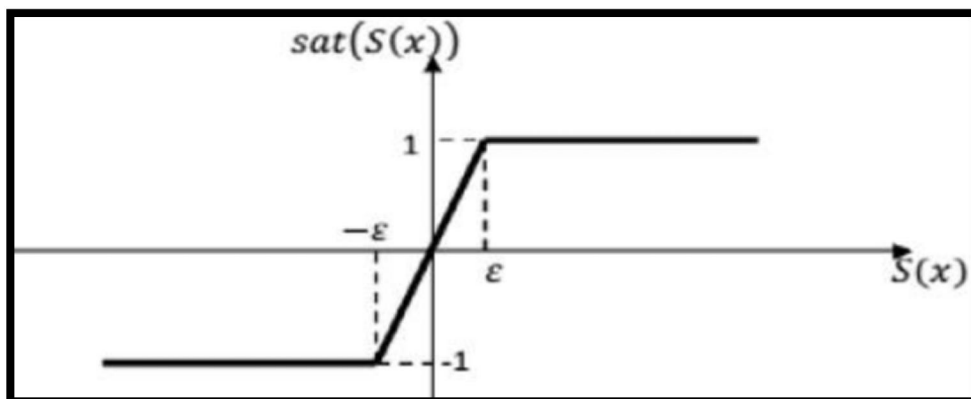


Figure (II.5) : Fonction de saturation [6]

$\varepsilon$ : Un paramètre petit et positif.

•Fonction SMOOTH :

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par une fonction de  $C^1$  classe. On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction.

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

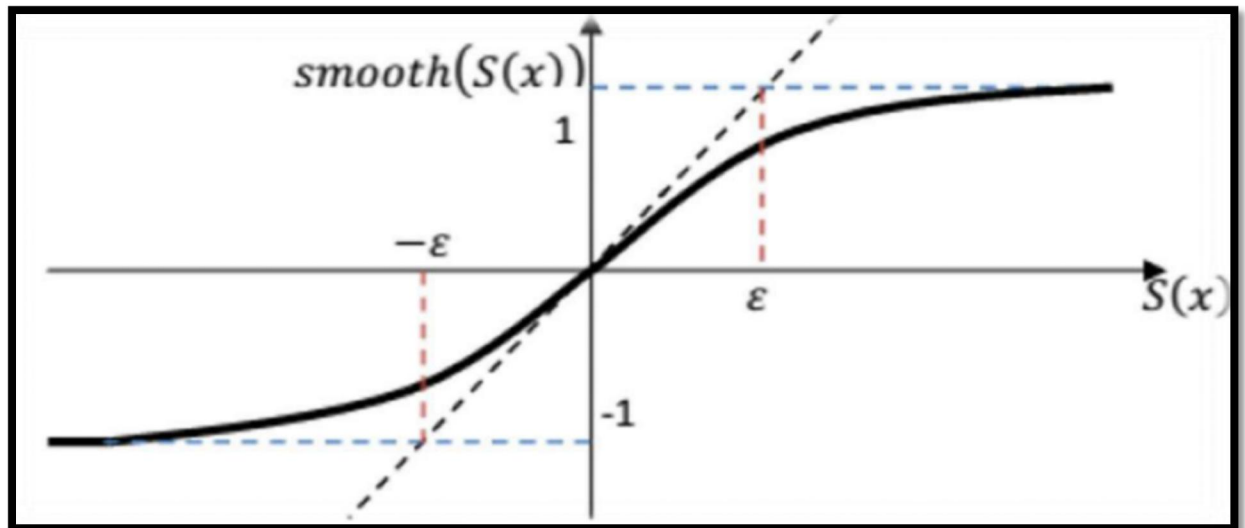


Figure (II.6): Fonction de smooth[6]

## II.4. Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes à modèle imprécis, dû soit à un problème d'identification soit à un problème de modélisation. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence [8].

Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties. Une première continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence [9].

Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle.

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales [10], [11]:

- ✓ Choix des surfaces ;
- ✓ L'établissement des conditions d'existence et de convergence ;
- ✓ Détermination de 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 leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [9]:

$$\frac{d}{dt}x(t) = f(x, t) + B(x, t)U(t) \text{ (II.2)}$$

Avec :

$x(t)$  vecteur d'état,  $U(t)$  vecteur d'entrée, et  $f(x,t)$  et  $B(x,t)$  des fonctions non linéaires.

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 à l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable à sa valeur de consigne [8], [9], [12].

L'équation est donnée par :

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

Où :

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

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

$r$  : Représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

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

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

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

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

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart.

## II.4.2. Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [12].

### II.4.2.1. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est sous la forme :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \text{ (II.4)}$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauches et à droite de la surface de commutation, Puisque  $S(x)$  change de signe aux deux côtés de la surface de commutation. La condition (II.28) est équivalente à exiger que la dérivée de  $S(x)$  doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation [8], [9].

### 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 commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de Lyapunov définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le problème consiste, alors, à trouver une fonction de Lyapunov et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de système [13], [14].

$$V(x) > 0 \text{ et } \dot{V}(x) < 0 \text{ (II.5)}$$

En déduisant la fonction de Lyapunov et sa dérivée par :

$$\begin{cases} V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \\ \dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \end{cases} \text{(II.6)}$$

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

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \text{(II.7)}$$

### II.4.3. Détermination de la loi de commande

#### II.4.3.1. La commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente  $U_{eq}$  se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (II.2).

Le vecteur  $U$  est composé de deux grandeurs  $U_{eq}$  et  $U_n$  soit [14]:

$$U(t) = U_{eq} + U_n \text{(II.8)}$$

L'utilisation de l'équation (II.2) et (II.8) permet d'obtenir la commande équivalente  $U_{eq}$ :

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + B(x, t)(U_{eq} + U_n)] \text{(II.9)}$$

En mode de glissement et en régime permanent, la surface  $S(x)$  est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue  $U_n$  sont aussi nulles.

$$\dot{S}(x) = 0 = \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) U_{eq} \text{(II.10)}$$

D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = - \left[ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left( \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right) \quad (\text{II.11})$$

Tant que le régime glissant est assuré [condition (II.7) vérifiée], le système décrit par l'équation (II.2) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui [11], [13].

### II.4.3.2. La commande discontinue de base

L'addition du terme  $U_n$  à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement  $S(x)$ . Celle-ci est attractive si seulement si Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe [9].

Durant le mode de convergence, on remplace le terme  $U_{eq}$  par sa valeur donnée par (II.11) dans l'équation (II.9). Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

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

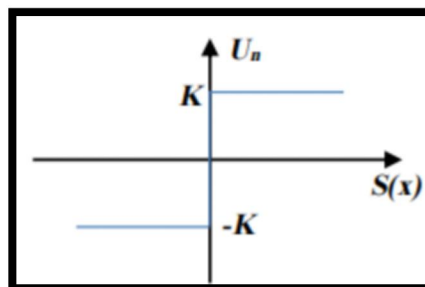
Le problème revient à trouver  $U_n$  tel que :

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

La solution la plus simple est de choisir  $U_n$  sous la forme de relais (Figure III.2). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) = K \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (\text{II.14})$$

Le gain  $K$  doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la



stabilité.

Figure II. 7 : Représentation de la fonction « sign »

Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [15].

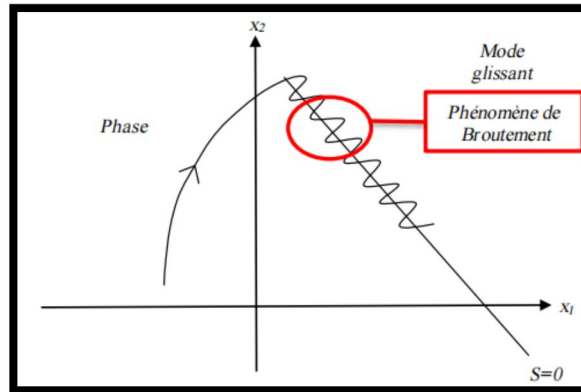


Figure II. 8 : Illustration du phénomène de broutement (Chattering)

### II.5 Commande par mode glissant d'ordre 1 d'une MSAP :

Considérant la machine synchrone représentée par sa modèle mathématique suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega i_d - \frac{\Phi_f}{L_q} p\omega + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p\Phi_f}{J} i_q + \frac{p(L_q - L_d)}{J} i_d i_q - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (II.15)$$

La commande par mode glissant classique de cette machine commence par choisir trois surfaces de glissement pour commander les trois paramètres tels que les deux courants, le courant direct et le courant quadratique et aussi la vitesse de rotation, donc trois régulateurs par mode glissant sont nécessaires voir figure (Fig.II.4).

Le premier régulateur est conçu pour réguler la vitesse de rotation  $\omega$  dans le but de la stabiliser autour de d'une vitesse de référence  $\omega_{ref}$

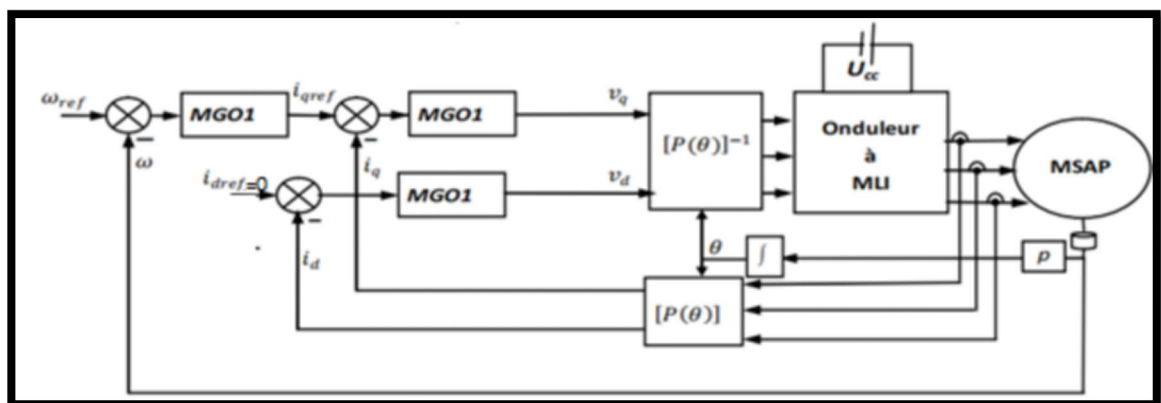


Figure II.9. Schéma bloc de commande par mode glissant d'ordre un d'une MSAP

### II.5.1 Régulateur par mode glissant de la vitesse :

En considérant que le système (II.15) est un système de degré relatif égal à un, la première surface de glissement est donnée par :

$$S(\omega) = \omega_{ref} - \omega \quad (\text{II.16})$$

La dérivation de la surface donne :

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \quad (\text{II.17})$$

$$\Rightarrow \dot{S}(\omega) = \dot{\omega}_{ref} - \frac{p\Phi_f}{J} i_q - \frac{p(L_q - L_d)}{J} i_d i_q + \frac{f}{J} \omega + \frac{1}{J} C_r \quad (\text{II.18})$$

La commande obtenue représente le courant quadratique référence utilisé pour le second régulateur par mode glissant, qui est composée d'une commande équivalente et une commande discontinue est donnée par :

$$i_q = i_{q_{eq}} + i_{q_n} \quad (\text{II.19})$$

Lorsque le système est en mode glissant, nous avons:

$$\begin{cases} S(\omega) = 0 \\ \dot{S}(\omega) = 0 \\ i_{q_n} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Lorsque la dérivée de la surface est nulle, on peut déduire la commande équivalente d'après l'équation (II.17) :

$$i_{q_{eq}} = \frac{J\dot{\omega}_{ref} + C_r + f\omega}{p\Phi_f + p(L_q - L_d)i_d} \quad (\text{II.21})$$

La condition d'attractivité vers la surface de glissement est obtenue lorsque la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative :

$$S(\omega)\dot{S}(\omega) < 0 \quad (\text{II.22})$$

La commande par mode glissant classique utilisée pour accomplir la condition d'attractivité (II.21) est obtenue en posant :

$$\dot{S}(\omega) = -K \text{sign}(S(\omega)) \quad (\text{II.23})$$

A partir de l'équation (II.17) :

$$\omega \dot{i}_{ref} - \frac{p\Phi_f}{J} i_q - \frac{p(L_q - L_d)}{J} i_d \dot{i}_q + \frac{f}{J} \omega + \frac{1}{J} C_r = -K \text{sign}(S(\omega)) \quad (\text{II.24})$$

D'où on peut déduire l'expression du courant quadratique suivante :

$$i_q = \frac{J\omega_{ref} + C_r + f\omega}{p\Phi_f + p(L_q - L_d)i_d} + \frac{JK}{p\Phi_f + p(L_q - L_d)i_d} \text{sign}(S(\omega)) \quad (\text{II.25})$$

En régime établi  $i_d \rightarrow 0$  alors :  $\frac{JK}{p\Phi_f + p(L_q - L_d)i_d} \rightarrow K_\omega$  avec  $K_\omega > 0$ .

Alors on peut écrire :

$$i_{qn} = K_\omega \text{sign}(S(\omega)) \quad (\text{II.26})$$

## II.5.2 Régulateur par mode glissant du courant quadratique:

La surface de glissement concernant le courant quadratique est donnée par :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (\text{II.27})$$

$$\Rightarrow \dot{S}(i_q) = \frac{d}{dt} i_{qref} - \frac{d}{dt} i_q \quad (\text{II.28})$$

La même procédure utilisée pour la vitesse de rotation, on peut élaborer la commande par mode glissant qui est finalement la tension quadratique appliquée à la MSAP.

On posant :

$$\dot{S}(i_q) = -K \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{II.29})$$

En remplaçant la dérivée de la surface :

$$\frac{d}{dt} i_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p\omega i_d + \frac{\Phi_f}{L_q} p\omega - \frac{1}{L_q} v_q = -K \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{II.30})$$

D'où on peut déduire la tension quadratique :

$$v_q = L_d \frac{d}{dt} i_{qref} + R_s i_q + L_d p\omega i_d + \Phi_f p\omega + L_q K \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{II.31})$$

La tension est composée d'une commande équivalente ( $v_{q_{eq}}$ ) et une commande discontinue ( $v_{q_n}$ ).

$$\begin{cases} v_{q_{eq}} = L_d \frac{d}{dt} i_{q_{ref}} + R_s i_q + L_d p \omega i_d + \Phi_f p \omega \\ v_{q_n} = K_q \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

*avec*  $K_q = L_q K$  et  $K_q > 0$

### II.5.3 Régulateur par mode glissant du courant direct:

La surface de glissement concernant le courant direct est exprimée par :

$$S(i_d) = i_{d_{ref}} - i_d \quad (\text{II.33})$$

$$\Rightarrow \dot{S}(i_d) = \frac{d}{dt} i_{d_{ref}} - \frac{d}{dt} i_d \quad (\text{II.34})$$

Avec :  $i_{d_{ref}} = 0$

Afin de satisfaire la condition de glissement, on pose :

$$\dot{S}(i_d) = -K \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{II.35})$$

Alors on obtient :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} p \omega i_q - \frac{1}{L_d} v_d = -K \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{II.36})$$

D'où on peut tirer l'expression de la tension directe comme suit :

$$v_d = R_s i_d - L_q p \omega i_q + L_q K \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{II.37})$$

On mentionnant la commande équivalente  $v_{d_{eq}}$  et la partie discontinue  $v_{d_n}$  par :

$$\begin{cases} v_{d_{eq}} = R_s i_d - L_d p \omega i_q \\ v_{d_n} = K_d \text{sign}(S(i_d)) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

*avec*  $K_d = L_d K$ , et  $K_d > 0$

## II.6.Application de la commande à structure variable à la MSAP :

On reprend le modèle du moteur synchrone à aimants permanents s'exprime sous la forme :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = i_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{p\Phi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \dot{\omega}_r = \frac{p(L_q - L_d)i_q + p\Phi_f i_d}{J} - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \text{(II.39)}$$

### II.6.1.Stratégie de réglage à trois surfaces :

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade(structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure (II.10) représente la structure cas cadede régulation de vitesse à structure variable de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

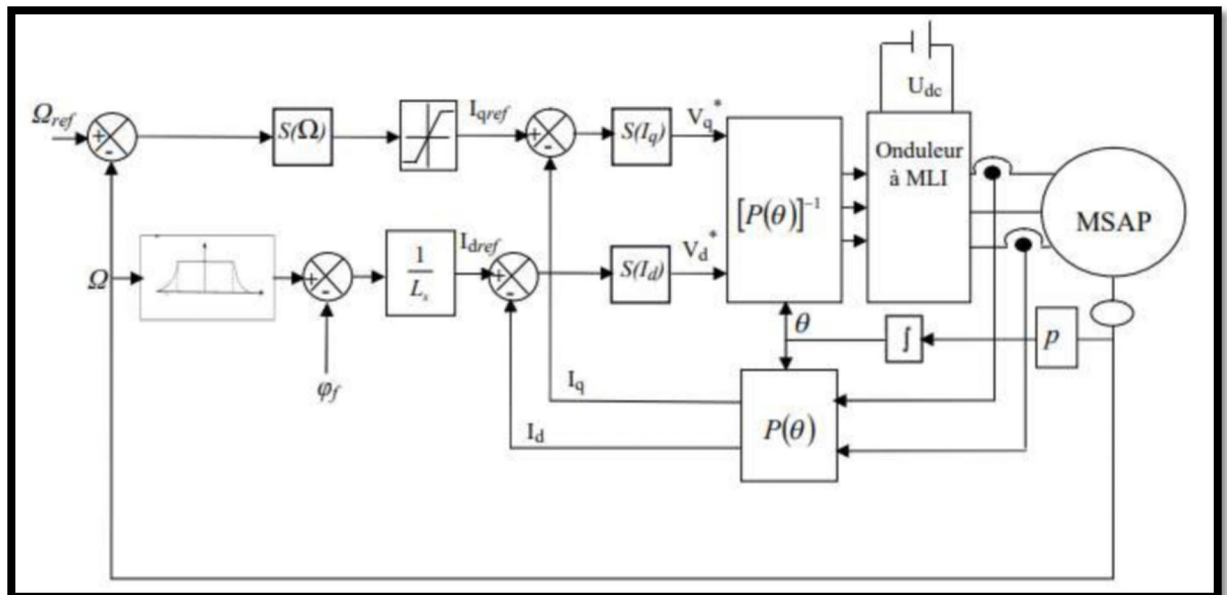


Figure II.10 : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

**a) Commande du courant direct( $i_d$ ) :**

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$S(i_d) = i_{dréf} - i_d \text{ (II.40)}$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_s} i_d - p\Omega i_q \frac{V_d}{L_s} \text{ (II.41)}$$

Durant le régime permanent, la surface  $S(i_d)$  devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow V_{deq} = R_s i_d - pL_s i_q \Omega \text{ (II.42)}$$

Et  $V_{dn} = 0$

Où  $V_{deq}$  et  $V_{dn}$  sont les deux composantes de la tension de commande  $V_d$ .

La condition  $S(i_d) \cdot \dot{S}(i_d) < 0$  est satisfaite par le choix suivant:

$$V_{dn} = K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \text{ (II.43)}$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient:

$$V_d = R_s i_d - pL_s i_q \Omega + K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \text{ (II.44)}$$

**b) Commande de la vitesse:**

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse  $\Omega$  et l'autre est intérieure concerne le courant  $i_d$ .

**•Commande de la vitesse( $S(\Omega)$ ):**

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par :

$$S(\Omega) = \Omega_{réf} - \Omega \text{ (II.45)}$$

Durant le régime permanent, la surface  $S(\Omega)$  devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{qeq} = \frac{2(f_r\Omega + C_r)}{3p\Phi_f} \quad (\text{II.46})$$

Et  $i_q = 0$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence  $S(\Omega). \dot{S}(\Omega) < 0$ , tel que :

$$i_{qn} = K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.47})$$

• **Commande du courant en quadrature ( $i_q$ ):**

La valeur de  $i_{qref}$  à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (\text{II.48})$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = \frac{R_s}{L_s} i_q - p\Omega i_d - \frac{p\Phi_f}{L_s} - \frac{V_q}{L_s} \quad (\text{II.49})$$

Durant le mode de glissement la surface  $S(i_q)$  devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(i_q) = 0 \Rightarrow V_{qeq} = R_s i_q - p\Omega(\varphi_f + L_s i_q) \quad (\text{II.50})$$

Et  $V_{qn}$

La condition  $S(i_q). \dot{S}(i_q) < 0$  est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{qn} = K_q \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.51})$$

La commande  $V_q$  devient :

$$V_q = R_s i_q - p\Omega(\varphi_f + L_s i_d) + K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.52})$$

On note que les gains des régulateurs ( $K_d, K_\Omega$  et  $K_q$ ) sont donnés en annexe.

## II.7 Résultats de simulation avec un OMGOC :

Les paramètres de la machine MSAP:

Résistance Statorique $R_s$	2.78 ohm
Inductance Statorique $L_s$	8.5 mH
Moment d'inertie $J$	$8.10^{-4} \text{Kg.m}^2$
Coefficient de frottement $f$	$0.005 \text{Kg.m}^2/\text{s}$
Nombre de paires des pôles $p$	4
Puissance Nominale $P_n$	1.5 Kw

Vitesse de référence  $\omega_{ref} = 120 \text{rad/s}$

Le couple résistant  $C_r = 5 \text{ N.m}$  appliqué à  $t = 2.5 \text{ s}$

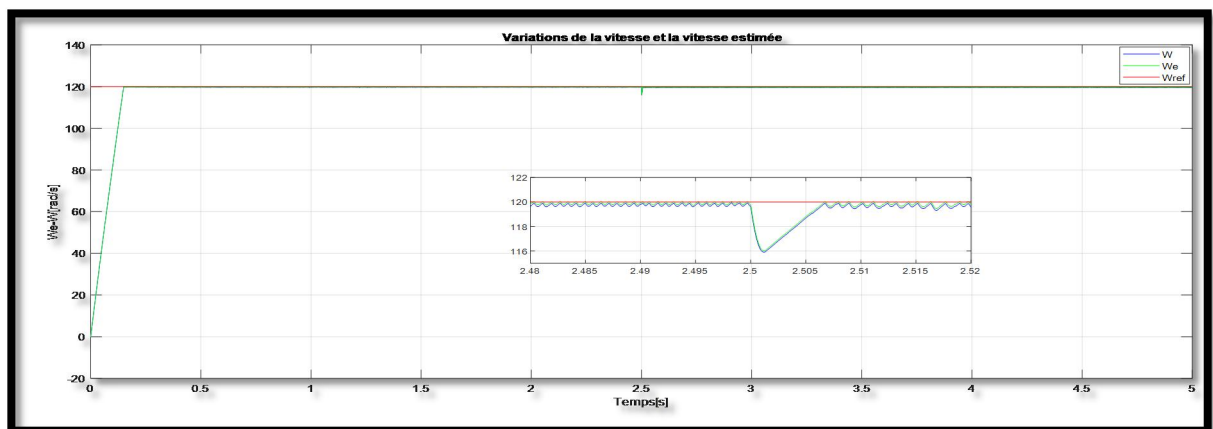


Figure II.11 La variation de la vitesse de rotation à vide et en charge [rad/s]

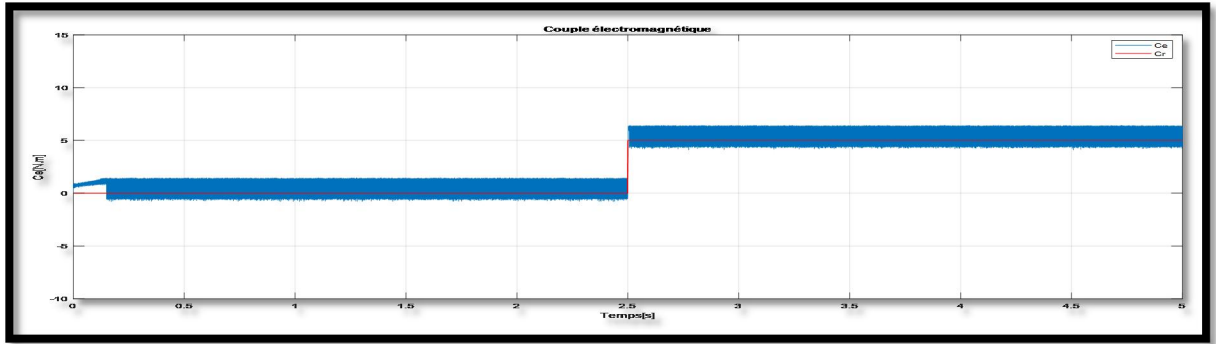


Figure.II.12Le couple électromagnétique à vide et en charge [N.m]

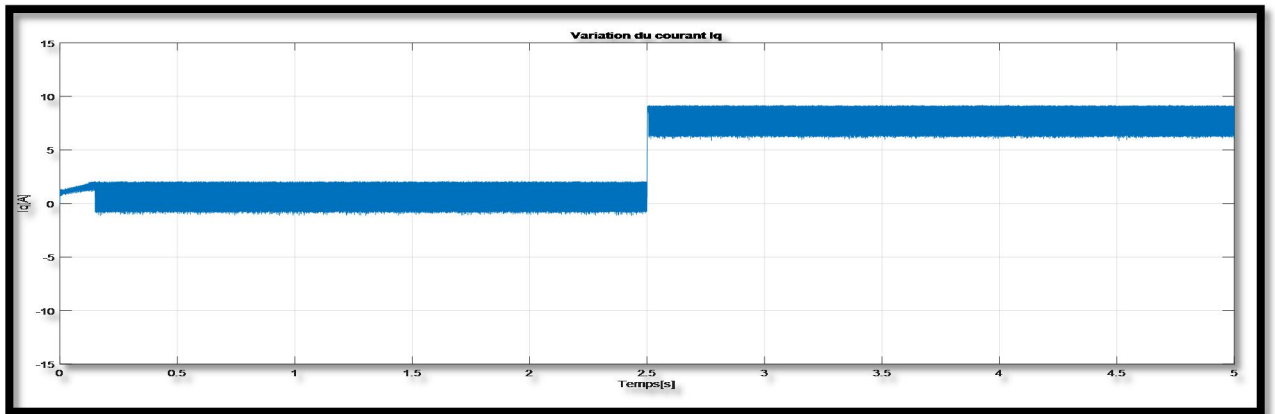


Figure II.13Le courant quadratique [A]

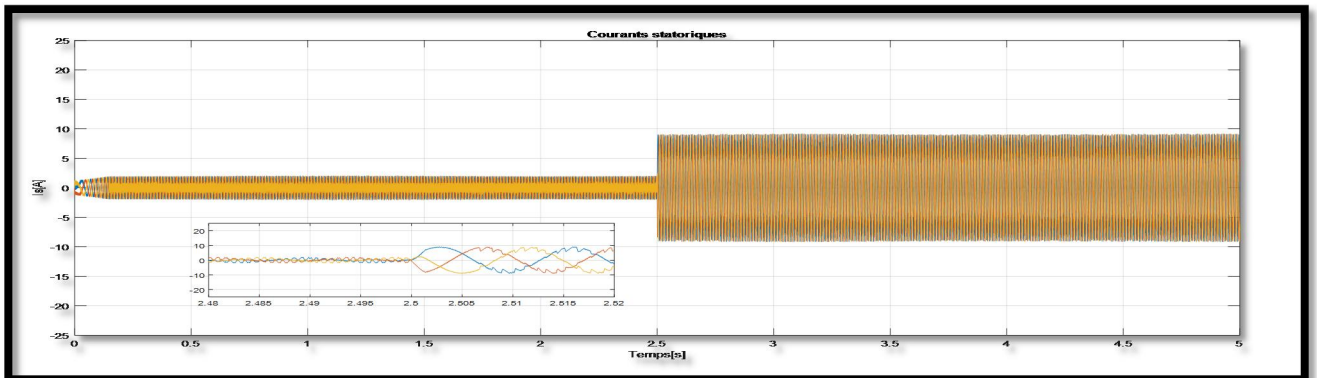


Figure II.14Les courants statoriques [A]

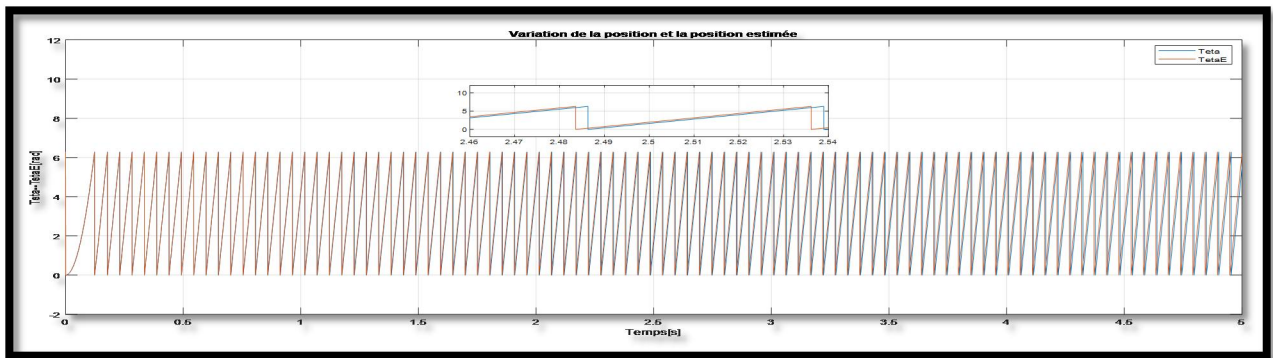


Figure II.15 Le variation de la position estimé

### Analyse attendue des résultats :

Basé sur les informations fournies dans le texte, nous pouvons anticiper ce qui suit :

- Courbe de vitesse : On s'attend à voir une augmentation rapide au début jusqu'à atteindre la vitesse de référence. À  $t=2.5s$ , il pourrait y avoir une légère baisse due à l'application de la charge, mais le système devrait rapidement revenir à la vitesse de référence.

- Courbe de courant : Il est probable qu'elle montre un pic élevé au démarrage, puis diminue jusqu'à une valeur stable. Lors de l'application de la charge, le courant augmentera à nouveau pour compenser l'augmentation du couple requis.

- Courbe de couple : Elle montrera probablement un pic au démarrage, puis se stabilisera à une valeur basse. À  $t=2.5s$ , le couple augmentera soudainement à 5 N.m pour faire face au couple résistant appliqué.

- Performance de l'observateur : On s'attend à ce qu'il montre une estimation précise de la vitesse et de la position, avec une faible différence entre les valeurs réelles et estimées.

## II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (csv) qui fonctionne en mode glissant appliquée à une machine synchrone à aimants permanents. Nous avons commencé par le contrôle en mode glissant classique et avons évoqué les avantages de cette technique de contrôle, mais avec le phénomène de bavardage, ce qui est son principal inconvénient. Le contrôle du mode glissant de premier ordre MSAP a donné de bons résultats en termes de vitesse, de précision et de stabilité grâce à divers tests de robustesse avec présence d'effets de broutage. Dans la prochaine étude nous verrons le contrôle via le mode glissant du second ordre.

### II.9. Références

- [1].**R. Sadouni**, “ Commande par mode glissant flou d’une machine asynchrone à double étoile”, Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [2].**F. Betin** , “ Commande d’actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques ”, Habilitation à Diriger le Recherches, Université de Picardie Jules Verne, France, 2003.
- [3]**Mr.Noureddine BOUNASLA**, « Commande par Mode de Glissement d’Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », mémoire de master, Université Ferhat ABBAS Sétif - 1,2014.
- [4]**Deghboudj Imen** « COMMANDE DES SYSTEMES NON LINEAIRES PAR MODE GLISSANT D’ORDRE SUPERIEUR »Mémoire de Master, université CONSTANTINE 1,2013.
- [5]**MESSAOUDI Ismail &MOHAMED MAHMOUD El Mahjoub** « Commande par mode glissant de deux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un seul onduleur » Mémoire de Master, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M9SILA,2017.
- [6]**Triki Djihad** « Commande par mode glissant d’ordre deux d’une machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d’El-Oued, 2017.
- [7]**Haithem Chouiref & Bekhti Sid Ali** « Commande en vitesse par mode glissant d’un moteur synchrone à aimant permanent »Mémoire Master,université Kasdi Merbah Ourgla, 2017.
- [8] **S, E. Rezgui**, “Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel, Application à la machine asynchrone : Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques, SVPWM, Mode Glissant, MRAS,” Thèse de magistère, Université de Constantine, 2009.
- [9] **A. Boumediene**, “Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d’une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension,” Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [10] **A. Kechich**, B. Mazari, and I. K. Bousserhane, “Application of Nonlinear Sliding-Mode Control to Permanent Magnet Synchronous Machine,” International Journal of Applied Engineering Research, ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 (2007), pp. 125–138.
- [11] **A. Aoufi**, “Utilisation d’observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d’une machine asynchrone à cage,” Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.
- [12] **H. M. Ilyes**, “Commande sans capteur de vitesse d’un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l’utilisation de la commande directe du couple et d’un observateur de vitesse à mode glissant,” 2013.

## **Bibliographie II**

---

[13] **F. BENCHABANE**, A. MENACER, A. BENAÏCHA, D. TAÏBI, and K. YAHIA, “Etude comparative entre la commande vectorielle avec régulateurs PI et à mode glissant pour l’asservissement de la vitesse ou de la position d’un moteur synchrone à aimants permanents,” 2014. .

[14] **Hemmami, M**, “Commande sans capteur de vitesse d’un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l’utilisation de la commande directe du couple et d’un observateur de vitesse à mode glissant,” Thèse de magistère, Université Mohamed Khider, Biskra, 2013.

[15] **R. Sadouni**, “Commande par mode glissant flou d’une machine asynchrone à double étoile,” Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.

# *Chapter III*

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

La commande par mode glissant d'ordre deux est une méthode de commande utilisée en ingénierie de contrôle pour stabiliser un système dynamique. Cette méthode est basée sur la création d'une fonction de glissement qui permet de réduire l'erreur entre la sortie désirée du système et sa sortie réelle.

L'idée fondamentale derrière la commande par mode glissant d'ordre deux est d'ajouter un terme dérivé supplémentaire à la fonction de glissement par rapport à la commande par mode glissant d'ordre un. Cela permet d'améliorer la performance du système en réduisant le temps de convergence et en minimisant les oscillations indésirables.

En résumé, la commande par mode glissant d'ordre deux combine les avantages de la commande par mode glissant d'ordre un avec une meilleure capacité à suivre la référence et à rejeter les perturbations. Cela en fait une technique de contrôle populaire dans de nombreux domaines de l'ingénierie.

## III.2 Commande par mode de glissement d'ordre 2 de la MSAP

### III.2.1 Principe

Le concept de la commande par MG d'ordre supérieur a été introduit dans les années 80 par M. Levantovsky et M. Emilyanov. On parle dans ce cas des Modes Glissants d'Ordres Supérieurs (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM). La théorie de la commande par MG d'ordre supérieur est une alternative au problème des MG classiques, elle est utilisée comme solution afin de réduire ou éliminer le phénomène de réticence « Chattering » de la commande par MG d'ordre un (classique) en conservant les performances du système commandé. Notre travail s'intéresse à l'application de la commande par mode glissant du deuxième ordre. [1]

Le principal avantage de la commande par ce mode glissant 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  $\dot{S} = \ddot{S} = 0$ .

Considérons un système non linéaire décrit par :

$$\ddot{x} = f(x, t) + g(x, t) * u \quad (\text{III.1})$$

L'objectif est d'établir un régime glissant d'ordre deux par rapport à  $S$ , en imposant aux trajectoires d'état du système à évoluer au bout d'un temps fini sur l'ensemble  $S_2$  et à ne plus le quitter ensuite :

$$S_2 = \{x : s = \dot{s} = 0\} \quad (\text{III.2})$$

Ceci est réalisé par une commande agissant sur la dérivée seconde de la variable de glissement qui, de manière générale, peut s'écrire sous la forme :

$$\ddot{s} = \varphi(x, t) + \phi(x, t) * v \quad (\text{III.3})$$

Avec :

- $v = \dot{u}$  Dans le cas où le système est de degré relatif  $n=1$  par rapport à  $s$ ,  
c.à.d.  $\frac{\partial}{\partial u} \dot{s} \neq 0$
- $v = u$  dans le cas où le système est de degré relatif  $n=2$  par rapport à  $s$ ,  
c.à.d.  $\frac{\partial}{\partial u} \ddot{s} \neq 0$

Afin de réaliser des algorithmes par modes glissants d'ordre deux, il est nécessaire de vérifier l'hypothèse de travail suivante pour valider l'atteignabilité de la surface de glissement et la bornitude de la variable  $\dot{s}$ :

- Les fonctions incertaines  $\phi(x, t)$  et  $\varphi(x, t)$  sont bornées.
- Il existe quatre constantes positives  $S_0, C_0, K_m, K_M$  telles que, dans un voisinage de  $|S((x, t))| < S_0$ , les inégalités suivantes soient vérifiées :

$$|\varphi(x, t)| < C_0, \text{ et } 0 < K_m \leq \phi(x, t) \leq K_M \quad (\text{III.4})$$

Les hypothèses énoncées ci-dessus impliquent que la dérivée seconde de la fonction de commutation est uniformément bornée dans un certain domaine ( $E_l$ ) pour l'entrée considérée.

En respectant les conditions déjà définies, nous pouvons écrire que toute solution relative à l'équation (IV. 17) satisfait l'inclusion différentielle suivante: [1]

$$\ddot{s} \in [-C_0, C_0] + [K_m, K_M] \cdot v \quad (\text{III.5})$$

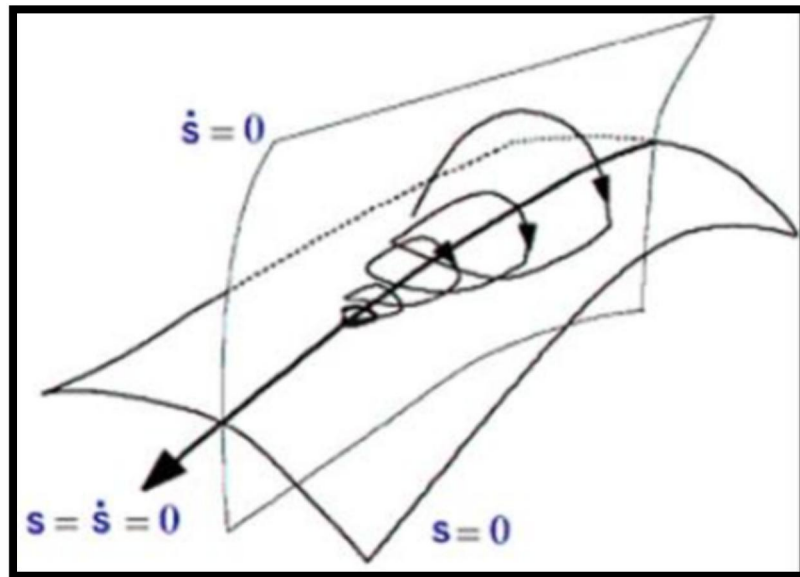


Figure III.1 Trajectoire du mode glissant d'ordre 2

### III.3.Exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2 :

Dans la littérature, plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 ont été introduits

Parmi ces algorithmes, on cite :

- Algorithme du Twisting.
- Algorithme du Super Twisting.
- Algorithme du prescribed convergence law (Algorithme avec une loi de convergence prédéfinie). [2]

### III.3.1. Algorithme de Twisting :

Cet algorithme a été défini comme le premier contrôleur par mode glissant d'ordre supérieur. Cet algorithme twiste autour de l'origine du plan de glissant d'ordre deux est appelé Twisting en raison de sa convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase  $(s, \dot{s})$ , avec un nombre infini de rotation, voir (Fig.III.2).

Son principe de fonctionnement est la commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs  $V_m$  et  $V_M$  de telle façon que l'abscisse et l'ordonnée soient croisées de plus en plus vers l'origine [2-3].

Son expression pour un système de degré relatif 2 est :

$$u = -r_1 \text{sign}(s) - r_2 \text{sign}(\dot{s}) \text{ Avec } r_2 > r_1 > 0 \text{ (III.6)}$$

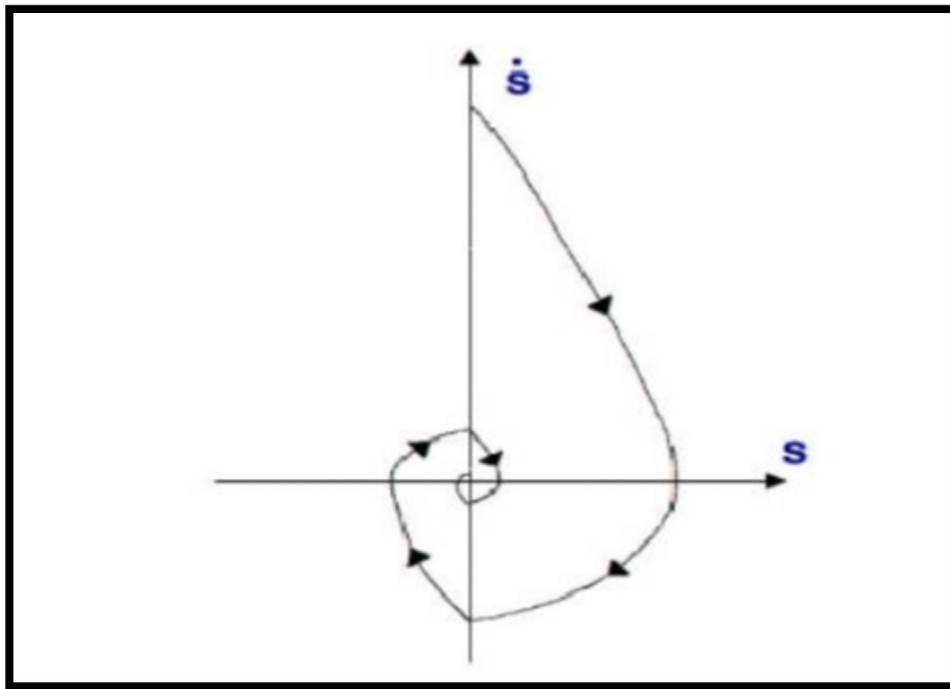


Fig III.2.: Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.

Afin de détailler les algorithmes en régime glissant du second ordre, les fonctions  $f$  et  $S$  de l'expression 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  $S$ . [2]:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dx} S(x, t) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \frac{dx}{dt} \\ \dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \text{ (III.7)}$$

La dérivée seconde de S:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t}\dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x}\dot{S}(t, x, u)\frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}(t, x, u)\frac{du}{dt} \\ \ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t}\dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x}\dot{S}(t, x, u)f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}(t, x, u)\dot{u} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

On pose :

$$\begin{cases} \psi(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t}\dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}(t, x, u)f(t, x, u) \\ \zeta(t, x) = \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

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 [3] :

$$\begin{cases} y_1 = y_2 \\ y_2 = \psi(t, x, u)\zeta(t, x)\dot{u} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

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

$$\phi > 0, |\psi| \leq \phi, 0 < \Gamma_m \leq \zeta \leq \Gamma_m \quad (\text{III.11})$$

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

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S \dot{S} \leq 0, |u| \leq 1 \\ -V_M \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S \dot{S} > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

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

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

$$\begin{cases} -V_m \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S \dot{S} \leq 0, \\ -V_M & \text{si } S \dot{S} > 0, \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_M > -V_m, \\ -V_m > \frac{4\Gamma_m}{S_0}, \\ -V_m > \frac{\phi}{\Gamma_m}, \\ -V_m > \frac{\phi}{\Gamma_m}, \\ \Gamma_m V_m - \phi > \Gamma_m V_m + \phi, \end{array} \right. \quad (\text{III.14})$$

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  $\Delta_t$ .

Les  $\text{sgn}(\dot{S}(t))$  est calculé par l'expression  $\text{sgn}(\dot{S}(t) - S(t - \Delta_t))$ .

En considérant les incertitudes du système et les intervalles de temps entre les croisements successifs de l'axe des abscisses, il est possible de définir la borne supérieure du temps de convergence du système [3] :

$$t_{tw \infty} \leq t_{M1} + \Theta_{tw} \frac{1}{1 - \Theta_{tw}} \sqrt{|y_{1M1}|} \quad (\text{III.15})$$

Où  $y_{1M1}$  est la valeur de la surface S quand l'axe des abscisses est traversé pour la première fois,  $t_{M1}$  est la valeur de temps à cet instant. Les expressions  $\Theta_{tw}$  et  $\theta_{tw}$  sont données par les formules suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Theta_{tw} = \sqrt{2} \frac{\Gamma_m V_m + \Gamma_M V_m}{(\Gamma_m V_M - \phi) \sqrt{\Gamma_M V_m + \phi}} \\ \theta_{tw} = \frac{\sqrt{\Gamma_m V_M + \phi}}{\sqrt{\Gamma_M V_m - \phi}} \end{array} \right. \quad (\text{III.16})$$

### III.3.2. Algorithme de Super Twisting :

Cet algorithme a été proposé par Levant.

$$u = u_1 + u_2 \quad (\text{III.17})$$

$$u_1 = -W \text{sign}(s) \quad (\text{III.18})$$

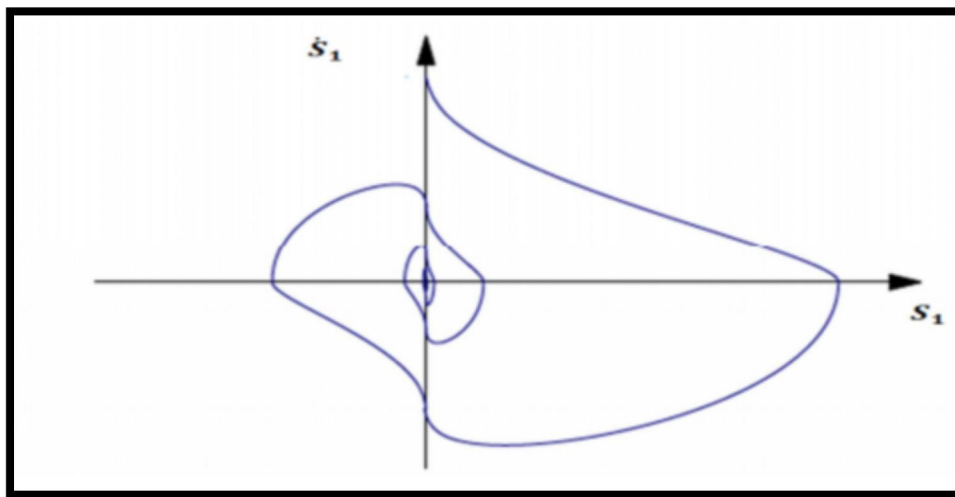
$$u_2 : \begin{cases} -\lambda_s^\rho \text{sign}(s) & \text{si } \dot{s} \leq 0 \\ -\lambda_s^\rho \text{sign}(s) & \text{si } \dot{s} > 0 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

La condition suffisante pour la convergence en temps fini est:

$$w > \frac{c_0}{K_m} \quad (\text{III.20})$$

$$\lambda^2 \geq \frac{4c_0 K_M (w + c_0)}{k_m^2 k_m (w - c_0)} \quad (\text{III.21})$$

$$0 < \rho < 0.5 \quad (\text{III.22})$$



**Figure III.3** : algorithme de Super-Twisting.

Ce contrôleur peut être simplifié si le système de contrôle est linéairement dépendant de la commande, ainsi la loi de commande est donnée par:

$$\begin{cases} u = -\lambda |s|^{1/2} & \text{sgn}(s) + u_1 \\ u_1 = -w & \text{sgn}(s) \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

L'intérêt de cet algorithme est qu'il est très robuste, il n'a pas besoin d'information sur la dérivée de  $s$ . À cause de cette caractéristique, on peut réduire le nombre de capteurs du système, ainsi que le temps de calcul.[3]

### III.4. Commande par mode glissant d'ordre deux d'un système non linéaire (Algorithme de Super Twisting):

Dans cette section, nous allons décrire les différentes étapes pour la mise en œuvre de la commande à base de l'algorithme du Super-Twisting du système non linéaire d'ordre n.

La commande sera appliquée afin de contraindre la sortie du système y à suivre une trajectoire de référence y<sub>r</sub> et que l'erreur de poursuite converge vers zéro en présence d'incertitudes et de perturbations. Pour cela la surface de glissant donnée par Slotine (III.24) sera employée pour le calcul de la variable de glissant. Cette équation peut être réécrite sous

la forme d'une somme binomiale comme suit[3] :

$$\sigma(x, t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{(n-1)} e \quad (\text{III.24})$$

$$\sigma(x, t) = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(n-1)!}{k!(n-k-1)!} \left(\frac{\partial}{\partial t}\right)^{(n-k-1)} \lambda^k e \quad (\text{III.25})$$

La dérivée de  $\sigma$  par rapport au temps est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(x, t) &= \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(n-1)!}{k!(n-k-1)!} \left(\frac{\partial}{\partial t}\right)^{(n-k-1)} \lambda^k e \quad (\text{III.26}) \\ &= (y_r - y)^{(n)} + \delta_\sigma \end{aligned}$$

Où:

$$\delta_\sigma = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(n-1)!}{k!(n-k-1)!} \left(\frac{\partial}{\partial t}\right)^{(n-k-1)} \lambda^k e.$$

En substituant par l'expression de la dérivée à l'ordre n de la sortie du système(III.1) dans la dérivée de  $\sigma$ , on obtient :

$$\dot{\sigma}(x, t) = \dot{\sigma}(x, t) = \delta_\sigma + y_r^n - f_0(x) - g_0(x)u - D \quad (\text{III.27})$$

En s'appuyant sur les conditions d'invariance de la surface de glissant, la commande équivalente est obtenue en annulant  $\dot{\sigma}$ :

$$u_{eq} = g_0(x)^{-1} \left[ y_r^{(n)} - f_0(x) + \delta_\sigma \right] \text{(III.28)}$$

En plus de la commande équivalente, la commande globale se compose des deux termes du Super-Twisting  $u_1$  et  $u_2$  . Après avoir regroupé les différentes composantes, la commande globale sera donnée par :

$$u = g_0(x)^{-1} \left[ y_r^{(n)} - f_0(x) + \delta_\sigma \int_0^t \alpha \text{sing}(\alpha) dt + \beta |\sigma|^{0.5} \text{sing}(\sigma) \right] \text{(III.29)}$$

Afin de satisfaire la condition de transition (III.32) et tester la stabilité et la robustesse en boucle fermée, Levant a considéré la deuxième dérivée de la surface de glissant:

$$\dot{\sigma}(x, t) = \varphi + e\dot{u} \text{(III.30)}$$

Avec  $\varphi = \delta_\sigma - y_r^{(n+1)} + \dot{f}_0(x) + \dot{D} + \dot{g}_0(x)u_{eq} = g_0(x)$ .sont des fonctions non linéaires mal connues mais bornées  $\Delta > 0, |\varphi| \leq \Delta, 0 < \Gamma_m \leq e \leq \Gamma_M$ . Dans son étude Levant n'a pas pris en compte la somme des perturbations et d'incertitudes D ni de sa dérivée, et il a donné les conditions suffisantes de convergence en temps fini vers la surface de glissant:

$$\alpha > \frac{\Delta}{\Gamma_m}, \beta \geq \frac{4\Delta}{\Gamma_m^2} \frac{\Gamma_M(\alpha+\Delta)}{\Gamma_m(\alpha-\Delta)} \text{(III.31)}$$

Si l'on remplace par l'expression de la commande dans la dérivée de la surface, la condition de  $\eta$ -attractivité (III.32) sera satisfaite si les gains de commande sont choisis de sorte à satisfaire l'inégalité :

$$\alpha t + \beta |\sigma|^{0.5} \geq \eta + D_m \text{(III.32)}$$

En régime permanent, on aura  $\sigma = 0$ , le choix de ces conditions suffisantes va nous permettre facilement de satisfaire la condition (III.32) . Cependant, pour un choix optimal de  $\alpha$  et  $\beta$  en phase d'approche, la connaissance des bornes supérieures de D et de sa dérivée qui dépendent de la commande u comme indiqué par s'imposent. Néanmoins, même si ce problème est résolu, la présence de la fonction  $\text{sign}(\sigma)$  provoque un phénomène de chattering . Même s'il est d'un ordre moins important que dans la commande par modes glissants classiques, il est toujours résiduel . Dans la littérature nous retrouvons une variété

de preuve de stabilité de cet algorithme.

La preuve originale donnée par Levant . est une preuve géométrique basée sur l'intégration numérique du pire cas indiquant pour un jeu de coefficients  $(\alpha, \beta)$  donné s'il est toujours stable ou pas. Une autre méthode, consiste à intégrer analytiquement le cas le plus défavorable. Cette procédure nécessite d'intégrer un majorant, qui forme une enveloppe des trajectoires. Cette preuve donne des conditions analytiques, contrairement à la précédente, mais légèrement plus conservatives. Une troisième méthode consiste à utiliser des fonctions de Lyapunov . Ces preuves sont les plus conservatives, ne prouvant la stabilité que pour des valeurs de coefficients assez élevées, mais sont les plus faciles à généraliser à des algorithmes similaires.

Il reste à souligner qu'aucune de ces méthodes ne donne une solution pour le calcul de la valeur optimale des gains de commande  $(\alpha, \beta)$  . Même si les valeurs de ces coefficients ont un impact sur l'optimisation de l'énergie du signal de commande, sur la réduction du chattering et même sur la stabilité en boucle fermée.

Selon l'usage de l'algorithme, en commande, pour avoir un bon comportement transitoire, la valeur des gains doit être plus grande que le strict nécessaire pour assurer la stabilité.

En revanche s'il est utilisé en guise de dérivateur, les coefficients doivent être les plus faibles possible, car ils peuvent perturber l'estimation de la dérivée .

### III.5 Observateur par mode glissant d'ordre complet pour une MSAP

Considérant le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère  $(\alpha, \beta)$  représenté par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{pK_e}{L_s} \omega \sin \theta + \frac{1}{L_s} u_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\beta + \frac{pK_e}{L_s} \omega \cos \theta + \frac{1}{L_s} u_\beta \\ \frac{d\omega}{dt} = -\frac{pK_e}{J} (i_\beta \cos \theta - i_\alpha \sin \theta) - \frac{f}{J} \omega - \frac{1}{J} C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{array} \right. \quad (\text{III.33})$$

Avec:

$u_\alpha, u_\beta$ : Tensions statoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$ ;

$i_\alpha, i_\beta$ : Courants statoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$ ;

$K_e$ : Constant de la force électromotrice.

$\theta$ : Position du rotor.

$\omega$ : Vitesse de rotation.

$C_r$ : Couple résistant.

$p$ : Nombre de paires des pôles.

$f$ : Coefficient de frottement visqueux.

### III.6 Commande par mode glissant d'ordre deux d'une MSAP avec un OMGOC :

La commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP via l'observateur par mode glissant d'ordre complet représenté par le système (III.34) sera appliquée en utilisant les deux algorithmes, « *Twisting Algorithm* » et « *Super Twisting Algorithm* », où le schéma blocs du système de commande est représenté par la figure (Fig.III.4):

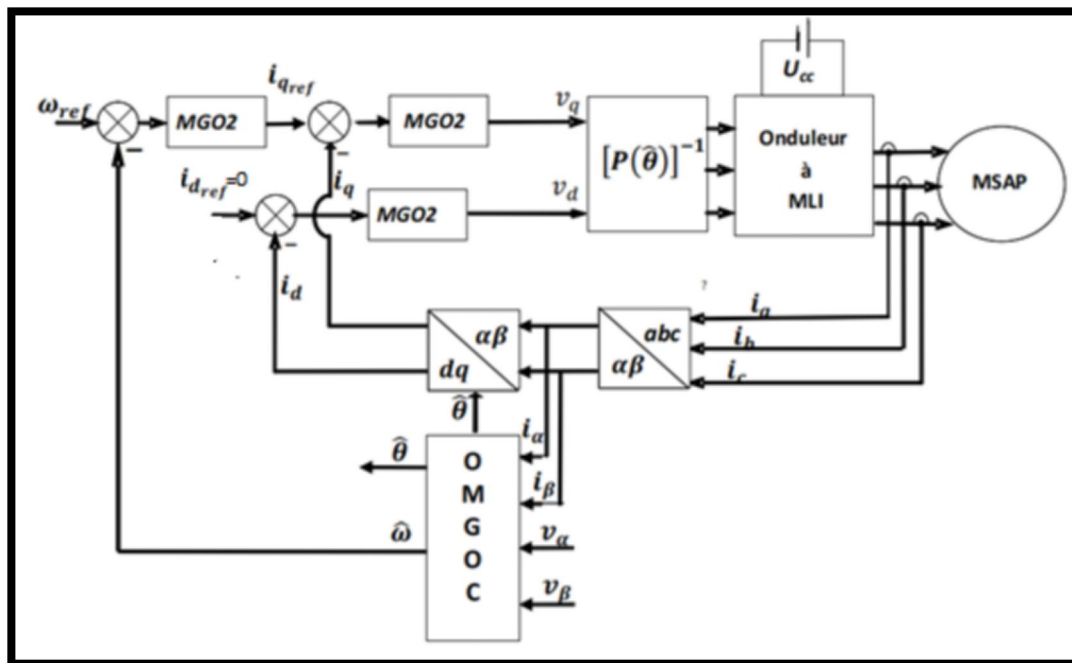


Figure.III.4 Schéma blocs de la commande par mode glissant d'ordre deux via OMGOC

### III.7 Commandes par mode glissant d'une MSAP avec un observateur en mode glissant d'ordre complet

La commande par mode par mode glissant d'ordre deux à base de « *Super Twisting Algorithm* » est appliquée à la MSAP en remplaçant le capteur mécanique par un observateur par mode glissant d'ordre complet.

L'observateur par mode glissant d'ordre complet pour la machine synchrone à aimants permanents modélisée, en prenant en compte le couple résistant est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{pK_e}{L_s}\hat{\omega} \sin \hat{\theta} + \frac{1}{L_s}u_\alpha + K_1 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{pK_e}{L_s}\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \frac{1}{L_s}u_\beta + K_1 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} = -\frac{pK_e}{J}(\hat{i}_\beta \cos \hat{\theta} - \hat{i}_\alpha \sin \hat{\theta}) - \frac{f}{J}\hat{\omega} - \frac{1}{J}C_r + K_2 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) + K_2 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + K_3 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) + K_3 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Où:

$\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ : Courants statoriques estimés dans le repère  $(\alpha, \beta)$ ;

$\hat{\omega}$ : vitesse de rotation estimée;

$\hat{\theta}$ : Position estimée du rotor

Et  $K_1, K_2$  et  $K_3$  sont des gains positifs

Les surfaces de glissement pour l'OMGOC sont données par :

$$S = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha - \hat{i}_\alpha \\ i_\beta - \hat{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

Où l'objectif principal est d'atteindre la surface de glissement  $S = [0 \ 0]^T$  dans un temps fini.

La résolution du système d'équations différentielles (III.34).

### III.8 Résultats de simulation avec un OMGOC :

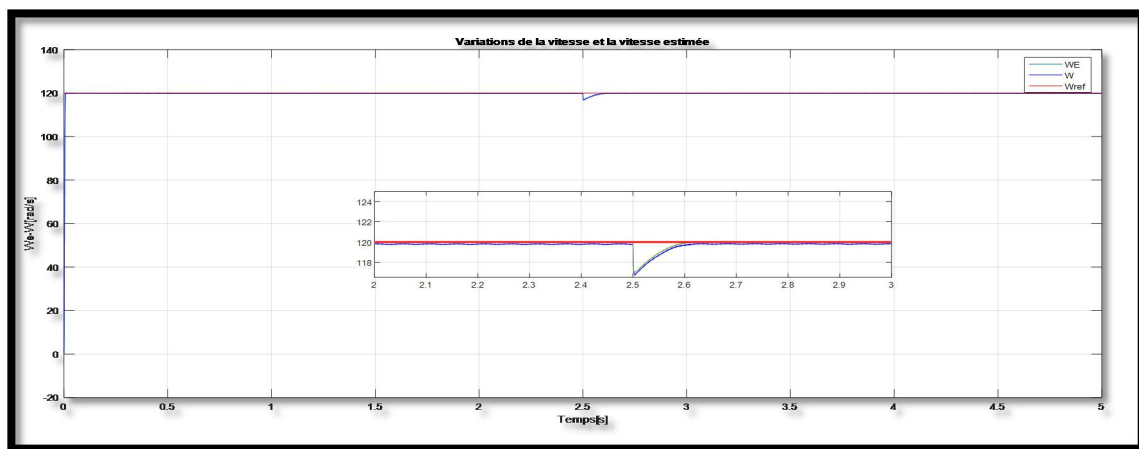


Figure III.5 La variation de la vitesse et la vitesse estimée

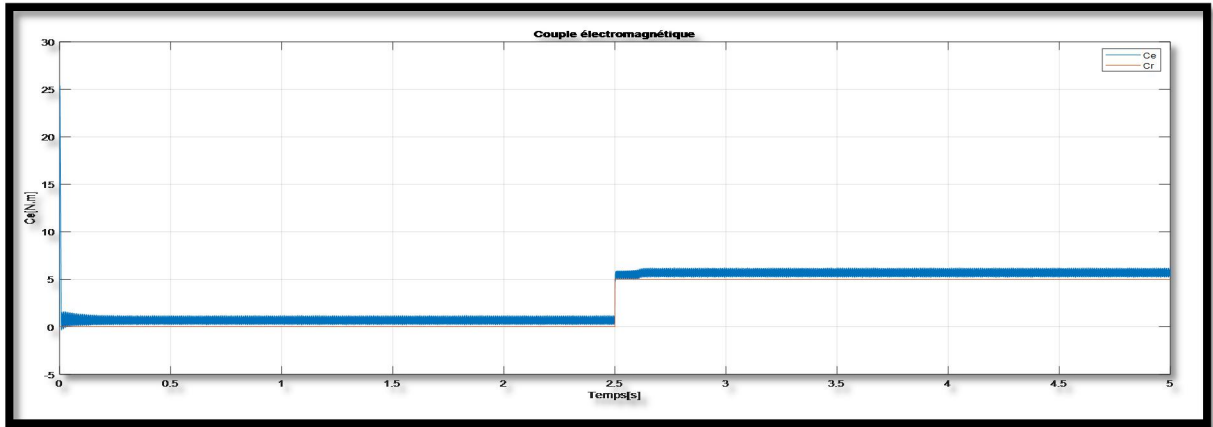


Figure III.6 Le couple électromagnétique à vide et en charge

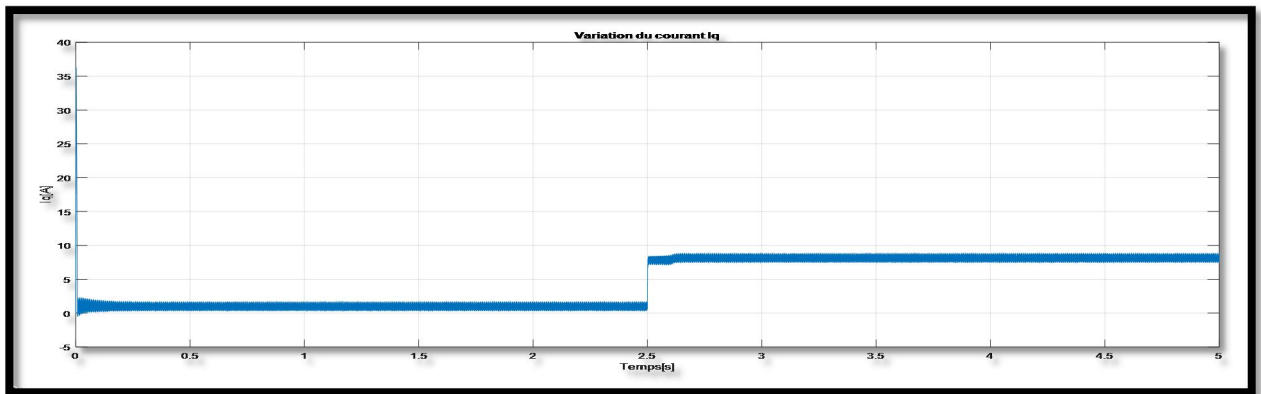


Figure III.7 Le courant quadratique à vide et en charge

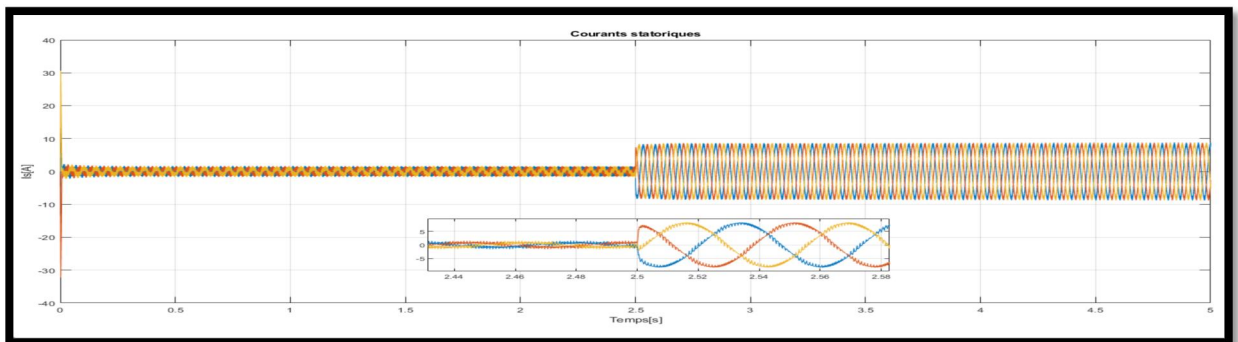
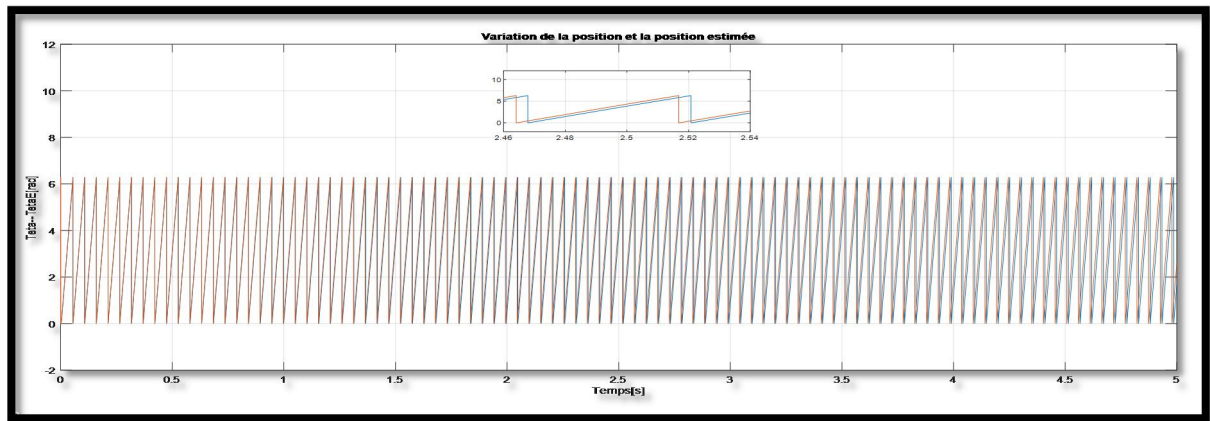


Figure III.8 Le courant quadratique à vide et en charge



**Figure III.9** Le Variation de la position estimée

On appliquant à l'entrée une vitesse de référence égale à  $120 \text{ (rad /s)}$ , on constate que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant  $t=2.5\text{s}$  ( $C_r= 5 \text{ N.m}$ ), il est remarqué qu'il n'y a presque aucune influence sur l'allure de la vitesse . L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis il suit la variation de la charge. Le couple subit au moment du démarrage un pic puis il atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

On constate selon résultats Les figures (III.5) et (III.9) représentent aussi la bonne estimation de la vitesse de rotation et la position angulaire en utilisant l'observateur par mode glissant d'ordre complet.

### **III.9. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons examiné le contrôle du système variable de second ordre et ses applications aux moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). L'accent a été mis sur les principes de base de ce type de contrôle, en étudiant les algorithmes « Twisting » et « Super Twisting » qui améliorent les performances dynamiques du système.

Le rôle de l'observateur de second ordre dans l'amélioration de l'estimation de l'état, qui réduit la dépendance aux capteurs et réduit les coûts, est également analysé. De plus, nous avons discuté des stratégies de contrôle traditionnelles et basées sur des observateurs pour améliorer l'efficacité du système.

Dans l'ensemble, la commande variable de second ordre s'avère très prometteuse pour améliorer les performances des moteurs synchrones à aimants permanents, ouvrant ainsi la voie à de nouvelles recherches et développements dans ce domaine.

### **III.10. Références**

- [1] **I.Deghboudj** «commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur» Mémoire de Magister, Université Constantine, 2013.
- [2] M r. Noureddine BOUNASLA "Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents" Mémoire de Magister en Electrotechnique2014.
- [3] M r. Malik MANCEUR "Commande robuste des systèmes non linaires complexes' 'thèse de doctorat de l'Université de Reims Champagne-Ardenne 12 juin 2012.

### **Conclusion générale:**

Cette note est une étude complète et multidimensionnelle des synchroniseurs à aimants permanents (MSAP) et des différentes techniques de contrôle qui peuvent leur être appliquées. Au travers des trois chapitres, plusieurs aspects clés sont abordés et peuvent être résumés comme suit :

Dans le chapitre 1, nous avons abordé les concepts de base des synchroniseurs à aimants permanents (MSAP). Nous avons expliqué la structure de la machine, y compris le rotor et le stator, et abordé la modélisation de la machine à travers les trois formes ABC, DQ et alpha-bêta. Nous avons également examiné le système d'alimentation électrique connecté à la machine via des onduleurs (ondio), et discuté des différentes techniques de contrôle appliquées au MSAP et de l'importance de simuler ces machines lorsqu'elles sont connectées au réseau électrique.

Dans le deuxième chapitre, l'accent a été mis sur les techniques de contrôle coulissant pour les machines MSAP. Ici, nous avons passé en revue le concept de contrôle variable du châssis et les techniques traditionnelles de contrôle des coulisses, en soulignant les avantages et les inconvénients de ces techniques. Nous avons également développé des lois de contrôle, sélectionné la surface de glissement et les conditions de glissement appropriées, appliqué ces techniques au MSAP en sélectionnant trois surfaces de glissement et lois de contrôle liées à  $I_q$ ,  $U_q$  et  $U_d$ , et fini par simuler les résultats.

Dans le troisième chapitre, nous avons discuté du contrôle des glissements de second ordre. Nous avons passé en revue le principe du contrôle coulissant de second ordre et les algorithmes les plus importants utilisés, tels que « Twisting Algorithm » et « Super Twisting Algorithm ». Nous avons également discuté du contrôleur complet du système de coulisses MSAP et de l'application du contrôle des coulisses de second ordre à ces machines.

Grâce à cette étude, nous avons déterminé que les techniques de contrôle du glissement, à la fois classiques et du second ordre, permettent un contrôle précis et efficace des machines synchrones à aimants permanents. Cependant, ces techniques nécessitent une compréhension approfondie et une étude minutieuse pour développer des lois de contrôle et sélectionner des surfaces de glissement appropriées. Ces technologies sont considérées comme une solution prometteuse aux défis du contrôle de ces machines et ouvrent de nouveaux horizons pour l'amélioration et le développement continu dans le domaine du contrôle électrique et industriel.

